

ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"
Сборник научных трудов
Тематический выпуск
"Автоматика и приборостроение"

36'2007

Издание основано Национальным техническим университетом
"Харьковский политехнический институт" в 2001 году

Государственное издание
Свидетельство Госкомитета по
информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

Л.Л. ТОВАЖНЯНСКИЙ, д-р техн. наук,
проф.

**Секретарь координационного
совета**

К.А. ГОРБУНОВ, канд. техн. наук, доц.

А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.;
Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.;
Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.;
А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
Т.С. Воропай, д-р фил. наук, проф.;
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;
В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;
П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.;
А.Ф. Кириченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.;
В.А. Лозовой, д-р фил. наук, проф.;
О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.;
П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.;
Н.И. Погорелов, д-р техн. наук, проф.;
М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.;
В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.;
В.И. Таран, д-р физ.-мат. наук, проф.;
Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.;
А.Ф. Шехоцков, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

А.Н. Борисенко, канд. техн. наук, доц.

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Гапон, канд. техн. наук, доц.;
Л.В. Дербунович, д-р техн. наук, проф.;
Л.М. Любчик, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Овчаренко, д-р техн. наук, проф.;
Е.В. Рогожкин, д-р физ.-мат. наук, проф.;
В.И. Таран, д-р физ.-мат. наук, проф.;
Г.И. Загарий, д-р техн. наук, проф.;
А.С. Куценко, д-р техн. наук, проф.;
К.И. Богатыренко, д-р техн. наук, проф.;
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
Б.И. Кузнецов, д-р техн. наук, проф.;
Г.К. Вороновский, д-р техн. наук, проф.

Планируются выпуски Вестника в ноябре
и марте каждого года

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.
НТУ "ХПИ", Каф. АУТС
Тел. (057) 707-21-01

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2007. – № 36 – 116 с.

В збірнику представлено теоретичні та практичні результати наукових досліджень та розробок, що виконані викладачами вищої школи, аспірантами, науковими співробітниками різних організацій та установ.

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

В сборнике представлены теоретические и практические результаты исследований и разработок, выполненных преподавателями высшей школы, аспирантами, научными сотрудниками различных организаций и предприятий.

Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ"

Протокол № 11 від 9 листопада 2007 р.

© Національний технічний університет "ХПІ", 2007

Э.Е. GERMAN, ассистент каф. АХТС и ЭКМ НТУ "ХПИ",
Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р. техн. наук, проф. каф. АУТС НТУ "ХПИ",
С.В. БЕЛЕЦКИЙ, к.т.н., доц., ХУГЗ (г. Харьков)

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НЕЧЕТКИХ ПИД КОНТРОЛЛЕРОВ

В статті запропоновано новий спосіб розбивки нормованої області нечітких функцій для похибки сигналу та керуючого впливу в НПІДК. Обґрунтовані причини такої розбивки. Отримані аналітичні вирази для обчислення залежності $\tilde{u}_F(\tilde{e})$ в нечіткому блоці НПІДК.

In the paper the new way of partitioning of normalized space of fuzzy functions for an error of a signal and control action in FPIDC is proposed. The reasons of such partitioning are justified. The analytical expressions for calculus of relation in the fuzzy unit of FPIDC are obtained.

Введение. В последнее время методы нечеткого управления все чаще применяют в технологических процессах при управлении сложными нелинейными объектами, в условиях неопределенной информации, при наличии большого числа неявных внешних возмущающих воздействий [1]. Тем не менее, теоретическое обоснование замены классических методов управления нечетким управлением отсутствует. Разработка процедуры проектирования нечетких контроллеров состоит из многочисленных шагов "проб и ошибок" на этапе моделирования динамических процессов и согласования управляющих правил по лингвистическим протоколам экспертных оценок, которые зачастую противоречивы и невыполнимы.

В связи с этим активизируются исследования по созданию формальных методов синтеза нечетких контроллеров, которые не связаны с конкретными объектами [2-6]. В [2] предложен формальный метод выбора эффективных систем нечеткого логического вывода (НЛВ), основанный на сравнении 12 различных моделей НЛВ замкнутой системы первого порядка с запаздыванием. Данный метод выбора НЛВ не является универсальным, и применим только для ограниченного числа систем управления более высокого порядка. В [3] представлен аналитический метод выбора 4-х правил настройки НЛВ для нечеткого ПИД контроллера, который не зависит от характеристик объекта управления и позволяет получить требуемый НЛВ. В [4-6] исследуются ключевые вопросы выбора и оценки правил НЛВ и дефазификации для настроек нечетких контроллеров. В [7,8] рассматривается структура нечеткого ПИД контроллера и параметры нечеткой настройки, которые определяют границы функций принадлежности. В [9] описаны структурные особенности реализации

независимого нечеткого воздействия на отдельные элементы контроллера.

Существуют несколько методов проектирования нечетких ПИД контроллеров, которые разделяются на методы параметрического и функционального проектирования [10].

К сожалению, в настоящее время отсутствует обобщенная и теоретически обоснованная процедура синтеза НПІДК, приводятся многочисленные примеры частного применения нечеткого управления различными технологическими процессами и объектами. Сочетание двух методов проектирования позволяет создавать "гибридные" НПІДК, в которых функциональный подход используется для грубой настройки ПИД контроллера, а параметрический – для точной настройки коэффициентов прямого контура на линейных участках управления программ. Параметрический подход основан на выборе параметров нечеткого контроллера, число которых изменяется в зависимости от структуры НПІДК. С другой стороны уменьшение числа параметров позволяет упростить вычисление соответствующих коэффициентов, оптимизирующих процесс регулирования. Таким образом, систематизация исследований, проведенных в области нечеткого управления, разработка методов синтеза НПІДК и оптимизация их параметров является актуальной научно-технической задачей.

Целью статьи является дальнейшее усовершенствование методов параметрического проектирования НПІДК, направленное на сокращение числа настроечных параметров и уменьшение трудоемкости вычислений управляющих воздействий.

Основная часть.

В [7-9] рассматривался нечеткий контроллер НПІДК типа 1-1, который имеет структуру, представленную на рис.1:

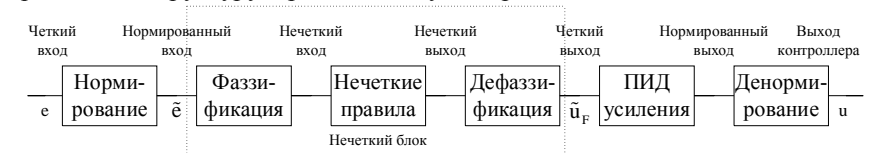


Рис.1. Структура нечеткого ПИД контроллера

Для нормированного сигнала ошибки \tilde{e} и дефазифицированного выходного сигнала нечеткого блока контроллера \tilde{u}_F база правил такого НПІДК имеет вид:

- Правило 1: Если ($\tilde{e} - NB$), то ($\tilde{u}_F - NB$);
 Правило 2: Если ($\tilde{e} - ZE$), то ($\tilde{u}_F - ZE$);
 Правило 3: Если ($\tilde{e} - PB$), то ($\tilde{u}_F - PB$);

где нечеткая переменная NB обозначает “большой отрицательный”, ZE – “около нуля”, PB – “большой положительный”.

Функции принадлежности такого контроллера для \tilde{e} и \tilde{u}_F показаны на рис. 2.

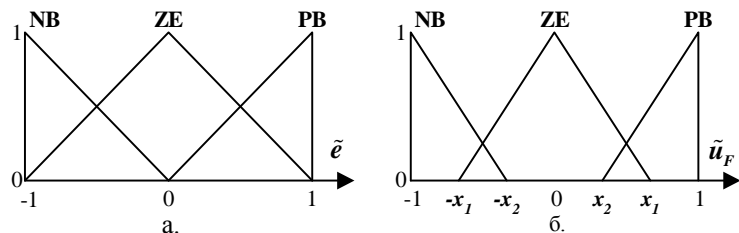


Рис. 2. – Функции принадлежности для: а – нормированного сигнала ошибки \tilde{e} ; б – выходного сигнала нечеткого блока контроллера \tilde{u}_F .

В представленной структуре НПЖДК используется два параметра нечеткой настройки x_1 и x_2 .

Для уменьшения сложности вычислений управляющих воздействий НПЖДК предлагается использовать минимальное количество нечетких переменных. Таким образом предлагается использовать только две нечеткие переменные: $\{N, P\}$, которые соответствуют множеству нечетких значений функций принадлежности – “отрицательный” и “положительный”, соответственно.

Следовательно, структура НПЖДК, представленного в [7,8] будет иметь функции принадлежности для \tilde{e} и \tilde{u}_F , как показано на рис.3.

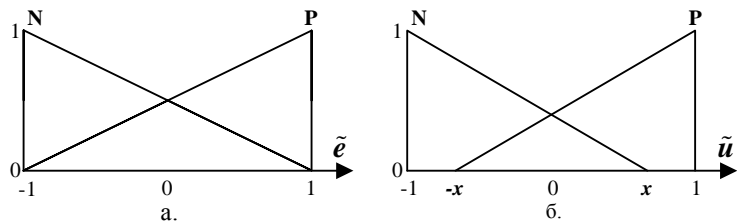


Рис. 2. – Функции принадлежности для а – нормированного сигнала ошибки \tilde{e} ; б – выходного сигнала нечеткого блока контроллера \tilde{u}_F .

Соответственно, база правил нечеткого ПИД контроллера примет вид:

Правило 1: Если ($\tilde{e} - N$), то ($\tilde{u}_F - N$);

Правило 2: Если ($\tilde{e} - P$), то ($\tilde{u}_F - P$);

Уменьшение числа функций принадлежности для нечетких контроллеров, представленных в [7,8], позволяет сократить число параметров нечеткой настройки. В новой структуре НПЖДК и введенной базе правил (5) имеется только один параметр нечеткой настройки x , что позволяет сократить погрешность и трудоемкость при вычислении параметров НПЖДК.

Отметим, что для структуры НПЖДК типа (1-3) в [9] число параметров нечеткой настройки в контроллере равно 6. Ранее и требовалось 6: по 2 для каждого нечеткого блока НПЖДК.

Применяя аналитический подход к вычислению функции $\tilde{u}_F(\tilde{e})$ по аналогии с рассмотренным в [9], получены три различных соотношения для вычисления значений управляющих воздействий, которые зависят от параметра нечеткой настройки x .

В качестве нечеткой импликации предлагается использовать классическую нечеткую импликацию типа “max-min”, предложенную Заде [11]. Заштрихованные области на рис. 3 представляют собой аккумуляцию в системе нечеткого вывода для каждой входной нечеткой переменной: N и P . Дефазификация проводилась по методу центра тяжести (Centre of Gravity, CoG), и рассчитывается по формуле:

$$\tilde{u}_F = \frac{\int_{-1}^1 \tilde{u} \cdot \mu(\tilde{u}) d\tilde{u}}{\int_{-1}^1 \mu(\tilde{u}) d\tilde{u}} \quad (7)$$

где \tilde{u} – выходная переменная, $\mu(\tilde{u})$ – функция принадлежности, соответствующая выходной переменной \tilde{u} .

а) $x \geq 0$ (рис. 3, а):

$$\tilde{u}_F = \frac{(2h-k)[3-(2-\tilde{e})+(1-k)(h^2-h+1)]}{3[2h(1-h)+1]} \quad (7, a)$$

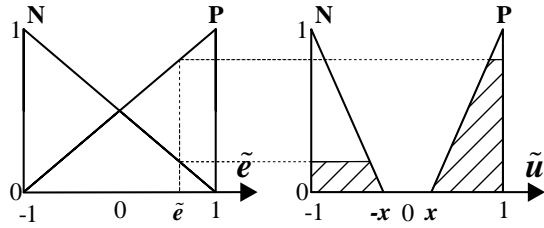


Рис. 3, а. $x \geq 0$

б) $x < 0, h' \geq 1-h$ (рис. 3, б)

$$\tilde{u}_F = \frac{(2h-k)[h(1-h)(1-x)^2 + 2x^2 - x + 2]}{3[3-2h+x-2hx]} \quad (7, б)$$

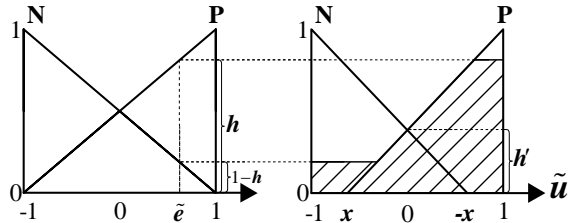


Рис. 3, б. $x < 0, h' \geq 1-h$

в) $x < 0, h' < \frac{1-\tilde{e}}{2}$ (рис. 3, в)

$$\tilde{u}_F = \frac{(x-1)[(1-x)^2 h(h-1)(4h-5) + (1-x)(2h-1)(2-x) - 6x(1-h)]}{3[4h(1-h)(1-x)^2 + 2h(1-x)^2(h-1) + 1-2x-x^2]} \quad (7, в)$$

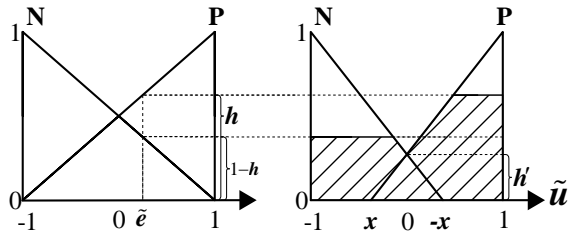


Рис. 3, в. $x < 0, h' < 1-h$

где $h' = \frac{x}{x-1}$ – точка пересечения верхних границ функций принадлеж-

ности для N и P , $h = \frac{1+\tilde{e}}{2}$ – нечеткое значение входного сигнала.

Выводы. Предложена упрощенная структура нечеткого блока НПВДК, которая сводится к использованию минимального числа разбиений нормированного пространства для сигнала ошибки \tilde{e} и выходного сигнала нечеткого блока контроллера \tilde{u}_F . Таким образом, задача регулирования для нечеткого блока НПВДК сводится к нахождению только одного параметра нечеткой настройки x , что позволяет также упростить процедуру вычисления управляющего воздействия \tilde{u}_F по сравнению с описанными в [9].

Список литературы: 1. Рутковская Д., Пилинский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 452 с. 2. Mizumoto M. Fuzzy control under various fuzzy reasoning methods.// Inf. Sci. 1988. Vol. 45, pp. 129-151. 3. Ying H. The simplest fuzzy controllers using different inference methods are different nonlinear PI controllers with variable gains.// Automatica. 1993. Vol. 29, pp. 1579-1589. 4. H. Nakanishi, I.B., Sugeno M. and oth. A review and comparison of six reasoning methods.// Fuzzy Sets Systems. 1993. Vol. 57, pp. 257-294. 5. Chen C.-L., Wang S.N. and oth. Theoretical analysis of crisp-type fuzzy logic controllers using various t -norm sum-gravity inference methods.// IEEE Trans. Fuzzy Syst. 1998. Vol. 6, pp. 122-136, 1998. 6. Ying H. The Takagi-Sugeno fuzzy controllers using the simpler linear control rules and nonlinear variable gains.// Automatica. 1998. Vol. 34, pp. 157-167. 7. Гапон А.И., Герман Э.Е., Дербунович Л.В.// Система нечеткого управления процессом выращивания функциональных монокристаллов. Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". № 36. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ"ХПІ"2006. -№31. – С. 11-18. 8. Герман Э.Е., Дербунович Л.В.// Нечеткий ПИД контроллер в системах управления установками для выращивания. Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ"ХПІ"2007. -№6. – С. 19-23. 9. Гапон А.И., Герман Э.Е., Дербунович Л.В.// Методы проектирования нечетких ПИД контроллеров. Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". № 36. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ"ХПІ"2005. -№17. – С. 15-21. 10. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Егунова Н.Д. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2002. – 744 с. 11. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 736 с.

Поступила в редколлегию 22.11.07

Н.А. ДЕНИСЕНКО, А.И. РОГАЧЁВ, докт. техн. наук (г. Харьков)

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССОМ ПРОПАРКИ ПРИ СУШКЕ КАПИЛЛЯРНО-ПОРИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ

В цій статті розглянуто задачу оптимізації технологічного процесу сушки капілярно-пористих матеріалів та наведено приклад рішення такої задачі за допомогою пакета Control Toolbox системи Matlab.

In this article the problem of optimization technological process of drying capillary-porous materials is considered and the example this problem by assistance package Control Toolbox of system Matlab is given.

Введение. В настоящее время наблюдается значительный прогресс в строительной отрасли, что требует увеличения количества и повышения качества материалов и деталей, подлежащих после изготовления предварительной сушке. К числу последних относятся капиллярно-пористые материалы – древесина, кирпич, бетон и многие другие. Одним из основных этапов сушки таких материалов является этап пропарки, заключающийся в доведении температуры и влажности высушиваемых изделий до заданных значений при сохранении постоянной психрометрической разности температур «сухого» и «влажного» термометров. При этом необходимо выполнить требования к качеству рассматриваемых материалов при предельно возможном сокращении времени пропарки и минимизации расхода теплоносителя.

Задачи повышения эффективности процесса сушки исследовались в ряде работ при различных критериях оптимальности. В частности, в работах [1], [2] рассматривалась возможность сокращения времени этапа пропарки при отсутствии ограничения на величину энергозатрат. В работе [3] исследовалась задача минимизации расхода теплоносителя при критерии качества в виде интеграла от функции, линейно зависящей от управляющего воздействия, что не позволило реализовать замкнутый регулятор в функции фазовых координат. В данной работе рассматривается задача минимизации расхода теплоносителя при критерии качества в виде квадратичного функционала от управляющего воздействия.

Постановка задачи исследования. Сушильные камеры периодического действия – это технологические объекты, в которых, в частности, высушивают пиломатериалы в среде влажного воздуха с подведением тепла и удалением влаги конвективным способом. Конвективная сушка древесины – это сложный нестационарный процесс теплообмена. Поэто-

му такие системы в динамике описываются нелинейными дифференциальными уравнениями в частных производных, что затрудняет решение задач оптимизации переходных процессов, а также увеличивает сложность реализации оптимальных регуляторов. В то же время экспериментально показано, что вблизи рабочего режима статические характеристики сушильных камер с достаточной степенью точности можно линеаризовать, а параметры камеры в пределах каждого технологического цикла пропарки считать стационарными. Тогда динамика сушильной камеры может быть описана линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами. Описание переходного процесса в самом высушиваемом материале зависит уже от вида пиломатериалов, поэтому невозможно составить приемлемую математическую модель для общего случая. Рассмотрим вариант, когда заготовки бруса достаточно тонкие. Тогда высушиваемые материалы можно представить в виде простого апериодического звена, при этом обязательно должно учитываться ограничение по скорости изменения температуры в материале.

На основании исследования переходных характеристик камеры отдельно для каналов регулирования по «сухому» и «мокрому» термометрам и физических зависимостей между отдельными величинами, характеризующими процессы в камере, можно составить обобщенную структурную схему с двумя входами и одним выходом (рис. 1) [1].

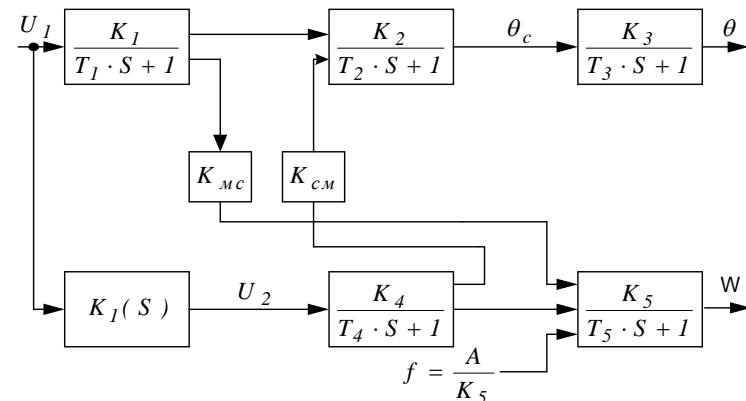


Рис. 1. Структурная схема объекта управления

За основное воздействие принимается управление U_1 , при этом U_2 определяется из условия $\theta_c = \theta_m$, а дополнительное θ постоянное воздействие f обеспечивает выполнение равенства $\theta_c - \theta_m = \text{const} = A$. Управляющее воздействие U_1 предназначено для организации

прогрева – изменения температуры воздуха в камере, т.е. “сухого” термометра θ_c . Управляющее воздействие U_2 представляет собой количество влажного пара, подаваемого непосредственно в камеру, и служит для регулирования температуры “мокрого” термометра θ_m . T_1 – постоянная времени калорифера; T_2 – постоянная времени теплообмена в камере; T_3 – инерционность прогрева материала; T_4 – инерционность подачи влажного пара; T_5 – инерционность влагообмена в камере; T_6 – инерционность увлажнения материала; $k_1 \div k_6$ – коэффициенты передачи соответствующих звеньев; k_{cm} и k_{mc} – коэффициенты передачи безынерционных звеньев, учитывающие взаимовлияние каналов прогрева и увлажнения; θ – температура внутри материала; W – влажность внутри материала.

При ограничении положений задвижек величины U_1 и U_2 также ограничены. Эти ограничения можно записать в виде:

$$0 \leq U_1 \leq U_{1\max}, \quad 0 \leq U_2 \leq U_{2\max}. \quad (1)$$

Кроме того, ограничения должны быть наложены на скорости изменения температуры θ_c и влажности W материала, так как слишком высокие градиенты этих параметров могут привести к повреждению материала. Эти ограничения представим в виде:

$$\left| \frac{d\theta}{dt} \right| \leq B_1, \quad \left| \frac{dW}{dt} \right| \leq B_2, \quad (2)$$

где B_1 и B_2 – заданные константы, величина которых зависит от вида материала, типа камеры и некоторых дополнительных технологических требований к процессу сушки.

Динамика процесса пропарки может быть описана дифференциальным уравнением пятого порядка, но это уравнение можно представить в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка, разрешенных относительно первых производных от фазовых координат. При этом в правых частях этих уравнений не должны присутствовать производные от управления U_1 . Таким образом, объект управления описывается системой линейных уравнений пятого порядка, в каждое из которых входит лишь одна фазовая переменная:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \lambda_1 x_1(t), \\ \dot{x}_2(t) &= \lambda_2 x_2(t), \\ \dot{x}_3(t) &= \lambda_3 x_3(t) + v_3 U_1(t), \\ \dot{x}_4(t) &= \lambda_4 x_4(t) + v_4 U_1(t), \\ \dot{x}_5(t) &= \lambda_5 x_5(t) + v_5 U_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\lambda_1 = -\frac{1}{T_1}$, $\lambda_2 = -\frac{1}{T_2}$, $\lambda_3 = -\frac{1}{T_3}$, $\lambda_4 = -\frac{1}{T_4}$, $\lambda_5 = -\frac{1}{T_5}$, а также

$$T_{21} = \frac{k_5 T_2 - k_2 k_{mc} T_5}{k_2 - k_{mc} k_5}.$$

Коэффициенты v_i вычисляются из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= v_2 = 0, \\ v_3 &= \frac{b_2}{(\lambda_3 - \lambda_4)(\lambda_3 - \lambda_5)}, \\ v_4 &= \frac{b_2}{(\lambda_4 - \lambda_3)(\lambda_4 - \lambda_5)}, \\ v_5 &= \frac{b_2}{(\lambda_5 - \lambda_3)(\lambda_5 - \lambda_4)}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$b_2 = \frac{k_c}{T_1 \cdot T_3 \cdot T_{21}}, \quad k_c = \frac{k_1 k_2 k_3 k_5 (1 + k_{mc} k_{cm})}{k_5 - k_2 k_{mc}}. \quad (5)$$

Для решения задачи минимизации расхода теплоносителя используем квадратичный функционал:

$$q = \int_0^T U_1^2(t) dt \rightarrow \min \quad (6)$$

Тогда задача оптимизации может быть сформулирована следующим образом: перевести объект, описываемый системой уравнений (3) из состояния $\bar{x}(0)$ в состояние $\bar{x}(t_k)$ за конечное время t_k таким образом, чтобы функционал (6) принимал наименьшее возможное значение при выполнении ограничения:

$$0 \leq U_1 \leq U_{1\max} \quad (7)$$

Для решения задачи с использованием принципа максимума Понтрягина запишем гамильтониан:

$$H = -U_1^2 + \psi_1 \lambda_1 x_1 + \psi_2 \lambda_2 x_2 + \psi_3 (\lambda_3 x_3 + v_3 U_1) + \psi_4 (\lambda_4 x_4 + v_4 U_1) + \psi_5 (\lambda_5 x_5 + v_5 U_1) \quad (8)$$

Из условия максимума гамильтониана H вдоль оптимальной траектории имеем:

$$\begin{aligned} -2U_1 + v_3 \psi_3 + v_4 \psi_4 + v_5 \psi_5 &= 0 \\ U_{1onm} &= 0,5(v_3 \psi_3 + v_4 \psi_4 + v_5 \psi_5). \end{aligned} \quad (9)$$

Уравнения сопряженной системы для вектор-функции $\bar{\psi}$ имеют одинаковую структуру и могут быть записаны в виде:

$$\frac{d\psi_i}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial x_i} = -\lambda_i \psi_i \quad (i=1 \div 5). \quad (10)$$

Из уравнения (10) вытекает, что

$$\psi_i = \psi_{i0} e^{-\lambda_i t} \quad (i=1 \div 5), \quad (11)$$

где ψ_{i0} – начальные значения соответствующих компонент функции $\bar{\psi}$. Исходя из того, что координаты x_1, x_2 неуправляемы и изменяются только под действием начальных условий, следует представить граничные условия для координат x_3, x_4, x_5 через $\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}$. Таким образом оптимальное управление является непрерывной функцией времени.

Проверим наличие особых управлений. Для их существования необходимо, чтобы на каком-либо, хотя бы единственном, конечном интервале времени $[t_i, t_{i+1}]$ ($t_{i+1} - t_i \neq 0$) выполнялось условие

$$\psi_3 v_3 + \psi_4 v_4 + \psi_5 v_5 \equiv U_{1\max}. \quad (12)$$

В принципе выполнение тождества (12) может иметь место, но для линейного объекта с квадратичным функционалом, который рассматривается в нашей задаче, таких особых управлений не существует [4]. Следовательно, оптимальное по расходу топлива управление по переводу объекта из начального в конечное состояние должно быть непрерывным.

Пример решения задачи оптимизации. Рассмотрим объект управления в виде сушильной камеры согласно структурной схеме, приведенной на рис. 1.

Пусть заданы следующие коэффициенты передачи соответствующих

звеньев:

$$k_1 = 130; k_2 = 0,61; k_3 = 1; k_4 = 40; k_5 = 2; k_{mc} = 0,8; k_{cm} = 0,75.$$

И постоянные времени (в часах):

$$T_1 = 1,12; T_2 = 1,17; T_3 = 2,33; T_4 = 0,33; T_5 = 0,83; T_6 = 1,84; T_{21} = 1,271.$$

Тогда находим коэффициенты λ_i, v_i и система дифференциальных уравнений запишется так:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= -0,893 \cdot x_1(t), \\ \dot{x}_2(t) &= -0,855 \cdot x_2(t), \\ \dot{x}_3(t) &= -0,429 \cdot x_3(t) + 54,34 \cdot U_1(t), \\ \dot{x}_4(t) &= -3,03 \cdot x_4(t) + 8,67 \cdot U_1(t), \\ \dot{x}_5(t) &= -0,787 \cdot x_5(t) - 63,01 \cdot U_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Из системы дифференциальных уравнений (13) запишем матрицу A :

$$A = \begin{bmatrix} -0,893 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,855 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,429 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -3,03 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0,787 \end{bmatrix} \quad (14)$$

А матрица B будет иметь следующий вид:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 54,34 \\ 8,67 \\ -63,01 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Оптимальное управление ищется в виде:

$$\bar{u} = -k \cdot \bar{x}. \quad (16)$$

В системе *MATLAB* пакета *Control Toolbox* существует встроенная функция *lqr* и *dlqr* (для дискретного процесса), позволяющая получить коэффициенты матрицы K , имея известные описанные выше матрицы A, B, R, Q . В простейшем случае это выглядит так:

$$K = lqr(A, B, R, Q) \quad (17)$$

Для данного случая в соответствии с указанными матрицами A и B , а также единичными матрицами R и Q (в соответствии с видом функционала):

$$K = lqr(A, B, R, Q) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,761 & 0,06 & -0,653 \end{bmatrix} \quad (18)$$

Тогда оптимальное управление запишется в виде:

$$u = 0,761 \cdot x_3 + 0,06 \cdot x_4 - 0,653 \cdot x_5. \quad (19)$$

Выводы. Решение задачи минимизации расхода теплоносителя для процесса сушки капиллярно-пористых материалов позволяет найти закон минимизирующий расход теплоносителя на этапе прогрева высушиваемого материала при заданных ограничениях на управление и скорость прогрева. Это легко реализуется с помощью системы MATLAB, которая обладает большими возможностями и инструментами решения задач анализа, синтеза и моделирования систем управления.

Список литературы: 1. *Воронов В.Г., Гонн А.Ю.* «Синтез оптимального управления режимами теплофизической обработки» // Локальные автоматизированные системы автоматизации и вычислительной техники – Киев, «Наукова думка» -1976. - с.10-36. 2. *Воронов В.Г., Качанов П.А., Рогачёв А.И.*, Разработка алгоритма оптимального управления процессом нагрева при сушке капиллярно-пористых материалов // Труды Всесоюзной конференции «Актуальные направления развития сушки древесины. – Архангельск: ЦНИИМОД, 1980. – с.232-239. 3. *Рогачёв А.И.* Минимизация расхода теплоносителя в объекте с вырожденной передаточной функцией // Интегрированные технологии и энергосбережение. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2003. -№1. – с.11-14. 4. *Атанс М.А., Фалб П.Л.* Оптимальное управление. М., «Машиностроение», 1968.

Поступила в редколлегию 19.11.2007

УДК 681.32(075.8)

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, НТУ «ХПИ» (г. Харьков),
М.А. БЕРЕЖНАЯ, канд. техн. наук, ХНУРЭ (г. Харьков),
М.Г. РЫЖИКОВА, ассистент, ХНУРЭ (г. Харьков),
Я.Ю. КОРОЛЕВА, ассистент, ХНУРЭ (г. Харьков)

СИНТЕЗ ДИСКРЕТНЫХ УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ АВТОМАТНЫХ МОДЕЛЕЙ

Finite state machines are widely used to model systems in diverse areas. Often, the modeling machines can be decomposed into smaller component machines and this decomposition can facilitate the system design, implementation and analysis. In this paper, principles of serial (cascade) decomposition that is based on the closed partition of the internal states of the composite of the digital circuits by using properties of serial decomposition of machines.

Приводиться метод синтезу дискретних пристроїв, який ґрунтується на застосуванні послідовної декомпозиції автоматних моделей пристроїв. Обґрунтовані необхідні та достатні умови, що забезпечують реалізацію послідовної декомпозиції складного автомата. Показана перевага приведенного методу синтезу перед відомими методами проектування цифрових пристроїв.

Введение. Детерминированные конечные автоматы широко используются в качестве моделей систем различной природы, таких как дискретные устройства (ДУ) с элементами памяти, микропрограммные устройства управления, арифметические модули, программы лексического и синтаксического анализа, коммутационных протоколов и др. [1,2,3]. Однако, в большинстве случаев для описания реальных систем автоматные модели можно использовать лишь при условии значительного ограничения числа состояний, т.е. при условии разбиения или декомпозиции сложной системы на компоненты меньших размерностей. В [4] предложена элегантная алгебраическая теория понижения размерности функций возбуждений автоматных моделей, позволяющая осуществить последовательную и параллельную декомпозицию исходного автомата на автоматы с меньшим числом состояний. Декомпозиция и иерархическое описание (ДУ), основанное на использовании автоматных моделей, языков *VHDL*, *Verilog*, или *Statecharts*, позволяют эффективно решать проблемы проектирования, анализа и верификации сложных цифровых систем, микроконтроллерных устройств управления [5]. В [6] предложен метод обнаружения и исправления ошибок в коммуникационных протоколах, основанный на декомпозиции автоматных моделей. Однако применение декомпозиционных методов связано с необходимостью решения ряда

задач. Например, для заданного конечного автомата необходимо определить – допускает ли он декомпозицию? А если допускает, то какова структура или тип декомпозиции и удовлетворяют ли компонентные автоматы требованиям размерности и эффективной структурно-логической реализации? В [7] с единых позиций теории графов рассмотрены методы логического проектирования и синтеза автоматов на абстрактном и структурном уровнях. Предложены алгоритмы декомпозиции и направленного поиска решений, основанные на эвристических приемах и алгебраических операциях умножения, суммирования, супперпозиции и композиции графов, которые не дают минимальных вариантов реализаций последовательностных схем, но позволяют получить достаточно близкое приближение к ним. Предложенные в [7] методы декомпозиции автоматов на абстрактном и структурном уровне основаны на разложении графовых моделей автоматов по соответствующим алгебраическим операциям. Анализ примеров структурного синтеза автоматов декомпозиционными методами, предложенные автором, показывают, что имеет место тривиальная декомпозиция сложного автомата на одновременно функционирующие простые или стандартные автоматы с двумя состояниями и нахождению упрощенных выражений их функций возбуждения. В [1,2,4,7] показано, что возможность декомпозиции автомата выявляется путем анализа свойств функций переходов автоматных моделей. Средством этого анализа является алгебра разбиений состояний автомата.

Полностью определенный детерминированный конечный автомат допускает декомпозицию на составляющие его автоматы, если существует замкнутая решетка разбиений его состояний или решетка разбиений состояний со свойствами подстановки. Все замкнутые разбиения состояний автомата образуют замкнутую решетку разбиений, по которой определяется тип декомпозиции и структура составляющих автоматов. Однако, большинство работ по декомпозиционным методам синтеза и логического проектирования ДУ является развитие алгебраической концепции и теории декомпозиции автоматов. Практически не исследованы алгоритмические аспекты этой теории, алгоритмическая и вычислительная сложность построения замкнутой решетки разбиения состояний автомата и его реализации декомпозиционным методом. Поэтому разработка эффективных алгоритмов декомпозиционных методов синтеза ДУ является актуальной проблемой.

Основные определения и понятия. Автоматы, рассматриваемые в данной работе являются детерминированными, сильносвязными, полностью определенными моделями синхронных ДУ с конечным

числом состояний внутренней памяти. Автоматная модель Мили определяется пятеркой $A = (X, Z, Y, \sigma, \lambda)$, где $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ – алфавит входных символов, $Z = \{z_1, z_2, \dots, z_n\}$ – конечное множество состояний, $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_r\}$ – алфавит выходных символов, $\delta(z, x)$ – функции переходов автомата, которая определяется как отображение $\delta : (Z \times X) \rightarrow Z$; $\lambda(z, x)$ – функции выходов автомата, как отображение $\lambda : (Z \times X) \rightarrow Y$. Автомат задается либо таблицей переходов-выходов (ТПВ), либо автоматной диаграммой, представляющей собой ориентированный граф, вершины которого соответствуют состояниям автомата, а дуги – переходам состояний. Каждая дуга отмечается входным и выходным символами, которые связаны с соответствующим переходом состояний.

Определение 1. Разбиением π множества Z состояний автомата называют множество различных подмножеств $\{B_1, B_2, \dots, B_p\}$ множества состояний Z таких, что объединение всех подмножеств B_i равно Z , а их

попарные пересечения – пустые множества, т.е. $\bigcup_{i=1}^p B_i = Z$, $B_i \cap B_j = \emptyset$,

для $i \neq j$. Элементы B_i называют блоками разбиения π . Если два состояния z_a и z_b принадлежат одному блоку разбиения π , то они называют π -эквивалентными, что обозначается $z_a \equiv z_b(\pi)$.

Определение 2. Разбиение π состояний автомата называют замкнутым, если для каждого входного символа $x_i \in X$ каждый блок разбиения π отображается либо в себя, либо в другой блок разбиения π , т.е. $\delta(z_a, x_i) \equiv \delta(z_b, x_i)(\pi)$ для всех $x_i \in X$ и $z_a \equiv z_b(\pi)$. Замкнутые разбиения в [2,4] называют разбиениями со свойствами подстановки.

Разбиение π_α больше или равно разбиению π_β и обозначается $\pi_\alpha \geq \pi_\beta$, если каждый блок π_β включен в блок π_α .

Пример 1. Пусть на множестве $Z = \{z_1, z_2, \dots, z_6\}$ задано два разбиения $\pi_\alpha = \{\overline{z_1 z_2 z_5}, \overline{z_3 z_4 z_6}\}$ и $\pi_\beta = \{z_1 z_5, z_2, z_3 z_4 z_6\}$. Тогда разбиение π_α и π_β можно упорядочить в виде $\pi_\alpha \geq \pi_\beta$.

Очевидно, что отношение \geq является отношением частичного порядка, так как оно имеет свойства рефлексивности, антисимметричности и транзитивности.

В соответствии с определением частичного порядка разбиений наи-

меньшим разбиением является нулевое разбиение $\pi(0) = \{\overline{z_1}, \overline{z_2}, \overline{z_3 z_4}, \overline{z_5}, \overline{z_6}\}$, в котором каждый блок включает только один элемент множества Z , а наибольшим разбиением является единичное разбиение $\pi(1) = \{\overline{z_1}, \overline{z_2}, \dots, \overline{z_6}\}$, содержащее в одном блоке все элементы множества Z .

Определение 3. Если π_1 и π_2 – разбиения множества Z , то произведение разбиений $\pi_p = \pi_1 \cdot \pi_2$, полученное в результате пересечения каждого блока из π_1 с каждым блоком из π_2 образует разбиение π_p , которое является наибольшей нижней границей (НБНГ) разбиений π_1 и π_2 .

Пример 2. Пусть на множестве $Z = \{z_1, z_2, \dots, z_6\}$ задано два разбиения $\pi_1 = \{\overline{z_1 z_4}, \overline{z_2 z_6}, \overline{z_3 z_5}\}$ и $\pi_2 = \{\overline{z_1 z_3 z_5}, \overline{z_2 z_4}, \overline{z_6}\}$.

Тогда в соответствии с Определением 2 НБНГ пары разбиений π_1 и π_2 множества Z является разбиение $\pi_p = \pi_1 \cdot \pi_2 = \{\overline{z_1}, \overline{z_2}, \overline{z_3 z_5}, \overline{z_4}, \overline{z_6}\}$.

Определение 4. Если π_1 и π_2 разбиения множества Z , то суммой разбиений $\pi_s = \pi_1 + \pi_2$ является разбиение, полученное в результате объединения тех блоков π_1 и π_2 , которые имеют по меньшей мере один общий элемент и выполняется неравенство $\pi_s \geq \pi_1$, $\pi_s \geq \pi_2$. Разбиение π_s является наименьшей верхней границей (НМВГ) разбиений π_1 и π_2 .

Для разбиений π_1 и π_2 блоки с общими элементами объединяются в виде:

$$\begin{aligned} & \{\overline{z_1 z_4} \cup \overline{z_1 z_3 z_5} \cup \overline{z_2 z_4}\} \cup \{\overline{z_2 z_6} \cup \overline{z_2 z_4} \cup \overline{z_6}\} \cup \{\overline{z_3 z_5} \cup \overline{z_1 z_3 z_5}\} = \\ & = \{\overline{z_1 z_2 z_3 z_4 z_5}\} \cup \{\overline{z_2 z_4 z_6}\} = \{\overline{z_1 z_2 z_3 z_4 z_5 z_6}\} \end{aligned}$$

Таким образом, $\pi_s = \pi_1 + \pi_2 = \pi(1)$

Последовательная декомпозиция автоматов. На основе введенных выше определений, понятий и свойств замкнутых разбиений множества состояний автоматов определим структуру и свойства последовательной композиции двух конечных автоматов Мили.

Определение 5. Последовательной композицией двух автоматов $A_1 = (X_1, Z_1, Y_1, \sigma_1, \lambda_1)$, у которого $Z_1 = Y_1$ и $\lambda(z_i) = z_j$, и автомата $A_2 = (X_2, Z_2, Y_2, \sigma_2, \lambda_2)$ есть автомат $A = (X, Z, Y, \sigma, \lambda)$, у которого $X = X_1$; $Z = Z_1 \times Z_2 = \{z / z = (z_1, z_2), z_1 \in Z_1, z_2 \in Z_2\}$; $Y \in Y_2$; $\delta(z, x_i) =$

$$= (\delta_1(z_1, x_i), \delta_2[z_2, (z_1, x_i)]), \quad \text{где} \quad z = (z_1, z_2), \quad x_i \in X, \\ \lambda(z, x_i) = \lambda_2[z_2(z_1, x_i)].$$

В соответствии с Определением 5 структура последовательной декомпозиции автомата A (рис.1, а) представляется последовательным соединением двух автоматов A_1 и A_2 (рис. 1, б). Информация о внутренних состояниях автомата A_1 поступает на вход автомата A_2 . Первый автомат (ПА) A_1 называют ведущим автоматом, второй (ВА) A_2 – ведомым.

Декомпозиция автомата A является, нетривиальной, если составляющие его автоматы A_1 и A_2 имеют меньшее число состояний, чем автомат A .

Теорема 1. Конечный автомат Мили $A = (X, Z, Y, \delta, \lambda)$ допускает нетривиальную последовательную декомпозицию тогда и только тогда, когда существует нетривиальное замкнутое разбиение множества Z состояний автомата A .

Доказательство.

Необходимость. Предположим, что автомат A представлен последовательной композицией двух автоматов $A_1 = (X_1, Z_1, Y_1, \delta_1, \lambda_1)$ и $A_2 = (X_2, Z_2, Y_2, \delta_2, \lambda_2)$. Тогда, $Y_1 = X_2$ и существует биективное отображение $\alpha : Z \rightarrow Z_1 \times Z_2$. Отображение α индуцирует π -разбиение множества состояний Z в виде: $a = b(\pi)$, если $a = b(\pi)$; где $a, b \in Z$; $a_1, b_1 \in Z_1$, $\alpha(a) = (a_1, a_2)$ и $\alpha(b) = (b_1, b_2)$.

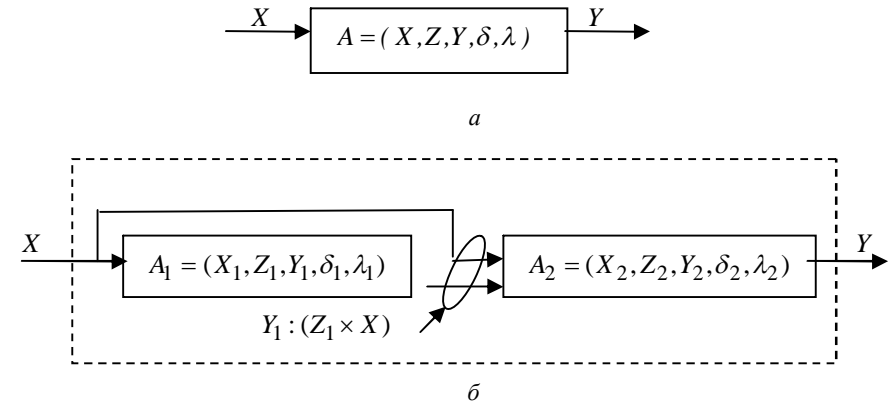


Рис. 1. Обобщенная структурная схема последовательной декомпозиции автомата A

Из Определения 5 последовательной композиции двух автоматов A_1 и A_2 следует, что

$$\alpha(\delta(a, x)) = (\delta_1(a_1, x), \delta_2(\lambda_1(a_1, x), a_2))$$

$$\alpha(\delta(b, x)) = (\delta_1(b_1, x), \delta_2(\lambda_1(b_1, x), b_2)).$$

Если $a = b(\pi)$, то $a_1 = b_1$, и следовательно, $\delta_1(a_1, x) = \delta_1(b_1, x)$. Это означает, что $\delta(a, x) = \delta(b, x)(\pi)$ и разбиение π множества является замкнутым в соответствии с определением 2.

Достаточность. Предположим, что существует замкнутое нетривиальное π -разбиение множества состояний Z . Пусть π имеет k блоков, а максимальный блок состоит из m элементов. Так как π – нетривиальное разбиение, то $k < n$ и $m < n$, где n – число состояний Z . Пусть τ – разбиение множества Z , состоящее из m блоков, которое не обязательно является замкнутым и вместе с разбиением π удовлетворяет условию $\pi \cdot \tau = Z$. Построим разбиение τ : отметим состояния каждого блока разбиения π индексами – метками $1, 2, \dots, r_i$ ($r_i \leq m$) и разместим в каждом блоке разбиения τ состояния с одинаковыми индексными метками из различных блоков разбиения π . Блоки разбиений π и τ идентифицируют состояния автоматов A_1 и A_2 , соответственно. Так как $\pi \cdot \tau = Z$, то множество состояний автоматов A_1 и A_2 биективно отображается на множество состояний автомата A , а функции возбуждения и выходов автоматов A_1 и A_2 соответствуют определению 5 и отображению $\alpha: Z \rightarrow Z_1 \times Z_2$.

В соответствии с теоремой 1 последовательная декомпозиция автомата A на два автомата A_1 и A_2 с меньшим числом состояний иллюстрируется структурной схемой на рис. 2.

Пример 3. Методом последовательной декомпозиции синтезировать схему, модель которой представлена конечным автоматом Мили $A = (X, Z, Y, \delta, \lambda)$ (табл. 1).

Автомат A имеет замкнутое разбиение состояний $\pi = \{z_1, z_6; z_2, z_5; z_3, z_4\}$. Тогда в соответствии с теоремой 1 выбираем разбиение состояний $\tau = \{z_1, z_2, z_3; z_4, z_5, z_6\}$, которое обеспечивает выполнение условия $\pi \cdot \tau = \pi(0)$.

Воспользуемся обозначениями приведенными на рис. 2, построим таблицу переходов двух автоматов A_1 и A_2 , образующих последовательную декомпозицию автомата A (табл. 2 и табл. 3).

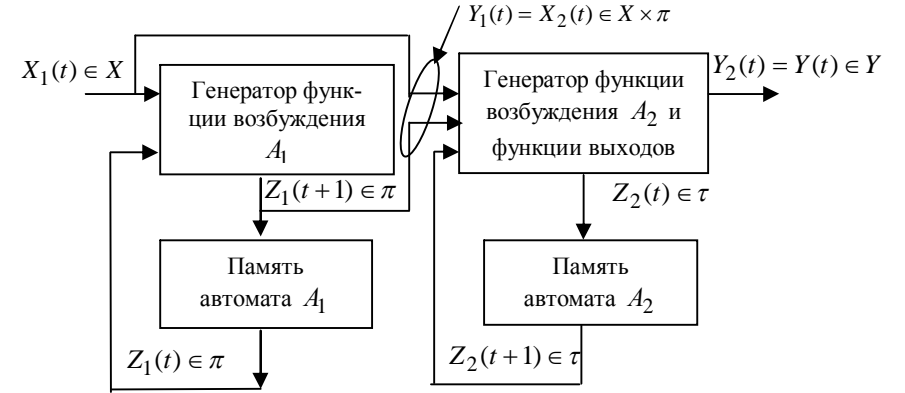


Рис.2 Структурная схема последовательной декомпозиции автомата A

Функции переходов автоматов A_1 и A_2 соответствуют ТПВ автомата A (табл. 1), например: $\delta(\overline{(z_1, z_6)}, x_0) = \overline{(z_3, z_4)}$, $\delta(\overline{(z_1, z_2, z_3)}, x_0) = \overline{(z_4, z_5, z_6)} = b_2$ и т.д.

Таблица 1 – ТПВ автомата A

$z(t) \backslash X$	$z(t+1), \lambda(t)$	
	$x_0=0$	$x_1=1$
z_1	$z_4, 0$	$z_3, 0$
z_2	$z_6, 0$	$z_3, 0$
z_3	$z_5, 0$	$z_2, 1$
z_4	$z_2, 0$	$z_5, 0$
z_5	$z_1, 0$	$z_4, 0$
z_6	$z_3, 0$	$z_4, 1$

Таблица 2 – Таблица переходов автомата A_1

$z(t) \backslash X$	$Z_1(t+1)$	
	$x_0=0$	$x_1=1$
$a_1(z_1, z_6)$	a_3	a_3
$a_2(z_2, z_5)$	a_1	a_3
$a_3(z_3, z_4)$	a_2	a_2

Таблица 3 – Таблица переходов автомата A_2

$z(t) \backslash X$	$Z_1(t+1)$	
	$x_0=0$	$x_1=1$
$b_1(z_1, z_2, z_3)$	b_2	b_1
$b_2(z_4, z_5, z_6)$	b_1	b_2

В соответствии с определением 5 и структурной схемой рис. 2 множество входных символов автомата A_2 образуется декартовым произведением $X_2 = X \times \pi = \{x_0, x_1\} \cdot \{a_1, a_2, a_3\} =$

$$= \{(x_0, a_1), (x_0, a_2), (x_0, a_3), (x_1, a_1), (x_1, a_2), (x_1, a_3)\}.$$

С учетом этого ТПВ автомата A_2 имеет 6 столбцов, а декартово произведение двух разбиений $(\pi \times \tau) = \{a_1, a_2, a_3\} \times \{b_1, b_2\}$, определяет значения функций переходов и выходов автомата A_2 в виде $(a_1 \times b_1) = \{(z_1, z_6) \cap (z_1, z_2, z_3)\} = z_1$. Из табл. 1 определяем: $\delta(z_1, x_0) =$

$= z_4 \in b_2 \quad \lambda(z_1, x_0) = y_0 = 0$. Для $(a_1 \times b_2) = \{(z_1, z_6) \cap (z_4, z_5, z_6)\} = z_6$, $\delta(z_6, x_0) = z_3 \in b_i$, $\lambda(z_6, x_0) = y_1 = 1$. Выполнив аналогичные операции для всех столбцов, получим ТПВ автомата A_2 (табл. 4).

Таблица 4 – ТПВ автомата A_2

$Z_2(t) \backslash X$	$Z_2(t+1), \lambda(t) = y_2(t)$					
	x_0, a_1	x_0, a_2	x_0, a_3	x_1, a_1	x_1, a_2	x_1, a_3
b_1	b_2, y_0	b_2, y_0	b_2, y_0	b_1, y_0	b_1, y_1	b_1, y_1
b_2	b_1, y_1	b_1, y_1	b_1, y_0	b_2, y_1	b_2, y_0	b_2, y_0

На следующем шаге синтеза схемы необходимо выполнить операцию кодирования таблиц переходов и выходов автоматов A_1 и A_2 . Кодированные таблицы переходов автоматов A_1 и A_2 представлены табл. 5, 6.

Таблица 5 – Кодированная таблица переходов автомата A_1

$(Q_1, Q_2) \backslash X$	$(Q_1, Q_2) (t+1)$	
	$x_0=0$	$x_1=1$
$a_1:00$	10	10
$a_2:01$	00	10
$a_3:00$	01	01

Таблица 6 – Кодированная таблица переходов автомата A_2

$Q_3(t) \backslash X$	$Q_3(t+1)$	
	$x_0=0$	$x_1=1$
$b_1:0$	1	0
$b_2:1$	0	1

Кодированная ТПВ автомата A_2 , которая отображает табл. 4 в соответствии с кодами состояний автоматов A_1 и A_2 и кодами входных и выходных символов представлена табл. 7.

Таблица 7 – Кодированная ТПВ автомата A_2

$Z_2(t) \backslash X$	$Z_2(t+1), \lambda(t) = y_2(t)$					
	0,00	0,01	0,10	1,00	1,01	1,10
b_1	1,0	1,0	1,0	0,0	0,0	0,1
b_2	0,1	0,1	0,0	1,1	1,0	1,0

Из табл. 7 находим МДНФ функции выходов автомата A в виде:

$$y(t) = xQ_1\bar{Q}_3 + \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3 + x\bar{Q}_1Q_3 = xQ_1\bar{Q}_3 + \bar{Q}_1Q_3 \cdot (x + \bar{Q}_2) \quad (1)$$

Если в качестве элементов памяти схемы использовать D – триггеры, то из табл. 5 и 6 функции возбуждения триггеров определяются в виде:

$$\begin{aligned} Q_1(t+1) &= D_1 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2 + \bar{Q}_1x = \bar{Q}_1(x + \bar{Q}_2); \\ Q_2(t+1) &= D_2 = Q_1; \\ Q_3(t+1) &= D_3 = x\bar{Q}_3 + xQ_3 = x \oplus \bar{Q}_3. \end{aligned} \quad (2)$$

Минимальная схемная реализация автомата A методом последовательной декомпозиции в соответствии с уравнением (1) и (2)

представлена на рис. 3.

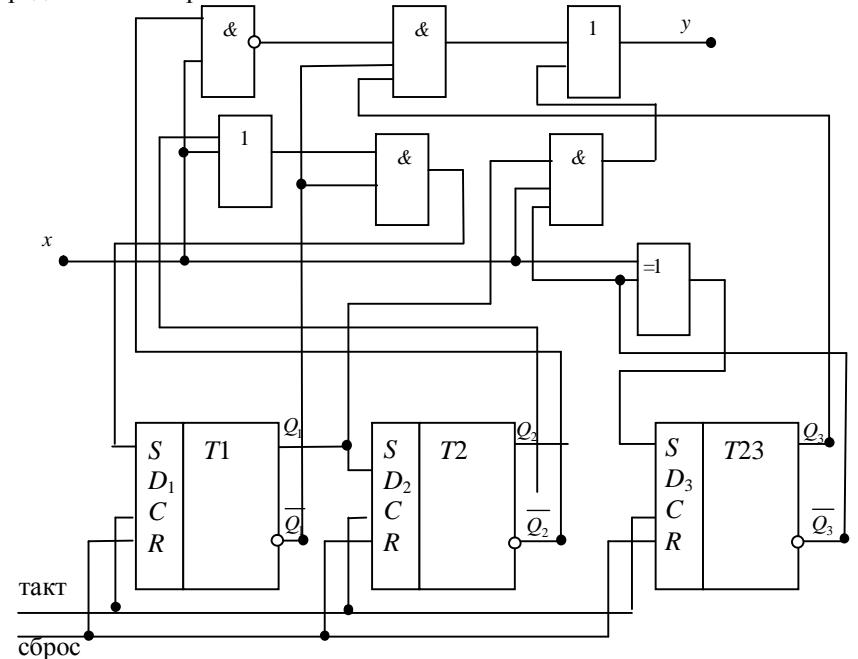


Рис. 3. Схемная реализация автомата A методом последовательной декомпозиции

Схемная реализация автомата A каноническим методом структурного синтеза для принятых кодов состояний: $z_1:000$, $z_2:001$, $z_3:010$, $z_4:011$, $z_5:100$, $z_6:110$ позволяет получить из кодированной ТПВ автомата A (табл. 1) функции возбуждения D – триггеров и функцию выходов автомата в виде:

$$\begin{aligned} Q_1(t+1) &= D_1 = \bar{x}(\bar{Q}_2Q_3 + \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_3) + xQ_2Q_3; \\ Q_2(t+1) &= D_2 = xQ_1 + (Q_1 \oplus \bar{Q}_2); \\ Q_3(t+1) &= D_3 = x \cdot (Q_1 + Q_2\bar{Q}_3) + \bar{x}(\bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3 + Q_2Q_3) = x \oplus \bar{Q}_3; \\ y(t) &= x\bar{Q}_1 + Q_1Q_2 + xQ_2\bar{Q}_3. \end{aligned} \quad (3)$$

Для сравнительного анализа двух методов синтеза ДУ (декомпозиционного и канонического) выполним оценку аппаратных затрат на схемную реализацию устройств, используя оценочную методику фирмы Synopsys Inc, которая была разработана для КМОП технологии производства интегральных схем [8]. В качестве вентиляльного эквивалента (в.э.)

используется 2-входовый И-НЕ (ИЛИ-НЕ) элемент. Аппаратурные затраты оцениваются, исходя из технологических затрат на реализацию различных схемных элементов, представленных в вентильных эквивалентах (табл. 8).

Таблица 8 – Методика оценки аппаратурных затрат *Synopsis Inc*

2 – вх. И (ИЛИ)	1,3 в.э.
2 – вх. ИСКЛ. – ИЛИ	2,0 в.э.
2 на 1 мультиплексор	1,7 в.э.
D – триггер	3,6 в.э.
3 – вх. И – НЕ (ИЛИ – НЕ)	1,5 в.э.
Инвертор	0,7 в.э.

Аппаратурные затраты на реализацию схемы автомата А составляют:

- декомпозиционный метод – 22,2 в.э., 19 внутренних соединений;
- канонический метод – 40,3 в.э., 52 внутренних соединения.

Таким образом, синтез ДУ методом последовательной декомпозиции позволяет вдвое сократить затраты на реализацию электронных элементов, значительно снизить трудоемкость процедур их размещения и топологической трассировки схемы.

Выводы. Были исследованы и обоснованы необходимые и достаточные условия, которые обеспечивают последовательную декомпозицию исходной автоматной модели ДУ на компонентные автоматы с меньшим числом внутренних состояний. Показано, что использование замкнутых разбиений состояний автомата позволяет осуществить схемную реализацию исходного автомата в виде последовательной композиции двух составляющих автоматов с меньшим числом состояний, что снижает аппаратурные затраты на реализацию ДУ.

Список литературы: 1. Самофалов К.Г., Романкевич А.М. и др. Прикладная теория цифровых автоматов. – К.: Вища шк. – 1987. – 375с., 2. Гаврилов М.А., Девятков В.В., Путьрев Е.Н. Логическое проектирование дискретных автоматов. – Наука, М. з 1977. – 352с., 3. Lee D., Yamakakis M. Principles and Methods of testing finite state Machines – A Survey // Proc. IEEE. - 1996. – Vol.84. - №8. – p. 1089-1123., 4. Hartmanis I., Stearns R.E. Algebraic structure theory of sequential machines. - Prentice Hall. – 1966., 5. Fummi F. Synthesis for testability of Highly complex controllers by functional Redundancy removal // IEEE Trans. Computers/ - 1999/ - Vol. 48. - №12. - p. 1305 – 1323., 6. Wang C., Schwart M. Fault Detection with multiple observers. // IEEE/ACM Trans. Networking. – 1993. - №1. – p. 48-55., 7. Мелихов А.Н. Ориентированные графы и конечные автоматы. – Наука. – М. – 1971. – 416с., 8. Annexstein F.S. Generating de Bruijn sequences: An efficient Implementation //IEEE Trans. Comput. - 1997. - Vol. c-46. - №2. – p. 198-200.

Поступила в редколлегию 19.09.2007

УДК 519.713:681.3

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, док. техн. наук, проф.,
И.Г. ЛИБЕРГ, к.т.н., доц.,
Д.В. ЯКУБОВСКИЙ, НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

МЕТОД ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ НЕИСПРАВНОСТЕЙ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ

Пропонується підхід для розрахунку вертикальної сигнатури, розмір якої є змінюваним, що дозволяє поєднати вертикальну, горизонтальну сигнатури а також розмір програмного сегменту у комбіновану сигнатуру. Це дає змогу покращити головні параметри функціонального контролю мікроконтролерної системи .

A scheme for calculation of vertical signature with variable length is proposed. It makes possible to combine vertical and horizontal signatures with length of data block into one hybrid signature. This approach allows to improve main parameters of concurrent monitoring.

Широкое использование микроконтроллерных устройств управления (МКУ) позволило определить, что неисправности неустойчивого типа являются основной причиной отказов, возникающих в процессе управления и обработки данных, и, в меньшей степени, причиной ошибок при передаче данных. Наибольшее распространение в дискретных системах управления получили методы тестового и функционального диагностирования. Тестовое диагностирование производится подачей тестовых воздействий на диагностируемый объект, при функциональном диагностировании на входы диагностирующего устройства поступают только рабочие воздействия. Наименьший латентный период обнаружения ошибки, максимальное количество ошибок, которые могут быть обнаружены диагностирующим устройством – факторы, определяющие отказоустойчивость системы управления. Таким образом, стоит задача улучшения этих параметров с сохранением простоты диагностического оборудования и минимизацией временной избыточности и избыточности памяти.

В [1] предложено использование схемы получения гибридной сигнатуры (объединяющей вертикальную и горизонтальную). В [2] описаны методы обеспечения контроля функционирования микроконтроллера с использованием сигнатурного мониторинга. В [3] предложено использование сигнатурного мониторинга для диагностирования правильности функционирования программы МКУ.

Цель статьи – описание метода сигнатурного мониторинга, максимально отвечающего требованиям быстродействия и минимальности аппаратурных затрат.

Гибридный сигнатурный мониторинг. Большинство предыдущих работ по сигнатурному мониторингу МКУ посвящено методам, где используются только вертикальные сигнатуры. Главный недостаток таких методов – большой латентный период обнаружения ошибки. Концепция горизонтальных сигнатур, комбинированных с вертикальными, впервые была представлена в [1] с целью сократить латентный период обнаружения ошибки. Этот метод должен был быть совмещён с подсистемой памяти, оснащённой проверкой чётности или коррекцией одиночной и обнаружением двойной ошибки. С целью уменьшения латентного периода обнаружения ошибки, как правило, надо увеличивать количество сигнатур и программных сегментов, однако это приведёт к возрастанию избыточности памяти и замедлит выполнение основной программы. В этой работе предлагается гибридная схема сигнатурного мониторинга, которая объединяет вертикальную и горизонтальную сигнатуры с длиной программного сегмента в одно сигнатурное слово. Гибридная сигнатура не похожа на обычно используемые вертикальные сигнатуры, генерируемые функцией сложения по модулю 2, которые требуют целое слово такой же разрядности, что и команда. Свойство переменной длины, являющееся главной особенностью предлагаемого подхода, позволяет совместить вертикальную, горизонтальную сигнатуры и длину программного сегмента в одном слове.

Ниже описывается процесс генерации вертикальной сигнатуры.

В двумерной системе (X, Y) пусть (x_{vs}, y_{vs}) будет вертикальной сигнатурой программного сегмента.

При генерации сигнатуры в каждый момент времени рассматриваются две строки кода программы, следующие друг за другом.

Имеется такой набор возможных состояний для каждой пары бит, расположенных в столбце:

$$S = (s_1, s_2, s_3, s_4) = \left(\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \right).$$

В системе двух координат (X, Y) вводится такое символическое кодирование состояний S :

$$(s_1, s_2, s_3, s_4) = (\rightarrow, \leftarrow, \downarrow, \uparrow),$$

где стрелка соответствует единичному перемещению по одной из координат.

В начале вычисления сигнатуры её значение составляет $(x_{vs}, y_{vs}) = (0, 0)$. Далее происходит изменение сигнатуры в соответствии с состоянием пар бит в текущих строках кода:

$$\begin{aligned} \text{в случае } s_1: (x_{vs}, y_{vs}) &\leftarrow (x_{vs}+1, y_{vs}); \\ \text{в случае } s_2: (x_{vs}, y_{vs}) &\leftarrow (x_{vs}-1, y_{vs}); \end{aligned}$$

$$\text{в случае } s_3: (x_{vs}, y_{vs}) \leftarrow (x_{vs}, y_{vs}-1);$$

$$\text{в случае } s_4: (x_{vs}, y_{vs}) \leftarrow (x_{vs}, y_{vs}+1);$$

Пример. Имеется две строки кода программы:

$$S_1 : 10101011$$

$$S_2 : 01010000$$

Этот сегмент кодируется следующим образом:

$$\left(\frac{10101011}{01010000} \right) = (\downarrow \leftarrow \downarrow \leftarrow \downarrow \rightarrow \downarrow \downarrow).$$

В двумерной плоскости это можно проиллюстрировать графиком, который показан на рис. 1. Для данного программного сегмента вертикальная сигнатура составляет $(-1, -5)$.

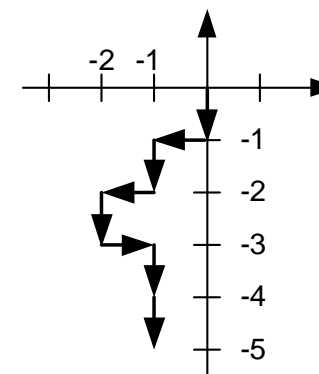


Рис. 1. Пример получения сигнатуры

Каждое состояние может быть закодировано любым из набора элементов $(\rightarrow, \leftarrow, \downarrow, \uparrow)$. Следовательно, может быть получено 24 возможных кодировки состояний. Далее приводится обоснование выбора кодировки.

Главная задача при выборе кодировки – это увеличение покрытия ошибок. 24 варианта назначения соответствий можно разбить на 2 группы, А и Б:

А. Пусть комбинации $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ и $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ определяют движения по одной и

той же оси, но в разных направлениях. Всего возможны 8 кодировок, которые принадлежат к этой группе. Когда одиночный столбец в программном

сегменте имеет количество n состояний $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$, где $n \geq 1$, этот

столбец должен также иметь как минимум $(n-1)$ и как максимум $(n+1)$ состояний $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$. Однако $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ и $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ соответствуют перемещению по одной и той же оси, но в противоположных направлениях, и эти перемещения в двумерном пространстве компенсируют друг друга. Следовательно, в сигнатуре от этого столбца останется либо $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$, либо $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$, либо два эти движения будут полностью компенсированы. Например, если определить соответствие $\left(\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \right) = (\rightarrow, \leftarrow)$, сигнатура по оси X для одного

столбца ограничена значениями $(-1,0,1)$. Учитывая, что каждый столбец может быть обработан независимо, такое кодирование приведёт к увеличению вероятности того, что или сигнатура по оси X или сигнатура по оси Y будет ограничена значениями $(-1,0,1)$. Вследствие этого ограничения, нельзя гарантировать достижения хорошего баланса распределения сигнатур в двумерных координатах. Также увеличится вероятность маскируемых ошибок. Итак, возрастает возможность не обнаружить ошибку при проверке сигнатуры, и, значит, уменьшается покрытие ошибок.

Б. Пусть комбинации $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ и $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ определяют движения по разным осям. Остальные 16 кодировок относятся к этой группе. Из вышеизложенных соображений распределение сигнатур при этих 16 кодировках более сбалансированы в двухкоординатном пространстве, чем для класса А. Таким образом, класс Б имеет меньшую вероятность того, что ошибка будет не обнаружена, чем класс А. Очевидной разницы в воздействии на покрытие ошибок среди кодировок внутри этой группы нет. Поэтому используется кодировка состояний, которая описана в примере генерации сигнатуры.

Количество бит, описывающие каждую из координат сигнатуры, определяет размер пространства сигнатуры. Большое сигнатурное пространство может уменьшить вероятность того, что ошибка не будет обнаружена, но при этом требуется больше бит для сохранения сигнатуры.

Таким образом, появляется возможность выбора длины вертикальной сигнатуры, чего не позволяет классическая схема генерации сигнатур. Ограничив длину вертикальной сигнатуры, можно соединить вертикальную и горизонтальную сигнатуры, а также длину программного сегмента в одно сигнатурное слово. Горизонтальная сигнатура восполнит уменьшение покрытия ошибок, вызванное уменьшением длины вертикальной сигнатуры, и уменьшит задержку обнаружения ошибки. Роль

элемента “длина программного сегмента” – дать указание диагностирующему процессору, когда необходимо провести сравнение эталонной сигнатуры с вычисленной в процессе функционирования. Указание длины программного сегмента в сигнатурном слове позволяет устранить биты меток из слов команд, упростить систему памяти и уменьшить избыточность её использования.

Сигнатурное слово разделено на три части: Длина программного сегмента, Горизонтальная сигнатура и Вертикальная сигнатура, как показано на рис. 2.

Длина программного сегмента	Горизонтальная сигнатура	Вертикальная сигнатура	
		X_{vs}	Y_{vs}

Рис. 2. Поля гибридной сигнатуры

Таким образом, предлагаемый метод вычисления вертикальной сигнатуры с использованием двухкоординатного пространства даёт возможность выбирать размер сигнатуры, что, в свою очередь, позволяет заключить в сигнатурное слово дополнительную информацию, например, о длине программного сегмента или горизонтальную сигнатуру. Такая (гибридная) сигнатура даёт возможность получить более высокие показатели обнаружения ошибок, чем традиционные.

Список литературы: 1. *K.Wilken and J. Shen* “Continuous Signature Monitoring: Low-Cost Concurrent Detection of Processor Control Errors” // IEEE Trans. Computer-Aided Design. – 1990. – Vol.9, N 6. – P. 629-641. 2. *И.Н. Миков, Л.В. Дербунович, В.В. Неувеев* Программируемые контроллеры повышенной надежности для управления автоматическими линиями. Обзор.-М.: НИИмаш. – 1984. – С. 52. 3. *Kent D. Wilken, Timothy Kong* “Concurrent Detection of Software and Hardware Data-Access Faults” // IEEE Trans. Computer-Aided Design. - Vol.46, N 4. - P. 412-424.

Поступила в редколлегию 10.07.07

А.В. ДУДНИК, ассистент кафедры АУТС НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОПТИМАЛЬНОГО ПО ЗАТРАТАМ ЭНЕРГИИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

У статті розглянуто питання про пошук області існування оптимальних керуючих дій. Наведені аналітичні співвідношення для розрахунку тривалості оптимального по енергетичним витратам управління та алгоритма, який його втілює.

There is a way of optimal solution field searching is discussed in this paper. Several analytical equations are introduced here. These ones may be used to time of optimal power saving process calculation. Simultaneously, they let obtain an optimal algorithm number.

Эффективность работы сложных технических систем во многом определяется согласованностью работы всех составляющих подсистем. Некоторые из подсистем выполняют производственную операцию быстрее, некоторые – медленнее, и, следовательно, возникает задача синхронизации их работы (например, в прокатных станах необходимо синхронизировать работу обжимных валов, летучих ножниц и пр. [1]). «Узким местом» в этом случае выступает стык «быстрых» и «медленных» подсистем, на котором создается избыток времени для одних и недостаток для других.

С другой стороны по прежнему остро стоит задача сбережения электроэнергии – энергоемкость продукции, производящейся на предприятиях Украины в 2–4 раза выше, чем в странах ЕС [2]. В общем потреблении энергии доля электропривода достигает 60%. Решить эту проблему можно путем введения оптимальных алгоритмов управления по потерям энергии и по быстродействию.

Значительное количество эксплуатируемых сегодня мощных приводов постоянного тока, большую часть времени работают в переходном режиме. Варьируя углом наклона диаграммы тока якоря, можно добиться оптимизации переходных процессов либо по быстродействию, либо по энергосбережению.

В [3,4] давались математические обоснования для минимизации среднеквадратичных потерь энергии при сохранении производительности работы всего механизма. Однако при этом опускался вопрос о применении данного подхода при оценке времени оптимального по затратам энергии переходного процесса для выработки управляющего воздействия.

В данной работе будет рассмотрена область существования управляющего воздействия для электропривода постоянного тока и даны рекомендации по определению алгоритма оптимального управления, по кото-

рому непосредственно вырабатывается управляющее воздействие.

Позиционный привод постоянного тока описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi}{d\tau} = \omega; \\ \frac{d\omega}{d\tau} = \frac{1}{\beta_m}(i - m_n); \\ \frac{di}{d\tau} = u - \omega - i. \end{cases} \quad (1)$$

где φ – угол поворота, ω – скорость вращения двигателя, i – ток якоря,

$\beta_m = \frac{T_M}{T_\alpha}$, T_M – электромеханическая постоянная времени, T_α – электро-

магнитная постоянная якорной цепи, τ – относительное время m_n – относительный момент нагрузки, u – управляющее напряжение. При этом на реальный электропривод накладывается ряд ограничений на скорость нарастания тока якоря, максимальный ток якоря, скорость вращения вала и управляющее напряжение:

$$\begin{cases} i'_{\max} \leq \alpha_{i'}, \\ i_{\max} \leq \alpha_i, \\ \omega_{\max} \leq \alpha_\omega. \end{cases} \quad (2)$$

Управляющие алгоритмы, получаемые с учетом приведенных ограничений, можно разделить по следующим признакам:

- 1) с тремя интервалами – достигается ограничение на скорость нарастания тока;
- 2) с четырьмя интервалами – достигается ограничение на скорость нарастания тока и величину тока на этапе разгона;
- 3) с пятью интервалами – достигается ограничение на скорость нарастания тока и величину тока на этапе разгона и торможения;
- 4) с пятью интервалами – достигается ограничение на скорость нарастания тока и скорость вращения вала;
- 5) с шестью интервалами – достигается ограничение на скорость нарастания тока, величину тока на этапе разгона и скорость вращения вала;
- 6) с семью интервалами – достигается ограничение на скорость нарастания тока, величину тока на этапе разгона и торможения и скорость вращения вала.

Изменяя величину скорости нарастания тока на некоторых интервалах токовой диаграммы, как это предложено в [3], можно добиться оптимизации переходного процесса по быстродействию или по энергосбере-

жению. При этом ожидаемая экономия энергии не менее 5 – 17%.

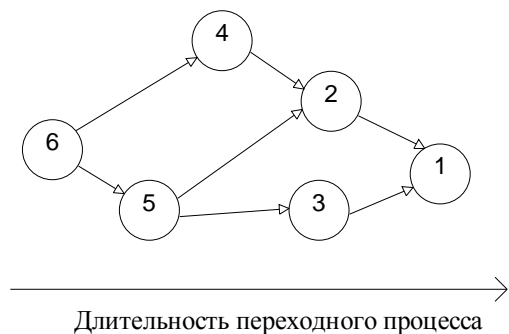


Рис. 1. Граф-схема следования алгоритмов управления

На рис. 1 представлена граф-схема расположения алгоритмов управления, в соответствии с их номерами, приведенными выше. Алгоритм с наибольшим количеством интервалов управления (7-ми интервальный, под номером 6) характеризуется наименьшей длительностью переходного процесса (быстродействие); алгоритм с наименьшим количеством интервалов (3-х интервальный под номером 1) – наибольшей длительностью. По мере увеличения длительности переходного процесса (движение слева направо по схеме) алгоритмы заменяют друг друга в последовательности, указанной стрелочками. Эти замены происходят благодаря вырождению отдельных интервалов управления, и определяются параметрами системы.

При максимально допустимом значении угла наклона токовой диаграммы, получаем решение задачи оптимального быстродействия, которая характеризуется наибольшими энергозатратами. Увеличивая время переходного процесса, можно ожидать снижение затрат энергии.

На рис.2 приведен график зависимости энергозатрат от длительности переходного процесса, полученный в результате математического моделирования системы при $\beta_m = 3,0$; $m_n = 0,1$; $\alpha_i = 0,2$; $\alpha_i = 0,25$; $\alpha_\omega = 0,2$. Как видно из графика, снижение энергозатрат происходит от момента τ_6 (задача быстродействия) до момента τ_3 , после которого потери энергии начинают возрастать. Очевидно, что для решения задачи будет интересна область, ограниченная с одной стороны условием минимума затрат времени, а с другой стороны – минимума затрат энергии.

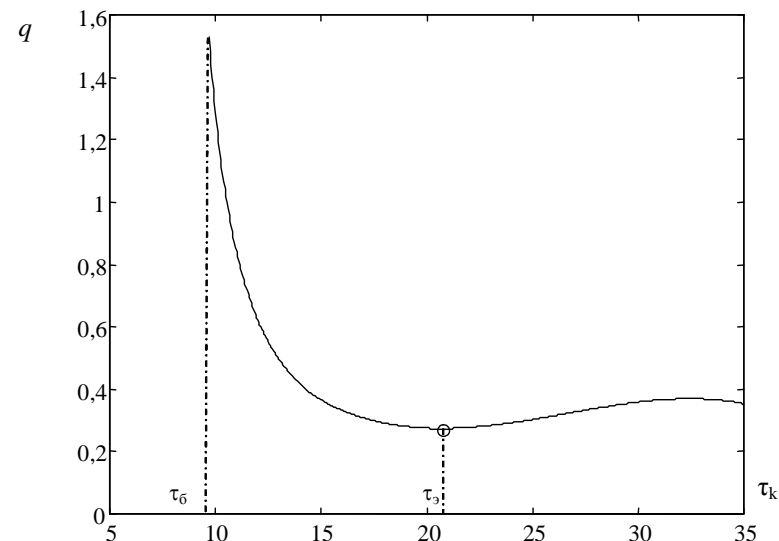


Рис. 2. Зависимость энергозатрат от длительности переходного процесса

В [4] показано, что оптимальным по энергозатратам будет тот процесс, при котором максимальное значение тока якоря (достигается в точке переключения между первым и вторым рабочими интервалами) достигает величины равной удвоенному значению момента нагрузки на валу двигателя, т.е. при

$$i_{\max} = 2m_n \quad (3)$$

Минимальное значение затрат энергии наблюдается в точке τ_3 , ток якоря в которой $i_{\max} = 0,198$ (для данных к рис. 2), что с учетом погрешности алгоритма моделирования, соответствует соотношению (3). Минимум достигнут при 3-х интервальном управлении.

При условии, что ограничение на величину тока якоря $\alpha_i > 2m_n$, добиться выполнения соотношения (3) можно только для 3-х и 5-ти интервального с ограничением по скорости алгоритмов. Аналитические зависимости, которые позволяют определить условия получения минимума затрат энергии на этих алгоритмах управления, приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Соотношения для определения интервалов управления при 3-х и 5-ти интервальном алгоритмах управления

5-ти интервальный алгоритм с ограничением по скорости вращения	
Длительность 1-го интервала	$T_1 = \frac{m_n}{\alpha_i}$
Длительность 2-го интервала, ω_1 – скорость вращения вала в конце 1-го интервала	$T_2 = \frac{2\beta_m}{m_n}(\alpha_\omega - \omega_1)$
Длительность 3-го интервала, φ_4, φ_3 – углы поворота вала в конце 3-го и 4-го интервалов	$T_3 = \frac{\varphi_4 - \varphi_3}{\alpha_\omega}$
Длительность 4-го интервала	$T_4 = \frac{\alpha_i T_5}{\gamma_i}$
Длительность 5-го интервала	$T_5 = \sqrt{\frac{2\beta_m \alpha_\omega}{\alpha_i (1 + \frac{\alpha_i}{\gamma_i})}}$
Угол наклона токовой диаграммы (скорость нарастания тока якоря) на 2-м и 4-м интервалах	$\gamma_i = \frac{m_n}{T_3}$
3-х интервальный алгоритм	
Длительность 1-го интервала	$T_1 = \frac{m_n}{\alpha_i}$
Длительность 2-го интервала	$T_2 = -\frac{m_n^2}{\alpha_i(m_n - \alpha_i T_4)}$
Длительность 3-го интервала определяется из уравнения при помощи численных методов	$-2\alpha_i^3 T_3^5 + 4\alpha_i^2 m_n T_3^4 - 2\alpha_i m_n^2 T_3^3 + 6\beta_m K \alpha_i^2 T_3^2 + (\frac{2m_n^4}{\alpha_i} - 12\beta_m K \alpha_i m_n^2) T_3 - \frac{m_n^5}{\alpha_i^2}$
Постоянная величина	$K = \frac{m_n^3}{6\beta_m \alpha_i^2} - \varphi_k$

Используя приведенные соотношения можно определить длительность переходного процесса τ_3 , оптимального по энергосбережению. Увеличивать длительность процесса больше τ_3 нецелесообразно, т.к. это приводит к росту затрат энергии.

Для обобщения приведенных рассуждений, предлагается использовать функцию определения оптимального алгоритма управления, вида

$$[N, \tau_k] = f(\alpha_i, \alpha_i, \alpha_\omega, \beta_m, m_n, \varphi_k), \quad (4)$$

где $\alpha_i, \alpha_i, \alpha_\omega, \beta_m, m_n$ – указанные выше параметры системы и ограничения, φ_k – заданный угол поворота, τ_k – длительность оптимального (по быстрдействию или энергосбережению) переходного процесса для заданного угла φ_k , N – номер алгоритма управления, реализующего данный процесс.

Такая функция предварительно определяет область оптимальных решений:

- минимальная длительность переходного процесса τ_6 определяется при соблюдении условия $i' = \alpha_i$;

- длительность τ_3 оптимального по затратам энергии процесса определяется на основании (3), опираясь на соотношения приведенные в табл. 1.

На этом же этапе определяются номера алгоритмов, реализующих эти процессы. На следующем этапе, руководствуясь требованиями к синхронной работе подсистем, с использованием граф-схемы рис. 1, определяются номера алгоритмов управления, решение которых будет заведомо относиться к оптимальной области.

Математическое моделирование поискового алгоритма, построенного на базе (4) продемонстрировало увеличение скорости расчета на 40%, по сравнению с применявшимся ранее шаговым алгоритмом.

При дальнейших исследованиях целесообразно вывести аналитические зависимости для определения границ алгоритмов (рис. 1). Это позволит ускорить работу алгоритма на втором этапе.

Список литературы: 1. Бобров В.В., Полецук В.М., Гладуш В.Д. Оптимизация нестационарных процессов прокатки – К.: Техніка, 1984. –127с., ил. 2. Костенко Ю.Т., Товажнянский Л.Л., Капустенко П.А. и др. Энергетическая стратегия Украины – энергосбережение// Сб. науч. тр. ХГПУ – Харьков, 1998 – Вып. 6. – Ч.1 –С.534–538. 3. Рогачев А.И., Дудник А.В. Вырожденные управления в энергосберегающем электроприводе постоянного тока // Контроль і управління в складних системах (КУСС-99), Вінниця, 1999, т.1 С. 162-166. 4. Рогачев А.И. Энергосберегающее управление позиционным электроприводом при вариации момента нагрузки // «Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті» -2002. №6. – С.3-6.

И.В. БЫЧКОВ, канд. техн. наук, ИПМаш,
С.В. ПОСТУЛЬГА, студент НГУ «ХПИ»,
О.С. РУБЕЛЬ, студент НАКУ «ХАИ»,
В.Н. СПАССКИЙ, ИПМаш (г. Харьков)

УСТРОЙСТВО ПИТАНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В СТАНКАХ С ЧПУ

У статті розглядається можливість створення універсального пристрою живлення різноманітних типів індуктивних датчиків зворотного зв'язку у станках із ЧПК.

Possibility of creation of universal device of feed of different inductive sensors of feed-back in CNC machine-tools is examined in the article.

Введение. На предприятиях Украины и стран СНГ существует большой парк станков с ЧПУ выпуска 1970–1980 г.г., которые интенсивно используются при решении задач формообразования. В настоящее время большинство предприятий занимается модернизацией станков, путем замены устаревших морально и физически устройств ЧПУ на современные. При этом, замену аналоговых, индуктивных ДОС на дискретные фотоэлектрические считают нецелесообразной из-за цены на последние, и в связи с тем, что индуктивные ДОС далеко не выработали свой ресурс и обеспечивают необходимую точность при обработке деталей.

Поэтому и возникла задача создания универсального устройства питания различных индуктивных ДОС, типа сельсин, вращающийся трансформатор (резольвер), индуктосин.

Анализ литературы показывает, что даже устройства ЧПУ класса CNC [1] комплектовались одним из ряда разработанных субблоков для питания определённого типа датчиков, применяемых в конкретном станке. Из [1] и [2] можно сделать вывод, что для каждого типа ДОС изготавливалось своё устройство питания.

Цель работы – показать возможность создания универсального устройства питания для вышеперечисленных ДОС с минимальной аппаратной избыточностью, что позволит уменьшить стоимость устройств ЧПУ и улучшить их ремонтпригодность.

В устройствах ЧПУ питание обмоток сельсина осуществляется трёхфазным синусоидальным напряжением со сдвигом фаз 120° , а питание вращающегося трансформатора, индуктосина – синусоидальным и косинусоидальным напряжениями.

Структурная схема предлагаемого устройства приведена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: БСФС – блок сдвига фаз сигналов, БФС – блок формирования синусоиды, УМ – усилитель мощности, ДОС – датчик обратной связи, ФУС – фильтр-усилитель сигнала, БФДС – блок формирования дискретного сигнала.

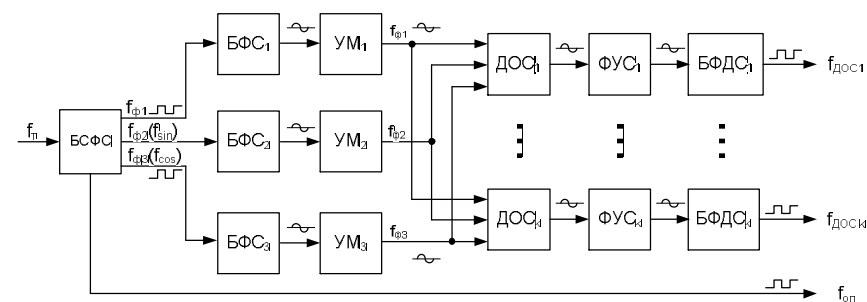


Рис. 1. Структурная схема устройства питания индуктивных датчиков обратной связи в станках с ЧПУ

БСФС формирует на своих выходах импульсную последовательность опорной частоты $f_{оп}$, а также, в первом случае, когда в качестве ДОС применяется сельсин, три импульсные последовательности с равными частотами $f_{\phi 1} = f_{\phi 2} = f_{\phi 3}$ и сдвигом фаз между ними 120° , причем $f_{\phi i} = f_{оп}$ ($i = 1-3$), во втором случае, когда ДОС – вращающийся трансформатор или индуктосин, две импульсные последовательности f_{sin} и f_{cos} , где $f_{sin} = f_{cos} = f_{оп}$. Причём f_{sin} формируется в БСФС на выходе вместо $f_{\phi 2}$, а f_{cos} – $f_{\phi 3}$, а блоки БФС₁ и УМ₁ в данном случае избыточны и в субблок не монтируются.

В БФС_i дискретные сигналы прямоугольной формы со скважностью 2 преобразуются в сигналы синусоидальной формы без изменения частоты их следования. С выхода УМ_i синусоидальный сигнал поступает на питание обмоток ДОС, количество которых определяется типом станка с ЧПУ и числом управляемых координат.

Существенным вопросом является соблюдение одинаковых параметров сигналов в аналогичных контрольных точках каждого из трёх каналов БФС-УМ. Неравенство U_{max} на выходах УМ или неточность сдвига фаз питающих ДОС синусоид приводит к тому, что сигнал на выходной обмотке датчика при вращении ротора будет иметь нежелательную амплитудную модуляцию. С целью увеличения точности и стабильности работы устройства, сдвиг фаз питающих ДОС напряжений осуществляется на дискретных элементах до преобразования сигналов прямоугольной

в синусоидальную.

Получаемый на выходе ДОС (сельсин, вращающийся трансформатор) аналоговый сигнал синусоидальной формы, амплитуда которого более 3-5 В, можно сразу подавать на вход БФДС для преобразования в дискретный сигнал прямоугольной формы, минуя ФУС. Когда амплитуда выходного сигнала ДОС (индуктосин) измеряется в милливольтках, необходимо предусмотреть блок ФУС, который предназначен для устранения искажений формы синусоиды и усиления по амплитуде не менее, чем до 3 В. Поскольку $f_{оп} = f_{\phi}$, то $f_{оп}$ равна частоте $f_{ДОСk}$ на выходе БФДС.

При движении исполнительного органа станка (стола) по k -ой координате в положительном направлении начинается вращение ротора ДОС_k по часовой стрелке, а при движении в отрицательном направлении – против часовой стрелки. В пределах полного оборота ротора угол его поворота равен или пропорционален углу сдвига фаз сигналов $f_{оп}$ и $f_{ДОСk}$ в зависимости от кинематической схемы соединения ДОС и ходового винта станка и пропорционален линейному (угловому) перемещению исполнительного органа станка. По разработанному алгоритму на основании подсчёта полных оборотов сдвига фаз в 360° сигналов $f_{оп}$ и $f_{ДОСk}$ и рассогласования фаз в пределах оборота вычисляется действительная величина и знак k -ой координаты эквидистанты обрабатываемой детали.

Если временной интервал, образованный сдвигом фаз сигналов $f_{оп}$ и $f_{ДОСk}$, заполнять дискретными сигналами с частотой $f_{сч}$, то количество подсчитанных импульсов указанной частоты будет пропорционально линейному перемещению исполнительного органа станка.

Величину текущей k -ой координаты можно вычислить как:

$$S_{тек} = [N_{об}(n_1 - n_2) \pm N_{\alpha}] \cdot h, \quad (1)$$

где $N_{об}$ и N_{α} – количество подсчитанных импульсов частоты $f_{сч}$ соответственно за полный оборот и угол α сдвига фаз сигналов $f_{оп}$ и $f_{ДОС}$; n_1 и n_2 – количество полных оборотов сдвига фаз в положительном и отрицательном направлении; h – цена импульса в мм/имп, приводится в технических характеристиках станка.

Частота подсчёта импульсов определяется:

$$f_{сч} = (S_{об}/h) \cdot f_{ДОС}, \quad (2)$$

где $S_{об}$ – линейный путь в мм, проходимый исполнительным органом станка и вызывающий один полный оборот ротора ДОС, приводится в технических условиях станка.

На рис. 2 представлена схема БСФС, а на рис. 3 приведены временные диаграммы сигналов, поясняющие работу указанного блока.

Формирование импульсных последовательностей $f_{\phi 1}$, $f_{\phi 2}$, $f_{\phi 3}$ осуществляется на счётчике-делителе на 6 (DD1 – K155ИЕ4) и двух D-триггерах (DD3.1, DD3.2 – K155ТМ2). Схема не требует начальной установки, так как счётчик всегда выходит в состояние «0» с поступлением частоты f_T на

его вход. Немаловажно, что функционирование схемы самовосстанавливается после возникновения случайного сбоя максимум через 6 периодов f_T , так как состояние схемы циклически повторяется через указанное время.

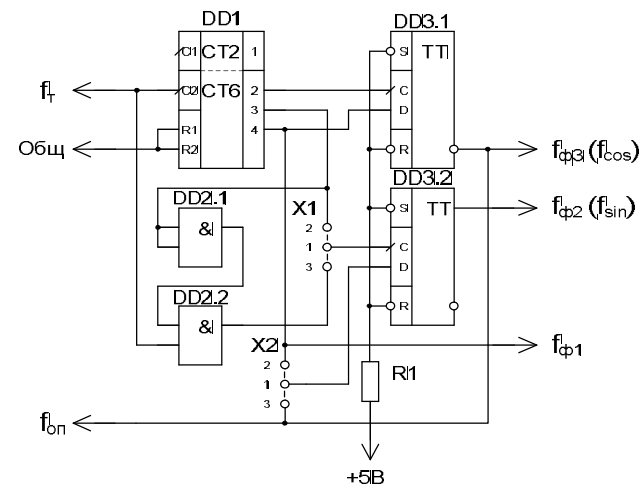


Рис. 2. Схема блока сдвига фаз сигналов

В переключателях X1 и X2 контакты 1 и 2 замкнуты, а 1 и 3 разомкнуты, что соответствует формированию трёх импульсных последовательностей $f_{\phi 1}$, $f_{\phi 2}$, $f_{\phi 3}$. При формировании на этой же схеме f_{sin} и f_{cos} в переключателях X1 и X2 контакты 1 и 2 разомкнуты, а 1 и 3 замкнуты.

На рис. 4 представлена схема БФС, состоящего из интегратора-формирователя трапецеидального сигнала и активного фильтра, собранных соответственно на операционных усилителях DA1 и DA2.

На рис. 5 отражён процесс формирования трапецеидального из двуполярного сигнала прямоугольной формы, подаваемого на вход интегратора.

Для получения на выходе БФС кривой наиболее приближённой к идеальной синусоиде необходимо при формировании трапеции соблюдать следующее:

- 1) скважность входного прямоугольного сигнала должна строго равняться 2,
- 2) напряжения питания ОУ ± 15 В должны быть равны между собой,
- 3) боковые стороны трапеции должны иметь одинаковый наклон к её основанию, т. е. должны быть равны постоянные времени заряда и разряда интегратора,

4) должно выдерживаться отношение длин отрезков $a/b = 2$ и $c/d = 1$.

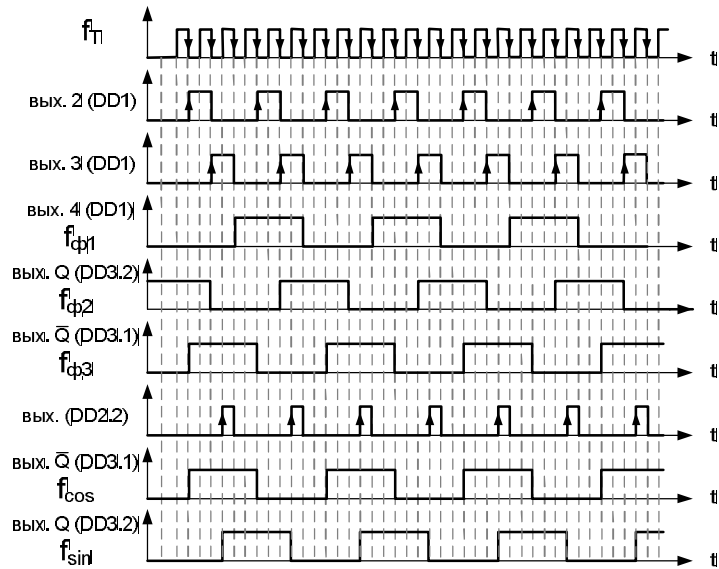


Рис. 3. Временная диаграмма, поясняющая работу БФФ

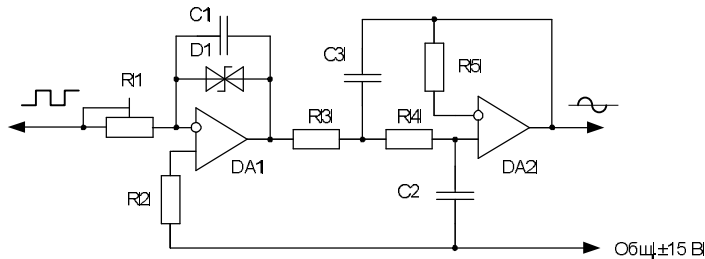


Рис. 4. Блок формирования синусоидального сигнала

Изменение номинала $R1$ приводит к изменению постоянной времени заряда-разряда интегратора и выполнению указанного отношения $a/b = 2$. Отношение $c/d = 1$ и формирование вершин трапецеидального сигнала на положительном и отрицательном полупериодах входных сигналов осуществляется с помощью встречно включенных стабилитронов в цепи обратной связи интегратора.

Формирование синусоидального сигнала из трапецеидального приводит к лучшим результатам, по сравнению с методом получения синусоидального сигнала непосредственно из сигнала прямоугольной формы на активном фильтре. Проведённый анализ данных разложения в ряд Фурье типовых колебаний [3] показывает, что в спектре сигнала трапецеидальной формы при угле отсечки 60° отсутствуют вторая, третья, четвертая гармоники, а пятая гармоника в 25 раз меньше первой.

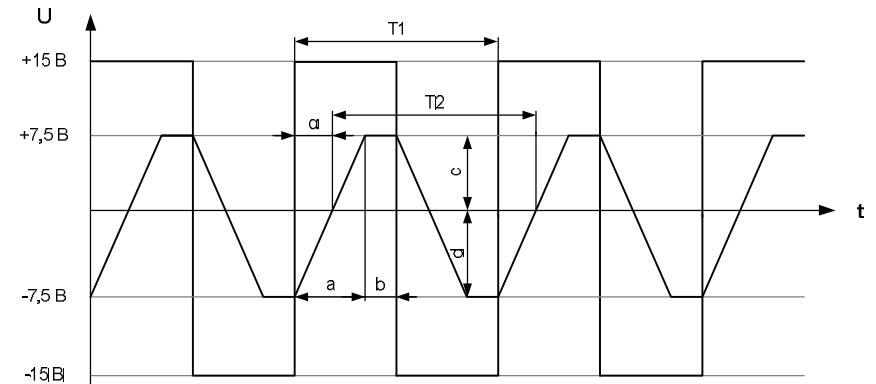


Рис. 5. Формирование трапецеидального сигнала на интеграторе

В фильтре ($DA2$) рекомендуется, чтобы номиналы резисторов $R3$ и $R4$ были равны, а отношение номиналов ёмкостей было равно $C3/C2 = 2$.

Усилитель мощности ($УМ$) может быть реализован на интегральной микросхеме серии TDA в соответствии с типовой схемой включения, рекомендуемой фирмой-изготовителем $STMicroelectronics$. Микросхемы рассчитаны на различную мощность от 12 Вт $TDA2006$ до 40 Вт $TDA2051$ и имеют двуполярное питание. Следует отметить, что такой усилитель работает с нагрузкой более 4 Ом, а при нагрузках ниже указанной следует применять согласующий трансформатор, что можно отнести к несущественному недостатку.

Выводы:

- 1) спроектировано универсальное устройство питания ДОС, типа сельсин, ВТМ (резольвер), индуктосин, что говорит о достижении поставленной цели.
- 2) сдвиг фаз в 90° и 120° питающих ДОС сигналов осуществляется с большой степенью точности, поскольку реализуется на цифровых элементах из стабильной f_T с кварцевого генератора.
- 3) рассмотренная схема формирования синусоидального сигнала из

прямоугольного зарекомендовала себя стабильной работой.

4) в рассмотренном устройстве возможно применение различных по мощности и схемной реализации выходных усилителей УМ в зависимости от количества и типа применяемых ДОС.

5) предлагаемое устройство может быть рекомендовано для установки в УЧПУ, используемые при модернизации станков, оснащённых вышеупомянутыми ДОС.

Перспективы дальнейших исследований. В связи с появлением всё более совершенных микропроцессоров для создания микроконтроллеров следует рассмотреть вопрос децентрализации УЧПУ на базе микроЭВМ и создании на базе конструктива ДОС автономного устройства, в функции которого входит:

1) оцифровка информации с ДОС и вычисление координат текущей точки эквидистанты в процессе обработки детали,

2) вычисление разности между заданной величиной перемещения с программы и полученной с устройства обратной связи, то есть получение рассогласования (ошибки) для управления,

3) цифроаналоговое преобразование упоминаемого в п. 2 рассогласования для управления приводом,

Список литературы: 1. Устройство 2С42-65 1Я3.035.090. Руководство по эксплуатации. Альбом №1, 1985 г., с. 37. 2. Блок индикации Ф5095. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 42.2953.0032.08. 3. Щербаков В. И., Грездов Г. И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. — К.: Техника, 1983.—213 с, с. 89-92.

Поступила в редколлегию 22.11.07

УДК 623.438.3.001.85

А.А. ЗУЕВ (г. Харьков)

МЕТОД УПАКОВКИ ПОЛЕЙ ВЫСОТ

У статті розглянутий метод зменшення об'єму пам'яті яку займає поле висот яке представляє ландшафт. Запропонована методика дозволяє стискати поля висот з втратами, зменшуючи об'єм потрібної для зберігання поля пам'яті в 4 рази, що дозволяє або підвищити дискретизацію по горизонталі в 2 рази, або збільшити розмір модельованого простору в 2 рази при тому ж об'ємі займаної пам'яті, що і у незжатого поля.

In this article is described the method of diminishing of memory is occupied the height field presenting a landscape. The offered method allows to compress the height fields with losses, diminishing the memory requirements for field storage in 4 times, that allows either to promote accuracy on a horizontal axis in 2 times or multiply size of the designed space in 2 times with the memory requirements, what has the uncompressed field.

Обучение операторов транспортных средств на реальных машинах и в реальных условиях очень дорого и зачастую опасно для жизни. Применение средств компьютерной графики для синтеза окружающей обстановки, которая максимально приближена к реальности - позволяет оператору приобрести необходимые навыки управления транспортным средством, без значительных материальных затрат и износа дорогостоящей техники.

Важной частью моделирования окружающей обстановки для тренажерных комплексов наземной техники является моделирование и визуализация ландшафта [1, 2], с высокой точностью. Такое моделирование позволяет имитировать сложные условия управления транспортным средством.

В настоящее время существуют различные методики хранения данных описывающих ландшафт, основные из которых - триангулированные сетки [3, 4] и поля высот [5, 6]. Поля высот представляют наибольший интерес для тренажеров наземной техники, вследствие высокой скорости вычисления высоты в заданной точке и простоты синтеза таких полей [7]. Недостатком такого метода хранения является большой объем памяти необходимый для хранения полей с высокой дискретизацией. Для хранения поля высот с дискретизацией 1 метр, размером 4 на 4 км требуется 32 Мб памяти, при 16 битном представлении высоты. Но уже при размере ландшафта 8x8 км и 16x16 км, при тех же параметрах требуется соответственно 128 Мб и 512 Мб памяти.

В статье рассмотрен метод уменьшения объема памяти занимаемой полем высот. Общим свойством полей высот описывающих реальные ландшафты является относительная плавность изменения высоты, но сто-

ит учесть, что искусственные сооружения, такие как окопы, траншеи, различные инженерные заграждения могут вносить резкие перепады в структуру поля.

Уменьшить объем занимаемый полем можно, уменьшив дискретизацию по вертикали. Но, так как зависимость объема памяти занимаемой полем от дискретизации по вертикали линейная, то значительного уменьшения объема занимаемой памяти не произойдет. Например, если уменьшить точность представления высоты с 16 до 12 бит, объем занимаемой памяти уменьшится на 25%, что недостаточно для увеличения дискретизации или геометрических размеров поля. Дальнейшее уменьшение дискретизации до 8 бит, ведет к значительной потере точности передачи контуров ландшафта, исчезновению мелких деталей, появлению ступенек и различного рода артефактов. Очевидно, что величина дискретизации по горизонтали зависит от перепада высот и для равнинных ландшафтов может быть меньше чем у холмистых и горных. При величине дискретизации по вертикали менее 5 см визуальных артефактов на ландшафте не наблюдается. Зная, что диапазон высот ландшафтов, характерных для равнинной и слабохолмистой местности Украины, составляет менее $\Delta H = 100$ метров, можно вычислить количество уровней N , необходимое для хранения высоты с дискретизацией $d = 0,05$ м по следующей формуле

$$N = \frac{\Delta H}{d} = \frac{100}{0,05} = 2000. \quad (1)$$

Зная количество уровней, получим количество бит n необходимых для такого представления высоты

$$n = \log_2(N) = \log_2(2000) = 10,96578. \quad (2)$$

Округлив к ближайшему целому, получаем 11, таким образом, для представления высот равнинных и слабохолмистых ландшафтов необходимо порядка 11 бит на хранение высоты.

Суть метода состоит в следующем. Поле высот разбивается на блоки размером 4×4 отсчета, т.е. каждый блок состоит из 16 высот h_0, h_1, \dots, h_{15} . Каждый из полученных блоков кодируется независимо от других согласно следующему алгоритму.

1) Находится минимальная высота в блоке

$$h_{min} = \min(h_0, h_1, \dots, h_{15}).$$

2) Находится максимальная высота в блоке

$$h_{max} = \max(h_0, h_1, \dots, h_{15}).$$

3) Рассчитываются четыре высоты (опорные высоты) для кодирования блока h_i^c следующим образом

$$h_0^c = h_{min},$$

$$h_1^c = 0,66 \cdot h_{min} + 0,33 \cdot h_{max},$$

$$h_2^c = 0,33 \cdot h_{min} + 0,66 \cdot h_{max}, \quad (3)$$

$$h_3^c = h_{max}.$$

4) Для каждой высоты в блоке h_i выбирается соответствующая ей высота кодирования h_j^c , дающая минимальную ошибку при замене

$$|h_i - h_j^c| \rightarrow \min. \quad (4)$$

5) Формируется блок кодированных высот. Для задания каждой высоты используется двухбитный код величины j , соответственно для опорных высот коды будут следующими: $h_0^c = \{00\}$, $h_1^c = \{01\}$, $h_2^c = \{10\}$, $h_3^c = \{11\}$. Производится запись соответствующего кода в буфер.

6) Синтезируется блок поля высот 4×4 , состоящий из двух опорных высот h_0^c и h_3^c , и блока кодированных высот. Вид кодированного блока показан на рисунке 1.

При представлении высоты 16 битами, размер кодированного блока составляет 64 бита. Эквивалентный декодированный блок занимает 256 бит.

При определении высоты в точке с координатами x и z производится декодирование блока по следующему алгоритму.

1) Определяется номер блока n_b , к которому относится точка, в которой необходимо определить высоту

$$n_b = x/4 + w_b(z/4), \quad (5)$$

где w_b – ширина поля в блоках.

2) Вычисляется номер кодированной высоты n_h в блоке

$$n_h = x \% 4 + 4 \cdot (z \% 4), \quad (6)$$

где $\%$ – операция взятия остатка.

3) Восстанавливается высота в заданной точке. Для этого вычисляются опорные высоты, использовавшиеся для кодирования h_i^c по формуле (3). Зная что $h_{min} = h_0^c$, а $h_{max} = h_3^c$, высоты h_0^c и h_3^c можно не восстанавливать – они уже вычислены и записаны в начале блока.

4) Зная номер кодированной высоты в блоке - выбирается необходимая высота.

Для ускорения вычислений по формуле (5) и (6) операции умножения, деления и взятия остатка можно заменить операцией битового сдвига

влево (<<), вправо (>>) и побитного логического И (&) соответственно, т.к. размер блока является степенью 2-х. Тогда выражения для вычисления n_b и n_h преобразуются следующим образом:

$$\begin{aligned} n_b &= (x \gg 2) + w_b(z \gg 2), \\ n_h &= (x \& 3) + ((x \& 3) \ll 2). \end{aligned} \quad (7)$$

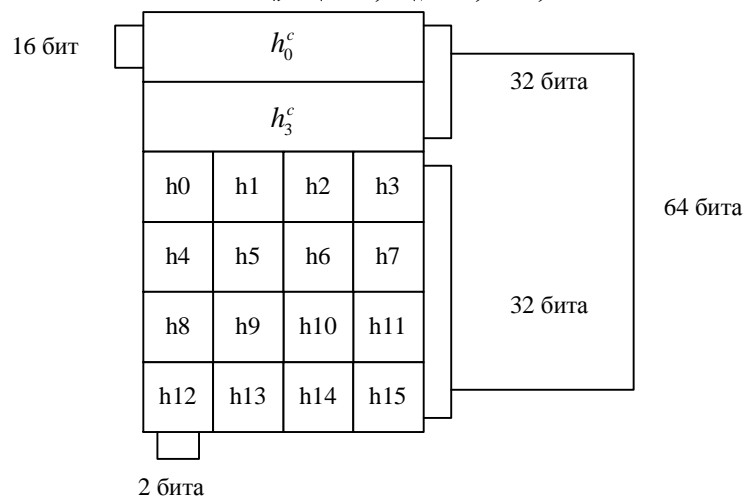


Рис. 1. Представление кодированного блока: h_0, h_1, \dots, h_{15} – двухбитные коды опорных высот

Рассмотрим величину ошибки, возникающей при кодировании блоков. Для этого проведем кодирование поля высот соответствующего типовому ландшафту, декодируем его и вычислим среднюю величину ошибки кодирования e по следующей формуле

$$e = \frac{1}{S} \sum_{i=0}^{S-1} (h_i^o - h_i^d), \quad (8)$$

где S – площадь поля высот в отсчетах; h_i^o – высоты исходного поля высот; h_i^d – высоты восстановленного поля высот.

Очевидно, что ошибка тем больше, чем больше диапазон высот входящих в блок и чем больше неравномерность распределения высот внутри блока. Для исследованных ландшафтов средняя ошибка кодирования находится в диапазоне от 0,13 до 0,11%.

Показанное выше распределение высот (3) не совсем оптимально для кодирования. Изменим алгоритм выбора опорных высот блока сле-

дующим образом, значение высоты h_0^c и h_3^c сдвинем внутрь блока на величину h_s , для равномерного распределения опорных высот по диапазону блока

$$h_s = 0,125 \cdot \Delta h, \quad (9)$$

где $\Delta h = h_{max} - h_{min}$.

Тогда выражение (3) примет вид

$$\begin{aligned} h_0^c &= h_{min} + h_s, \\ h_1^c &= 0,66 \cdot h_{min} + 0,33 \cdot h_{max}, \\ h_2^c &= 0,33 \cdot h_{min} + 0,66 \cdot h_{max}, \\ h_3^c &= h_{max} - h_s. \end{aligned} \quad (10)$$

Соответственно, для правильного декодирования блока необходимо вместо высот h_0^c и h_3^c сохранять значения h_{min} и h_{max} , соответственно.

Такое изменение позволяет минимизировать ошибку кодирования высот за счет более равномерного распределения опорных высот. Для используемых ландшафтов средняя ошибка кодирования после внесенных изменений находится в диапазоне от 0,10 до 0,08 %, что для ландшафта с диапазоном высот в 100 м составляет около 10 см.

Предлагаемая методика позволяет сжимать поля высот с потерями, уменьшая объем требуемой для хранения поля памяти в 4 раза, что позволяет либо повысить дискретизацию по горизонтали в 2 раза, либо увеличить размер моделируемого пространства в 2 раза при том же объеме занимаемой памяти, что и у несжатого поля.

Список литературы: 1. Balmelli Laurent, Ayer Serge, and Vetterli Martin. Efficient algorithms for embedded rendering of terrain models. In Proceedings IEEE ICIP 98, pages 914–918, 1998. 2. Balog Andras. Real-time visualization of detailed terrain// Konzulens, Rajacsics Tamas, Budapest, 2003. 3. Fowler J. Robert and Little J. James. Automatic extraction of irregular network digital terrain models. Computer Graphics (SIGGRAPH' 79 Proc.), 13(2): 199-207, August 1979. 4. Gerstner Thomas. Multiresolution compression and visualization of global topographic data. Technical Report 29, Institut fur Angewandte Mathematik, Universitat Bonn, 1999. 5. Lindstrom Peter, Koller David, Ribarsky William, Hodges E. Larry, Faust Nick, and Turner A. Gregory. Real-time, continuous level of detail rendering of height fields. In SIGGRAPH' 96 Proc., pages 109 - 118, August 1996. 6. Roettger S., Heidrich W., Slussallek P., Seidel H.P.: Real-Time Generation of Continuous Levels of Detail for Height Fields, Proc. 6th Int. Conf. in Central Europe on Computer Graphics and Visualization, pp. 315-322, 1998. 7. Perlin K. ACM SIGGRAPH 84 conference, course in "Advanced Image Synthesis".

Поступила в редколлегию 20.11.07

С.І. КОНДРАШОВ, д-р. техн. наук,
М.І. ОПРИШКІНА, НТУ “ХПІ”

ЛІНЕАРИЗАЦІЯ ОПЕРАТОРА КОРЕКЦІЇ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА МЕТОДОМ ГІПЕРБОЛ

Розглянуто функціональний аналіз операторів корекції вхідного сигналу вимірювальних перетворювачів з дробово-раціональною функцією перетворення.

In article is organized functional analysis of the operator to correction input signal measuring converters for crushed-rational nonlinear float.

Сьогодні йде активний науковий пошук методів, способів та організаційних рішень щодо вдосконалення та розвитку автоматизованих інформаційних систем керування (АІСК). Актуальна науково-прикладна проблема прецизійного вимірювання та відновлення характеристик вимірювальних перетворювачів (ВП) безпосередньо на об'єктах без демонтажу в процесі корегуючих чи тестових впливів розглядалась у праці [1] в межах запропонованої концепції метрологічного спостерігача АІСК. Всі існуючі методи визначення та корекції систематичних та дрейфових похибок ВП використовують реляційно-різницевої моделі (PPM) операторів корекції різної структури, але до цього часу клас математичних моделей нелінійних функцій перетворення (НФП) ВП був обмежений класом раціональних поліноміальних функцій [2]. Важливо поширити тестові методи контролю і розглянути можливість розробки PPM для широкого класу ВП з нелінійною дробово-раціональною функцією перетворення (ДРФ). Основи теорії структурно-алгоритмічних методів підвищення точності ВП закладено у працях [3, 4]. Це методи корекції НФП шляхом відновлення її реальних параметрів по всьому діапазону вихідних сигналів ВП. У роботах [2, 5] розглядається задача корекції значення вхідного сигналу ВП у робочій точці шкали шляхом використання “ковзаючих” тестових впливів. У роботі [6] було отримано у загальному вигляді тестовий алгоритм підвищення точності вимірювань на основі математичної моделі НФП у вигляді нелінійної ДРФ перетворення. Було розглянуто приклад побудови триканального електромагнітного ВП з ДРФ перетворення першого степеня, але узагальнені дослідження PPM операторів корекції не розглядалися.

Нормативні документи у галузі метрології передбачають завдання для будь-якого типу засобу вимірювання математичної приписаної моделі у виді номінальної функції перетворення f_H :

$$f_H = f(a_{0H}, a_{1H}, \dots) = a_0 + \frac{a_{1H}}{x_H} + \frac{a_{2H}}{x_H^2} + \dots = \sum_{i=0}^n \frac{a_{iH}}{x_H^i} = \sum_{i=0}^n a_{iH} x_H^{-i},$$

де a_{0H} , a_{1H} – параметри номінальної моделі.

Реальна функція перетворення нам не відома, але можна вважати відомою її реальну модель f_P , якщо заданий вид моделі і відомі її параметри:

$$f_P = f(a_{0P}, a_{1P}, \dots) = a_0 + \frac{a_{1P}}{x_P} + \frac{a_{2P}}{x_P^2} + \dots = \sum_{i=0}^n \frac{a_{iP}}{x_P^i} = \sum_{i=0}^n a_{iP} x_P^{-i}.$$

У [1] введено поняття оператора корекції. Реляційно-різницевою моделлю оператора корекції PPM вхідного сигналу ВП називають безрозмірний коефіцієнт ψ_R , значення якого обчислюються через різничеві величини першого, другого, або і вищих порядків у ході вимірювального експерименту, який визначає співвідношення значення оцінки вхідного сигналу x і міри x_M

$$\frac{x}{x_M} = \psi_R = \psi_R(\Delta^{(1)}y_i, \Delta^{(2)}y_j, \dots, \Delta^{(n)}y_k). \quad (1)$$

Згідно з існуючою класифікацією методів корекції похибок оператор ψ_R дозволяє визначити значення вхідної величини через значення її міри.

У роботі [5] було досліджено нелінійні PPM оператори корекції для ВП з нелінійною ДРФ перетворення при різних тестових впливах.

Доведено, що знайти оцінку дійсного значення вхідного сигналу x можна при застосуванні лише адитивних тестових впливів:

$$x = \theta_1 \frac{(1-\psi)}{(1-\psi\beta)}, \quad \psi = \frac{\Delta y_{20}}{\Delta y_{10}}, \quad \beta = \frac{\theta_1}{\theta_2}.$$

У разі, коли адитивні тестові впливи різні за знаком, але мають однакове значення $\theta = \theta_1 = -\theta_2$, $\beta = -1$ маємо:

$$x = \theta \frac{\Delta y_{20} - \Delta y_{10}}{\Delta y_{20} + \Delta y_{10}} = \theta \frac{\psi - 1}{\psi + 1} = \theta \cdot \psi^*, \quad (2)$$

де $\psi = \frac{\Delta y_{20}}{\Delta y_{10}}$ – тестовий реляційно-різницевий оператор корекції, який визначається експериментально; ψ^* – узагальнена математична модель

оператора корекції.

Перепишемо (2) для тестової номінальної ($\delta_a, \delta_m = 0$) та реальної ($\delta_a, \delta_m \neq 0$) PPM:

$$x_H = \theta \frac{\Delta y_{20H} - \Delta y_{10H}}{\Delta y_{20H} + \Delta y_{10H}} = \theta \cdot \psi_H^* \quad (3)$$

$$x_P = \theta \frac{\Delta y_{20P} - \Delta y_{10P}}{\Delta y_{20P} + \Delta y_{10P}} = \theta \cdot \psi_P^* \quad (4)$$

Тоді, враховуючи (3) і (4), запишемо вираз для реляційної моделі оператора корекції ψ_R :

$$\psi_R = \frac{x_P}{x_H} = \frac{\theta \cdot \psi_P^*}{\theta \cdot \psi_H^*} = \frac{\psi_P^*}{\psi_H^*},$$

Щоб визначити структуру оператора корекції ψ для нелінійних дробово-раціональних функцій перетворення та провести його функціональний аналіз, запишемо реальну і номінальну функції перетворення вимірювального перетворювача з ДРФ:

$$\begin{cases} y_P = a_{0P} + \frac{a_{1P}}{x_P}, \\ y_H = a_{0H} + \frac{a_{1H}}{x_H}. \end{cases}$$

Звідси знайдемо значення вхідного сигналу ВП з ДРФ:

$$\begin{cases} x_H = f_H^{-1}(y_H) = \frac{a_{1H}}{y_H - a_{0H}}, \\ x_P = f_P^{-1}(y_P) = \frac{a_{1P}}{y_P - a_{0P}}. \end{cases}$$

Оператор ψ є відношенням реального і номінального значень вхідних сигналів, отже враховуючи, що $a_{0P} = a_{0H} + \Delta a_0$, можна записати:

$$\begin{aligned} \psi &= \frac{x_P}{x_H} = \frac{a_{1P}}{y_P - a_{0P}} \cdot \frac{y_H - a_{0H}}{a_{1H}} = \frac{a_{1P}}{a_{1H}} \cdot \frac{y_H - a_{0H}}{y_H - a_{0H} - \Delta a_0} = \\ &= \frac{a_{1P}}{a_{1H}} \cdot \frac{y_H - a_{0H}}{(y_H - a_{0H}) \left(1 - \frac{\Delta a_0}{y_H - a_{0H}}\right)} = \\ &= \frac{a_{1H} + \Delta a_1}{a_{1H}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\Delta a_0}{a_{1H}}} = \left(1 + \frac{\Delta a_1}{a_{1H}}\right) \cdot \frac{1}{1 - \frac{\Delta a_0 \cdot x_H}{a_{1H}}} = (1 + \delta_m) \frac{a_{1H}}{a_{1H} - \Delta a_0 \cdot x_H}, \end{aligned} \quad (5)$$

З (5) видно, що при використанні оператора ψ має виконуватися умова:

$$\frac{\Delta a_0}{a_{1H}} \ll 1 \Rightarrow \Delta a_0 \ll \frac{a_{1H}}{x}$$

де $\frac{a_{1H}}{x}$ – максимальне значення шкали ВП.

Якщо у процесі експлуатації змінюватимуться параметри a_0 , то графіки будуть відповідно підніматися чи опускатися паралельно номінальній ФП (залежно від знаку зміни). А якщо змінюватиметься параметр a_1 , то ФП змінить кут нахилу.

Наведені графіки ілюструють можливість визначення метрологічних властивостей функції ψ_R . Як видно, вона залежить від адитивної і мультиплікативної похибок. Рис. 2 показує, що можливі чотири варіанти моделі (5). Таким чином, наведені графіки дозволяють визначити метрологічні властивості реляційної моделі PPM.

Л.В. КОНСТАНТИНОВА, канд. .техн. наук, проф.,
Г.В. КЛИМЕНКО (м. Харків)

АНАЛІЗ ВИМОГ МІЖНАРОДНИХ СТАНДАРТІВ ISO СЕРІЇ 9000

Проведено аналіз стандартів ISO серії 9000, а також перспективи їх розвитку у 2008 році. Розглянуто вісім принципів управління якістю, які формують основу стандартів на системи управління якістю.

The analysis of ISO series 9000 standards and prospects of their development in 2008 year is discussed. Eight principles of quality management that form the foundation of these standards for are considered.

Національна політика у сфері якості є невід'ємною частиною соціально-економічної політики держави, яка бачить себе рівноправним партнером у міжнародній торгівлі. За умов науково-технічного прогресу проблему якості вирішувати традиційними методами контролю готової продукції неможливо. Тому основним засобом створення конкурентоспроможної продукції розглядають саме системи управління якістю.

Стандарти ISO серії 9000 розроблені для сприяння організаціям, незалежно від їх типу та чисельності працівників, у впровадженні та забезпеченні функціонування ефективних систем управління якістю.

Перша редакція стандартів була прийнята у 1987 р., друга – у 1994 р., а третя – у 2000 р. Серія ISO 9000:2000 складається з трьох пов'язаних між собою стандартів.

ISO 9000 описує основні положення систем управління якістю і визначає термінологію для систем управління якістю.

ISO 9001 встановлює вимоги до системи управління якістю, якщо організація бажає продемонструвати свою спроможність поставляти продукцію, що відповідає вимогам замовників і застосовуваних технічних регламентів, а також прагне до підвищення задоволеності замовників.

ISO 9004 містить настанови щодо результативності та ефективності системи управління якістю. Метою цього стандарту є поліпшення показників діяльності організації, а також задоволення замовників та інших зацікавлених сторін.

Разом вони формують узгоджену серію стандартів на системи управління якістю, яка сприяє взаєморозумінню в національній та міжнародній торгівлі.

В Україні міжнародні стандарти серії ISO 9000:2000 введені в якості національних: ДСТУ ISO 9000 – 2001 [1], ДСТУ ISO 9001 – 2001 [2],

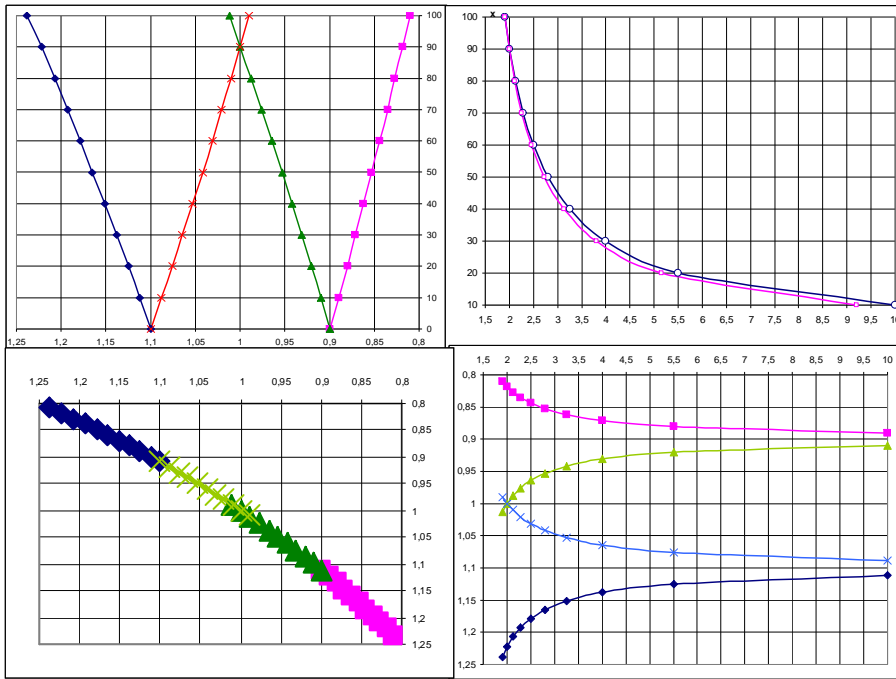


Рис. 2

Список літератури: 1. Кондрашов С.І. Методи підвищення точності систем тестових вимірювань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах: Монографія. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2004. – 224 с. 2. Кондрашов С.І., Володарський Є.Т., Опришкіна М.І. Розрахунок похибок нелінійності реляційно-різницевих операторів корекції похибок вимірювальних перетворювачів // Український метрологічний журнал. –2004. –Вип. 1. – 2004. – С. 52-57. 3. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. –К.: Вища школа. Головное изд-во, 1976. –256 с. 4. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. –М.: Энергия, 1978, -176 с. 5. Кондрашов С.І., Опришкіна М.І. Реляційно-різницеві моделі операторів корекції вимірювальних перетворювачів з дробово-раціональними функціями перетворення // Вестник НТУ “ХПІ”. Сб. науч. трудов. Тематическое издание: Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ “ХПІ”. – 2005.–Вип. 7. –С. 77-80. 6. Лиманова Н.И. Тестовый метод повышения точности измерений датчиков с нелинейными дробно-рациональными функциями преобразования. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2000. – № 10. – С. 28-31.

Поступила в редакцію 18.04.2007

ДСТУ ISO 9004 – 2001 [3].

Для того, щоб успішно керувати організацією і забезпечувати її функціонування, необхідно спрямовувати та контролювати її діяльність систематично і відкрито. Успіху можна досягти завдяки впровадженню та актуалізуванню певної системи управління, розробленої для постійного поліпшення показників діяльності, з урахуванням потреб усіх зацікавлених сторін. Управління організацією охоплює управління якістю поряд з іншими аспектами управління.

Встановлено вісім принципів управління якістю, які найвище керівництво може використовувати для поліпшення показників діяльності організації.

1. Орієнтація на замовника

Організації залежать від своїх замовників і тому повинні розуміти поточні та майбутні потреби замовників, виконувати їхні вимоги і прагнути до перевищення їхніх очікувань.

2. Лідерство

Керівники встановлюють єдність мети та напрямів діяльності організації, їм слід створювати та підтримувати таке внутрішнє середовище, в якому працівники можуть бути повністю залучені до виконання завдань, що стоять перед організацією.

3. Залучення працівників

Працівники на всіх рівнях становлять основу організації, і їхнє повне залучення дає змогу використовувати їхні здібності на користь організації.

4. Процесний підхід

Бажаного результату досягають ефективніше, якщо діяльністю та пов'язаними з нею ресурсами управляють як процесом.

5. Системний підхід до управління

Ідентифікування, розуміння та управління взаємопов'язаними процесами як системою сприяє організації у результативнішому та ефективнішому досягненні її цілей.

6. Постійне поліпшення

Постійне поліпшення діяльності організації в цілому слід вважати незмінною метою організації.

7. Прийняття рішень на підставі фактів

Ефективні рішення приймають на підставі аналізування даних та інформації.

8. Взаємовигідні стосунки з постачальниками

Організація та її постачальники є взаємозалежними, і взаємовигідні стосунки підвищують спроможність обох сторін створювати цінності.

Ці вісім принципів управління якістю формують основу стандартів на системи управління якістю, які входять до стандартів серії ISO 9000.

В 2000 р., після введення в дію стандартів ISO 9001 і ISO 9004, ISO/TK 176 оголосив восьмирічний мораторій на їхні зміни. Таке рішення було відступом ISO від звичайної практики чотирьох- або п'ятирічного періоду перегляду міжнародних стандартів. І це рішення мало певну підставу. Стандарти ISO серії 9000 використовуються з метою сертифікації на відповідність цим стандартам. Адаптація підприємств до нових моделей менеджменту якості вимагає істотних витрат часу, засобів, перебудови структури й інших змін, тому ISO порахувала необхідним вісім років «не турбувати» бізнес.

Пожвавлення по підготовці нової версії стандартів ISO 9001 і ISO 9004 почалося у 2004 р. До кінця 2005 р. визначилися лише принципові підходи до того, що робити із цією парою стандартів, причому плани ISO стосовно них різні.

Стандарт ISO 9004 до 2008 р. буде переглянутий, а це мовою ISO означає, що він буде істотно змінений.

Перегляд стандарту ISO 9001 планується здійснити тільки до 2012 р., а в 2008 р. до нього будуть внесені виправлення, тобто невеликі зміни, пов'язані в основному з роз'ясненням і більш чітким формулюванням ряду норм. Причин для такого рішення по ISO 9001 дві. Одна з них, що пов'язана із сертифікацією, уже згадувалася, друга залежить від того, що стандарт ISO 9001 у меншому ступені піддається впливу змін у навколишньому діловому середовищі, чим ISO 9004.

В контексті сказаного, доцільно нагадати про обрії, тобто про цілі і призначення цих стандартів. При цьому ми розуміємо, що кожний стандарт описує певну модель системи менеджменту якості (СМЯ). Обидві моделі гармонізовані між собою, але мають і деякі відмінності [4].

Обрії стандарту ISO 9001. За задумом розроблювачів, СМЯ, побудована на підприємстві по моделі ISO 9001, – це механізм, впроваджуваний з метою забезпечення:

– якості продукції (послуги), що задано споживачем і відповідає обов'язковим вимогам, установленим у суспільстві стосовно цієї продукції. У цьому випадку споживач, а також і суспільство, якщо мова йде про параметри безпеки, формують свої вимоги до певної продукції;

– відповідності якості продукції певному стандарту, або технічним умовам самого підприємства. У цьому випадку конкретного споживача може й не бути, але підприємство заявляє про якість, користуючись посиланням на документ, якому повинна відповідати продукція.

В обох ситуаціях обрії дії СМЯ по ISO 9001 визначені й обмежені, по-перше, конкретною продукцією, а по-друге, тим, що вимоги до якості або задані споживачем і суспільством, або заявлені самим виготовлювачем і споживач має можливість сам визначити потреби в цій продукції (тобто й там, і там якість детермінована). Таким чином, межа можливос-

тей СМЯ по *ISO 9001* – забезпечення заданої або заявленої якості. Стандарт був задуманий і створений для контрактних ситуацій і покликаний знижувати ризик споживача одержати продукцію, що не відповідає заданій або заявленій якості.

Якщо на підприємстві є система по *ISO 9001*, це не означає, що воно здатне й повинне задовольняти будь-які фантазії замовника. Однак система вимагає забезпечити аналіз потенційного контракту, у процесі якого формується точне розуміння того, що хоче замовник, і оцінити можливість підприємства забезпечити необхідну якість (по *ISO 9001* – це перша обов'язкова процедура в контрактній ситуації). Якщо по оцінці підприємства воно здатне виконати вимогу контракту, то приймається рішення про його підписання, і далі механізм СМЯ забезпечує задану якість. Якщо оцінка свідчить про нездатність підприємства виконати вимоги контракту, то відповідно до вимог системи, від нього варто відмовитися.

Непорозуміння ролі й меж можливостей стандарту *ISO 9001* може привести до невірних висновків і практичних рішень.

Наявність на підприємстві СМЯ по *ISO 9001* є чинником конкурентоспроможності й маркетинговим аргументом у тому розумінні, що воно знижує ризики споживача одержати продукцію, що не відповідає заздалегідь обумовленим вимогам. І якщо підприємство не має такої системи, то ризик споживача збільшується.

Саме концепція й зміст, обмежуючі цілі СМЯ по стандарту *ISO 9001*, зробили його більш стійким у порівнянні з *ISO 9004* і дозволили ухвалити рішення щодо його перегляду тільки до 2012 р.

Обрії стандарту *ISO 9004*. Система менеджменту якості, побудована по моделі стандарту *ISO 9004*, має всі властивості системи по *ISO 9001* і додатково передбачає механізми вивчення потреб ринку (тобто невизначеного споживача), задоволення вимог споживача й інших зацікавлених сторін, а також націлює на зниження непродуктивних витрат на якість. Модель *ISO 9004* (так само, як *ISO 9001*) побудована на вісьмох сучасних принципах менеджменту. Ці принципи – не знахідка фахівців з якості, вони являють собою сучасний підхід до менеджменту взагалі й сформульовані в результаті узагальнення практики менеджменту експертами *ISO/TK 176*, що і було положено в основу розробки стандартів *ISO* серії 9000. Можна сказати, таким чином, що *ISO 9004* є носієм ідеології передового менеджменту (на момент 2000 р.) з акцентом на якість і задоволення вимог споживачів і інших зацікавлених сторін, що враховують економічні аспекти якості [4].

Слід зазначити, що дослідження, проведені по питанню застосування стандартів *ISO* серії 9000, показали слабку затребуваність стандарту *ISO 9004*, у той час як *ISO 9001* застосовує біля мільйона підприємств.

Можна припустити такі причини цього явища: *ISO 9001* має більш

чітко виражену зовнішню (стосовно підприємства) зацікавленість із боку споживачів і замовників продукції й послуги. Керівництво підприємства, що в остаточному підсумку ухвалює рішення щодо застосування або не застосування стандарту, стоїть перед необхідністю зважати на цю зацікавленість. Причому одні усвідомлюють реальну корисність ідеології стандартів *ISO* серії 9000, творчо їх застосовують і одержують поряд із сертифікатом відповідний ефект, інші не вникають у їхню сутність й всіма правдами й неправдами намагаються роздобути сертифікат, що лише формально свідчить про існування СМЯ по *ISO 9001* [4].

Стандарт *ISO 9004* не має таких зовнішніх спонукальних мотивів для застосування, хоча він міг би реально сприяти поліпшенню менеджменту підприємства. Усвідомлення необхідності застосування цього стандарту повинне зростати зсередини підприємства.

Як показали дослідження (зокрема, у Японії), стандарт *ISO 9004* не повною мірою задовольняє інтересам сучасного бізнесу.

Один з головних висновків, який можна зробити за результатами дослідження, полягає в тому, що бізнес має потребу в системах менеджменту, які можуть забезпечити моніторинг змін ділового середовища й потім швидко реагування підприємства на ці зміни. Тим самим забезпечується стійкий ріст підприємства, тобто його конкурентоспроможність у часі й задоволеність зацікавлених сторін.

Ділове середовище містить у собі науково-технічний прогрес, конкурентне середовище на ринках, чинне законодавство, споживачів, постачальників, суспільну думку, акціонерів і інші зацікавлені сторони Система менеджменту підприємства повинна забезпечувати моніторинг змін у всіх складових ділового середовища, оскільки в кожній з них можуть виникати ризики для підприємства. В моделі *ISO 9004:2000* відсутній механізм такого моніторингу.

Процес сталого розвитку міжнародного ринку є одним з головних факторів, що впливають на швидку зміну ділового середовища в цілому. На ринку формуються свої неписані правила й норми, які гравці повинні виконувати. У протилежному випадку ринок їх відторгає.

Швидка пристосованість до змін навколишнього середовища вимагає поряд з реалізацією концепції постійного поліпшення, що міститься в моделі *ISO 9004:2000*, застосування також інноваційного підходу, притім і до продукції, і до виробничої системи, і до самого менеджменту, чого в моделі *ISO 9004:2000* немає.

Стосовно результатам соціологічних досліджень, проведених японським технічним комітетом по стандартизації СМЯ, основними внутрішніми факторами моделі стійкого росту підприємства є: знання й компетентність працівників, знання й компетентність підприємства в цілому, творча активність працівників, менталітет, який припускає зміни на під-

приємстві, і інші принципи сучасного менеджменту.

Виходячи зі сказаного вище, стандарт *ISO 9004:2008*, на думку ТК 176, повинен містити модель, що буде сприяти досягненню стійкого росту підприємств і тому може бути затребувана бізнесом.

Як вихідна база для розробки стандарту будуть використані наступні джерела.

– японські документи *JIS/TR Q 0005* «Системи менеджменту якості. Посібник зі стійкого росту» і *JIS/TR Q 0006* «Системи менеджменту якості. Посібник із самооцінки»;

– проект французького стандарту «Система менеджменту. Посібник з менеджменту організації»;

– іспанський стандарт «Методи й плани поліпшення»;

– модель ділової досконалості *EFQM*;

– модель премії Малкольма Болдріджа;

– модель премії Демінга.

У цей час формується цільова група по розробці стандарту й обговорюються основні питання його побудови. Один із імовірних сценаріїв такий, що *JIS/TR Q 0005* буде взятий за основу й модифікований з використанням найбільш сильних сторін інших документів і досвіду країн.

По-перше, цей документ найбільше повно й логічно описує систему, по-друге, він багато в чому використовує стандарти *ISO 9001* і *ISO 9004*, що дозволить забезпечити більше плавний перехід від діючих на підприємствах СМЯ до систем з новою концепцією.

JIS/TR Q 0005 – це досить об'ємний документ, але якщо його узагальнити, то базову концепцію системи можна представити в досить стислому вигляді.

Впровадження нових стандартів серії *ISO 9000* в Україні потребує розробки відповідних методичних документів у сфері управління якістю та перебудови нормативної бази підприємств, пов'язаної з розробленням документації СУЯ, організацією впровадження СУЯ, її інформаційного забезпечення та моніторингу функціонування.

Список джерел інформації: 1. ДСТУ ISO 9000 – 2001. Системи управління якістю. Основні положення та словник. – Чинний від 10.01.2001 р. 2. ДСТУ ISO 9001 – 2001. Системи управління якістю. Вимоги. – Чинний від 10.01.2001 р. 3. ДСТУ ISO 9004 – 2001. Системи управління якістю. Настанови щодо поліпшення діяльності. – Чинний від 10.01.2001р. 4. Чайка И. Что будет со стандартами ИСО серии 9000 в 2008 году? // Стандарты и качество – №3 – 2006. – С. – 64 – 69.

Поступила в редколлегию 23.10.2007

УДК 621.438.32

Б.И. КУБРИК, к.т.н., доцент кафедры ТОЭ, (г. Харьков)

Е.А. ГРИБСКАЯ, аспирант кафедры ТОЭ,

О.В. ЛАВРИНЕНКО, аспирант кафедры ТОЭ, **Е.А. БОРИСЕНКО**

ВЛИЯНИЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОПЛИВОПОДАЧИ НА ПОКАЗАТЕЛИ ДИЗЕЛЬ- ГЕНЕРАТОРА ПРИ НЕУСТАНОВИВШЕЙСЯ НАГРУЗКЕ И ПУТИ ЕГО СНИЖЕНИЯ

У роботі показано, що в більшості випадків годинна витрата палива дизель-генератора в несталих режимах більша, ніж в сталих. Пояснюється це тим, що переміщення топливозоудного органу у бік максимальної циклової подачі в першому випадку зазвичай більше, ніж в другому. Для зменшення витрати палива необхідно понизити коливання моменту навантаження дизеля за рахунок введення сигналу негативного зворотного зв'язку по струму генератора в діапазоні частот обертання вище за деякий поріг.

It is shown in work that in most cases the sentinel expense of fuel of diesel-generator more than in set in the unset modes. It is explained tem, that moving of fuel measuring out organ toward a maximal cyclic serve in first case usually more than in the second. For diminishing of expense of fuel it is necessary to reduce the vibrations of moment of loading of diesel due to introduction of signal of negative feed-back on the current of generator in the range of frequencies of rotation, higher than some threshold.

Постановка проблеми. Дизель-генераторы различного назначения значительную часть времени работают в переходных и неуставившихся режимах, что безусловно, влияет на работу топливозоудной аппаратуры и расход топлива. Последний в указанных режимах обычно больше, чем в установившихся, и необходимо искать пути его снижения. Кроме того, неуставившийся характер нагрузки, вызывая изменения скоростного режима (как размаха колебания, так и среднего числа оборотов), влияет на изменение не только подачи топлива, но и воздуха, что в свою очередь влияет на протекание мощности и момента от эффективных газовых сил, т.е. на протекание динамической характеристики двигателя (рис. 1).

Анализ литературы [1-6] показывает, что в зависимости от назначения агрегата и системы воздухообеспечения резервы повышения топливной экономичности могут быть различными. Например, при наличии турбонадува стационарный дизель-генератор снабжают системой дополнительного воздухообеспечения, работающей в случае наброса нагрузки [1,2] или системой разгона турбокомпрессора [3] и др. У тепловозных агрегатов регулятор частоты вращения и корректор мощности настраиваются так, чтобы минимизировать расход топлива при переходе контроллера из

одной позиции в другую [4-6]. Следует, однако, отметить, что стационарный дизель-генератор работает в весьма узком диапазоне скоростных режимов, а у дизель-генератора тепловоза несоответствие скоростных и нагрузочных режимов ограничено, благодаря определённой настройке тепловозной характеристики.

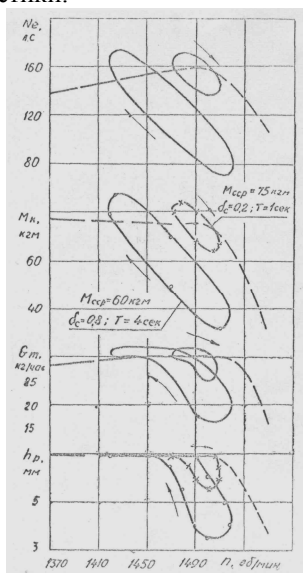


Рис. 1. Совмещенные динамическая и статическая характеристики двигателей

Цель статьи – детально исследовать работу топливоподающей аппаратуры и расход топлива в широком диапазоне скоростных режимов при установившейся нагрузке и выработать рекомендации по снижению расхода топлива.

Характер измерения скоростного режима при неустановившемся нагрузке изменяет подачу топлива по более сложному закону, чем это заложено конструкцией регулятора для установившегося режима, что отражается на протекании момента и мощности от эффективных газовых сил.

Результаты исследования нарушения работы топливоподающей системы представлены на рис. 2, 3, 4, 5. На рис. 2 нанесены три кривые, одна из которых представляет зависимость часового расхода топлива от числа оборотов при установившемся режиме работы двигателя, две другие – при неустановившемся. Как видно, для режимов нагрузки с $\delta_c = 0,2$, $T = 1$ сек средний часовой расход топлива до 1475 об/мин меньше его статического значения. Начиная с 1475 об/мин наблюдается некоторое его увеличение по сравнению с неустановившемся режимом. Уменьшение

подачи топлива в пределах средней величины перемещения рейки топливного насоса за цикл нагрузки оказывается меньше статического значения при одних и тех же средних моментах сопротивления (рис. 3).

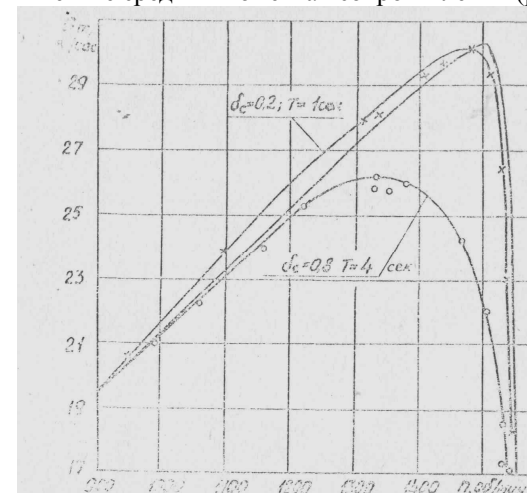


Рис.2 Изменение среднего часового расхода топлива в зависимости от скоростного режима двигателя при его работе с установившейся и неустановившейся нагрузками

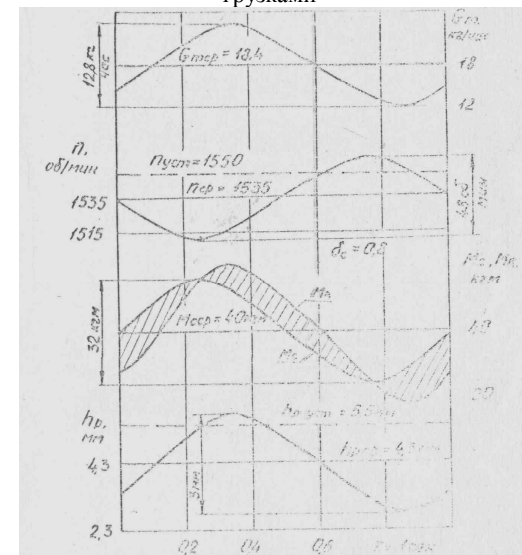


Рис. 3 Изменение эффективных показателей двигателя в течении периода нагрузки в пределах регуляторной ветви

Увеличение подачи топлива при $\delta_c = 0,2$, $T = 1$ сек на ветви перегрузки можно объяснить процессом топливоподачи насоса, так как в пределах этих нагрузок рейка не доходит до винта упора максимальной подачи и не перемещается, т.е. ее выход на установившемся режиме равен выходу при установившейся нагрузке (рис. 1). Многократные сравнительные опыты по определению расхода топлива перемещением рейки и весовым способом в пределах ветви перегрузки подтвердили, что разность доходит до 3,5%. Следовательно, в условиях эксплуатации при работе двигателя с перегрузкой целесообразно использовать в качестве регистрации расхода топлива только перемещение рейки топливного насоса.

Для более полного объяснения причин увеличения среднего часового расхода топлива при работе двигателя с перегрузкой необходимо самостоятельное исследование работы систем топливоподачи и регулирования в условиях неустановившейся нагрузки.

Уменьшение подачи топлива при неустановившейся нагрузке с параметрами $\delta_c = 0,8$, $T = 4$ сек объясняется снижением средней величины перемещения рейки топливного насоса на всем диапазоне встречающихся нагрузок, так как рейка даже на ветви перегрузки колеблется (рис. 4).

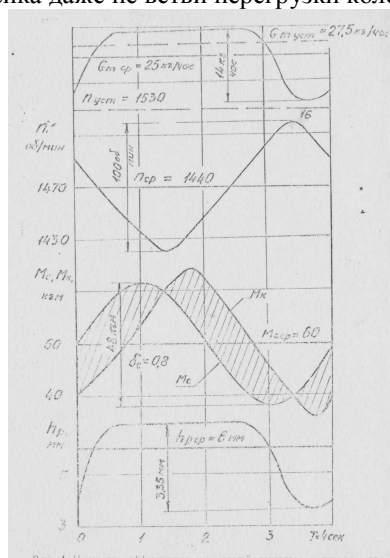


Рис. 4 Изменение эффективных показателей двигателя в течение периода изменения нагрузки с выходом рейки топливного насоса до упора

Перемещение рейки имеет несимметричный характер, так как при

движении в сторону увеличения подачи топлива на нее воздействует винт упора и ограничивает в этом направлении размах её перемещения, в то время в сторону уменьшения подачи топлива перемещение ее ограничивается лишь характеристикой регулятора. Асимметрия перемещения рейки является причиной уменьшения среднего числа оборотов при одинаковых нагрузках для установившегося и неустановившегося режимов работы двигателя.

При работе в условиях эксплуатации с неустановившейся нагрузкой двигатель выходит на перегрузку при меньших числах оборотов, чем при установившейся (рис. 5).

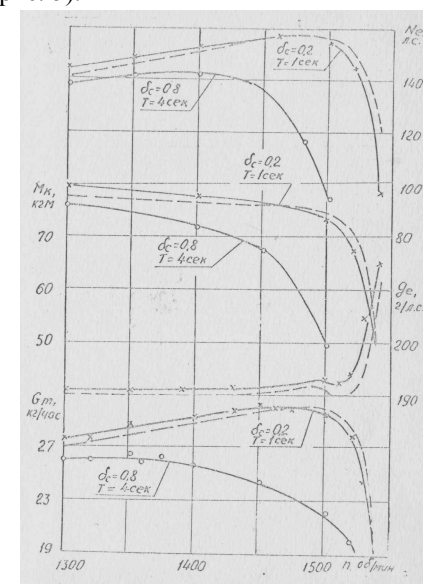


Рис. 5 Усредненные статическая и эксплуатационная характеристики двигателя

Средняя величина оборотов выхода двигателя на перегрузку зависит от параметров неустановившейся нагрузки δ_c , $M_{ср}$, T . Так, например, для $\delta_c = 0,2$; $T = 1$ сек двигатель достигает 75 кгм при 1490 об/мин, т.е. 10%. Следовательно, регулятор при работе двигателя с неустановившейся нагрузкой не обеспечивает получение номинальной мощности.

Различие по средней эффективной мощности в пределах проведенных опытов на номинальных числах оборотов двигателя достигает 40%. Снижение эффективных показателей двигателя происходит по мере увеличения параметров неустановившейся нагрузки для различных участков скоростной характеристики не одинаково.

Следовательно, в условиях эксплуатации двигателя работают на режимах значительного падения располагаемой мощности под влиянием неустановившейся нагрузки, что, несомненно, ведет к снижению производительности машинного агрегата.

С целью получения наибольшей производительности и топливной экономичности в условиях эксплуатации, а также с целью снижения динамических нагрузок на агрегаты (увеличения долговечности деталей и узлов машинного агрегата) необходимо стремиться к снижению размаха колебания скоростного режима, что наиболее просто может быть достигнуто изоляцией двигателя от колебаний нагрузочного режима.

Это может быть достигнуто путём введения отрицательной обратной связи по току нагрузки I_n генератора, которая соответствующим образом влияет на ток возбуждения I_b . Для этого необходимо измерить I_n , получить пропорциональное этому току напряжение обратной связи $U_{ос} = kI_n$, проинвертировать его и сложить с напряжением возбуждения генератора, определяющим величину I_b . Последние две операции следует производить в определённом диапазоне частот вращения дизеля, который находится экспериментально.

Выводы. Для принятия решения о предлагаемых мерах по повышению топливной экономичности дизеля необходимо тщательно проконтролировать величины часового расхода топлива в статике и динамике в различных диапазонах скоростных режимов работы агрегата.

Перспективы дальнейших исследований. В дальнейшем имеет смысл провести аналогичные исследования и принять соответствующие меры по повышению экономичности более широкого класса силовых дизельных установок.

Список литературы: 1. Борисенко А.Н., Колыбин Ю.Н., Литвинович М.Р. и др. Электронный регулятор частоты вращения дизель-генератора с турбокомпрессором. А.С. 1273622, СССР, заявка 12.07.1985, 30.06.1986, Б.И. № 44. 2. Шокотов Н.К., Строчков А.П., Лацабидзе И.О. Возможные пути улучшения теплоиспользования в дизельных электростанциях. – Двигатели внутреннего сгорания, 1997, выпуск 56-57, с. 38-44. 3. Колыбин Ю.Н., Борисенко А.Н., Соболь В.Н. и др. Получение законов управления стационарным дизелем с помощью принципа максимума. – Двигатели внутреннего сгорания, 1985, выпуск 42, с. 91-95. 4. Долгих И.Д. Механико-электронная САР частота вращения транспортного дизель-генератора. – Двигатели внутреннего сгорания. Межрегиональный научно-технический сборник. – выпуск 55, Харьков, 1995. – с. 127-135. 5. Долгих И.Д. Экстремальное регулирование дизель-генераторов и пути его реализации. – Механико-электронная САР частота вращения транспортного дизель-генератора. – Двигатели внутреннего сгорания. Межрегиональный научно-технический сборник. – выпуск 55, Харьков, 1995. – с. 136-146. 6. Долгих И.Д., Зеленский В.Б. Методика оптимизации переходных процессов в ДВС. – Механико-электронная САР частота вращения транспортного дизель-генератора. – Двигатели внутреннего сгорания. Межрегиональный научно-технический сборник. – выпуск 55, Харьков, 1995. – с. 147-154.

Поступила в редколлегию 26.03.07

Т. Г. МАЩЕНКО, проф. каф. АиУТС, Е. А. БОРЧЕНКО, студентка

МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ УЧАСТКОВ МОЗГА

Метод компьютерного электроэнцефалографического исследования головного мозга относится до неинвазивных методов функциональной диагностики ЦНС и позволяет выявлять большинство заболеваний ЦНС на ранних стадиях развития. В современной компьютерной функциональной диагностике ЦНС существует безлических перспектив та переваг, але ж багато й не розв'язаних проблем. Серед них значну роль відіграють проблеми методології діагностування та обробки даних. Але найбільш складною є проблема якості зйому та ресстрації ЕЕГ сигналів.

The method of computer encephalographic investigations of encephalon is one of uninvading methods of functional diagnostics of Central Nerval System (CNS). This method permits to explore many CNS diseases at its' start stages, some of these diseases can be explored by this method only. The present-day computer functional diagnostics of CNS has a lot of outlooks and advantages, but also it has enough unsettled problems. Among them the problems at methodology of diagnostics and machining the data have a ponderable part. But the most complicated and time-taking problem is the problem of quality pickup and registering electroencephalographic signals.

Постановка проблемы. Электроэнцефалография относится к электрофизиологическим методам исследования живых организмов, которые позволяют изучить жизнедеятельность клеток, тканей, органов в условиях нормы и патологии. Она применима для изучения функций центральной нервной системы в том случае, когда возникает необходимость в непосредственном наблюдении за функциональным состоянием головного мозга, и является наиболее прогрессивным методом для определений патологий мозга даже на ранних стадиях, когда другими методами не удастся поставить диагноз. В настоящее время компьютерная электроэнцефалография находит все большее применение для ранней диагностики заболеваний мозга, что определяет потребность в более детальном рассмотрении основных характеристик, методов и параметров электроэнцефалографических исследований.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрены принципы и методы обработки биомедицинских сигналов, их характеристики, формы представления и типы. В [2] описан метод электроэнцефалографии, методика обработки энцефалографических сигналов, аппаратура для этого метода.

В [3] представлен метод электроэнцефалографии с точки зрения врачебной практики, описаны приемы для диагностики нервных болезней, признаки нормы и патологии по данным энцефалографического исследования. Методика съема и регистрации сигналов для ЭЭГ описана в [4].

Цель статьи заключается в исследовании методов электроэнцефалографии, ознакомлении с методиками съема и обработки электрических сигналов мозга, признаками нормы и патологии для диагностики заболеваний нервной системы.

Методы исследования биоэлектрических явлений в организме предназначены как для изучения биопотенциалов одной клетки и процессов возбуждения отдельной группы клеток, так и для изучения биоэлектрической активности целых органов или функциональных систем. В медицинской практике регистрация биопотенциалов характерна для задач нейрофизиологии. Для этого созданы специальные методы микроэлектродных исследований, позволяющих изучать биопотенциалы групп нейронов или нервных волокон. Однако сложность таких исследований связана с созданием микроэлектродов с контролируемой формой контактной поверхности и стереотаксическими операциями, позволяющими контролировать положение электродов в исследуемом органе.

Головной мозг характеризуется большим разнообразием клеточных структур, значительным количеством клеток и сложным характером взаимодействия отдельных структур. Участки мозга содержат большое число связанных между собой нервных элементов, которые находятся в химически активной среде, оказывающей значительное влияние на суммарное распределение электрического поля. Мозг представляет собой объемный проводник, для оценки электрических свойств которого учитывается активная и реактивная составляющая импеданса, причем это сильно анизотропный проводник.

На амплитуду регистрируемого сигнала с поверхности головы значительное влияние оказывают электрические свойства покровных тканей, волосистой кожи, качество наложения электродов и наличие токопроводящего слоя между электродом и кожей.

Электрическую активность мозга в функциональном отношении принято делить на спонтанную (фоновую), наблюдаемую при отсутствии специальных внешних раздражений, и активную, появляющуюся на фоне спонтанной активности при прямом раздражении нервных клеток мозга (элементов) или поступлении импульсов по афферентным путям. При этом необходимо учитывать, что разность потенциалов, регистрируемая от какой-либо пары электродов, отражает электрические процессы в мозге не только вблизи этих электродов, но и в удалении от них. В связи с этим для оценки распределения источников потенциалов в мозге необходим учет всей картины электрической активности, получаемой от многих пар электродов в различных их комбинациях. Большое число факторов, влияющих на электрическую активность головного мозга, затрудняет расшифровку электроэнцефалограмм, представляющих собой запись од-

новременной суммарной активности большого числа нервных элементов. Для анализа записей в практике электроэнцефалографических исследований используют различные системы стандартных отведений, определяющих установку электродов на поверхность головы.

В каждом из отведений на достаточно длинном сегменте ЭЭГ, кроме межвершинного значения напряжения различают активности ЭЭГ, которые представлены ритмичным, аритмичным и дисритмичным рядом волн. Различают мономорфную ЭЭГ активность, когда волна состоит из нескольких составляющих с одной доминантной, и полиморфную, если сигнал ЭЭГ представляют тригонометрическим рядом Фурье. Другим типом волны является одиночная волна. Если изменение ЭЭГ сигнала быстрое (до 80мс), то говорят о пике. Он кроме формы оценивается по тому, как возникает: одиночно, в совокупности с другими пиками или волнами. Спайк, пик, острые волны, комплексы являются проявлением синхронных разрядов огромных масс нейронов при патологических явлениях.

Для диагностики очень важным показателем является то, что описанные изменения в ЭЭГ сигнале возникают периодически, или иногда.

Оценку каждой частотной компоненты ЭЭГ производят по ее амплитуде и выраженности во времени. При хорошо выраженной норме в ЭЭГ доминирует альфа-ритм, в лобных отделах мозга и на стыках веретен альфа-ритма регистрируют бета-активность, а в задних отделах мозга наблюдаются редкие вспышки тета-ритма по 2-4 волны. Здесь же регистрируют редкие единичные низкоамплитудные дельта-волны.

Нарушения функционального или морфологического характера сказываются в первую очередь на параметрах альфа-ритма. Определенные изменения в полосе бета-ритма также говорят о наличии патологического процесса. Так частые волны на границе альфа-бета-ритмов и их колебания говорят о наличии мигрени, неврозов и других психозов. К патологическим проявлениям на ЭЭГ относится появление медленных ритмов: дельта и тета. Чем ниже их частота и выше амплитуда, тем более выражен патологический процесс. Так зона дельта-ритма характеризует наличие опухоли или абсцесса, а зона тета-волн появляется при эпилепсии.

ЭЭГ более чем столетие используется для диагностики ряда заболеваний центральной нервной системы, классификации сна, анестезии, гипноза, интоксикации организма.

Разницу потенциалов между двумя точками на коже головы кроля и обезьяны зафиксировал еще в 1875 г. английский исследователь

Ричард Катон. В 1924г. немецкий ученый Ганс Бергер получил первую запись биоэлектрической активности мозга человека. Нейрофизиологическая природа ЭЭГ не совсем ясна и в наше время. Нет доказательства, что свободные периодические волны в сигнале ЭЭГ являются резуль-

татом суммирования отдельных потенциалов действия. Установлено, что сигнал ЭЭГ возникает в сером (а не в белом) веществе. Сигнал ЭЭГ является носителем информации о состоянии тысячи нейронов в определенном интервале времени.

Результирующая совокупность электроэнцефалографических сигналов отражает уровень возбуждения совокупностей клеток (а не отдельных нейронов), потому что в межклеточном пространстве протекают токи, которые одновременно возникают в тысячах нейронов. Для отображения мозговой активности используют различные системы отведений (до 48 отведений) и специальные электроды.

В настоящее время в большинстве случаев используют поверхностные электроды, изготовленные на базе серебра. Все электроды размещают на поверхности головы по выбранному плану. Для поверхностных электродов должен быть обеспечен импеданс, меньше чем 5 кОм, в случае размещения металлического электрода в проводящей среде образуется электрический потенциал между металлом и раствором порядка 100 - 200 мВ. Для уменьшения колебаний постоянной ЭЭГ под действием артефактов электрод не прикладывают непосредственно к голове, а между ним и головой размещают соответствующую проводящую пасту.

В электроэнцефалографии применяют семь режимов съема (для стандартного и специального расположения электродов). Часто в медицинской практике применяется усредненный режим, при котором используют усредненный электрод по Гольдману. Но при использовании усредненного референтного электрода локальная латерализованная активность может отражаться в отведениях обоих полушарий, что дает ложное представление о диффузности этой активности. Схема этого метода приведена на рис. 1

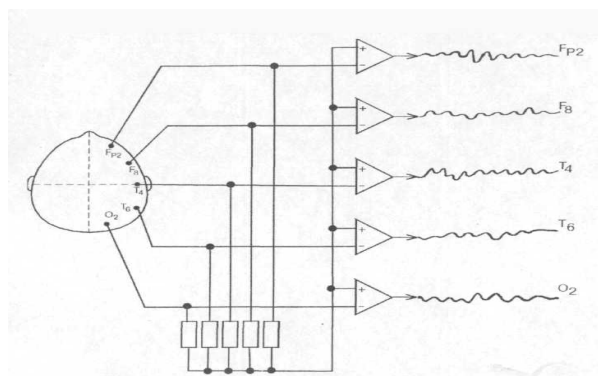


Рис. 1. Схема измерений для усредненного режима

При монополярном режиме используют общий опорный электрод, который подключают к уху. Преимуществом монополярного отведения является возможность зарегистрировать неискаженную форму электрического потенциала. Кроме того, поскольку регистрирующие электроды расположены относительно далеко друг от друга, амплитуда ЭЭГ получается достаточно высокой, что позволяет выявить низкоамплитудные компоненты, но погрешность локализации высока. Подключение приведено на рис. 2.

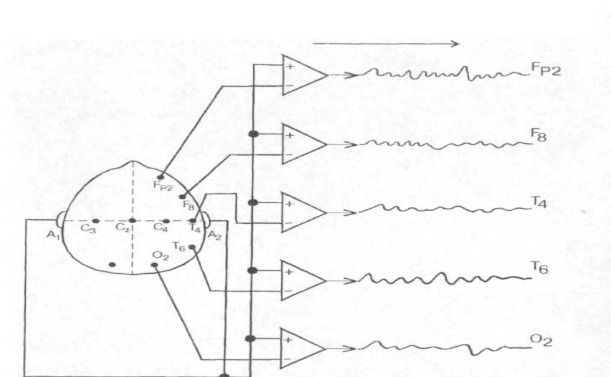


Рис. 2. Схема измерений для униполярного режима

Наиболее распространенным является биполярный режим, для которого погрешности локализации минимальны. Для этого режима применяется множество отведений без общего опорного электрода. Схема измерений приведена на рис. 3.

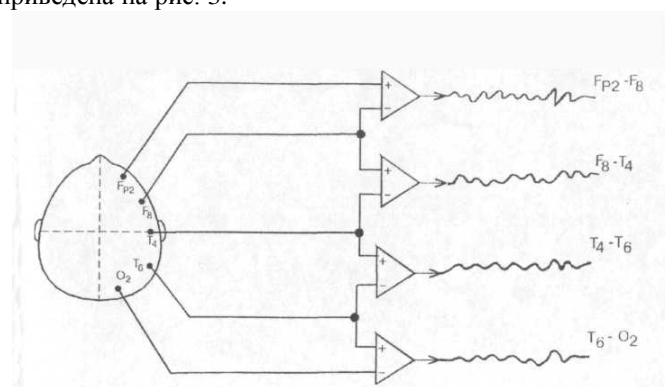


Рис. 3. Схема измерений для биполярного режима
Используя монополярное и биполярное отведения, получаем воз-

возможность, с одной стороны, исследовать неискаженную форму электрических колебаний мозга, с другой - выяснить распределение источников этих потенциалов по поверхности головы и соответственно их локализацию в мозге.

Поскольку в современных исследованиях используют многоканальные электроэнцефалографы, имеется возможность осуществлять параллельную регистрацию электрической активности сразу от многих комбинаций электродов, что повышает точность и скорость проведения исследований. Перспектива дальнейшей работы - разработка надежного устройства для контроля ЦНС, выполненного на современной элементной базе.

Список литературы. 1. Абакумов В. Г. и др. Біомедичні сигнали та їх обробка, - К.:ВЕК,1997г. -352с. 2. Зенков Л. Р., Ронкин М. А. Функциональная диагностика нервных болезней (Руководство для врачей).-2-е издание, перераб. и доп.- М.:Медицина.-1991.-640с. 3. Миролубов А. Г. Электроэнцефалограмма.-М.:Медицина.-1994.-234с. 4. Иванов Л. Б. Прикладная компьютерная электроэнцефалография. - М.: АОЗТ «Антидор».-2000.-256с.

Поступила в редакцию 27.02.07

УДК 617 + 61.47, 62-507

Т.Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф.,
А.С. ЧЕРКАШИН, студент (г. Харьков)

ПОРТАТИВНОЕ ЭЛЕКТРОННОЕ АУСКУЛЬТАТИВНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПЕРВИЧНОГО ОСМОТРА БОЛЬНЫХ

In article examine the opportunity of application of the portable electronic device which work is based on auscultation method, with the purpose of the doctor opportunities expansion is considered at inspection of the patient heart and lungs work. The given device allows receiving: a high-quality sound signal (irrespective of the doctor acoustical bodies' properties), an opportunity of its repeated listening and comparison, as well as documenting and processing by the special program (PC).

У статті розглянута можливість застосування портативного електронного пристрою, робота якого базується на методі аускультатії, з метою розширення можливостей лікаря при обстеженні серця та легень пацієнта. Даний пристрій дозволяє одержати: високоякісний звуковий сигнал (незалежно від властивостей слухових органів лікаря), можливість його багаторазового прослуховування й порівняння, а так само документування й обробку спеціальною програмою (ПК).

Несмотря на активную деятельность организаций по защите окружающей среды идет стремительное усиление влияния на человека антропогенных факторов, которые проявляются в виде изменении среды обитания (например, изменение состава вдыхаемого воздуха, что сказывается на легких, следовательно, оказывает влияние на работу сердечно-сосудистой системы в целом и т.п.). Вследствие чего болезни, связанные с нарушением функционирования сердечно-сосудистой системы человека, уверенно лидируют среди главных причин смертности во всем мире.

Основным из этапов профилактики и лечения заболеваний является первичный осмотр пациента, при котором особое внимание уделяется состоянию дыхательных путей и системы кровообращения, отвечающих за основные функции организма. Постоянное напряжение слуха врача при большом числе пациентов на протяжении дня приводит к ухудшению качества диагностирования пациентов.

Целью данной работы является описание портативного электронного устройства, аналогичного стетофонендоскопу, которое позволило бы врачу или заменяющему его специально обученному медицинскому персоналу регистрировать звуковые явления, возникающие в процессе работы сердца и легких, со специальных точек на поверхности тела человека.

В работах [1, 2, 3] рассмотрено строение и работа сердечно-сосудистой системы и легких, приведены различные виды звуковых явлений, образующихся при их работе, а также рассмотрены основы диагно-

стики синдромов внутренних болезней. Работы [4, 5] посвящены регистрации и обработке звуковых сигналов.

Аускультация – метод исследования внутренних органов, основанный на выслушивании звуковых явлений, связанных с их деятельностью. Аускультация осуществляется путем прикладывания к поверхности тела человека уха (прямая) или инструмента для выслушивания (непрямая). Акт дыхания, сокращения сердца, движение желудка и кишок вызывает колебание тканей, причем часть этих колебаний достигает поверхности тела, т.о. каждая точка кожи становится источником звуковой волны, распространяющейся во всех направлениях. По мере отдаления энергия волны распределяется на все большие объемы воздуха, быстро уменьшается амплитуда колебаний и звук становится настолько тихим, что не воспринимается ухом, не соприкасающимся с телом. Для предотвращения ослабления звука от рассеивания энергии датчик используемого устройства прикладывают непосредственно к телу пациента.

Аускультативные признаки по акустической характеристике подразделяют на: низкочастотные (от 20 до 180 Гц), среднечастотные (180 до 710 Гц) и высокочастотные (710 до 1400 Гц). К высокочастотным аускультативным признакам, в большинстве случаев, относятся: диастолический шум аортальной недостаточности, бронхиальное дыхание, звучные, мелкопузырчатые влажные хрипы и крепитация в легких. Низкочастотными обычно бывают глухие тоны сердца, Ш добавочный тон сердца (при ритме галопа), нередко также щелчок открытия клапана при митральном стенозе. Большинство других аускультативных признаков определяются как среднечастотные.

На рис. 1 и 2 представлены системы точек, представляющие собой определенные участки грудной клетки и спины, предназначенные для контакта датчика (входящего в используемое при обследовании устройство) с телом пациента, применяемые при обследовании работы сердца и легких.

При выслушивании сердца (рис. 1) довольно четко различают два звука, быстро следующих друг за другом. Их называют тонами сердца. Первый звук, или тон, слышится во время сокращения сердца. Он протяжный, глухой, низкий и зависит от дрожания створчатых клапанов и сокращения сердечной мышцы. Второй тон слышен при расслаблении сердца. Он, в отличие от первого, короткий и высокий, зависит от захлопывания полулунных клапанов.

При выслушивании легких (рис. 2) различают два типа дыхания: везикулярное и бронхиальное. Везикулярное дыхание слышно на протяжении вдоха, не прерываясь, переходит в фазу выдоха, и длится приблизительно одну треть этой фазы. В норме оно определяется практически над всеми участками грудной клетки. В отличие от везикулярного дыхания, бронхиальное прерывается между вдохом и выдохом, а в фазе выдоха длится дольше.

Портативное электронное аускультативное устройство содержит в себе следующие структурные элементы: датчик, входные цепи, регистрирующее устройство, блок питания и устройства управления, которые расположены в не-

большом пластмассовом цилиндрическом корпусе, с примерными размерами 20?130 мм. Конструкция устройства должна предусматривать длительный режим работы с обеспечением высоких показателей надежности.

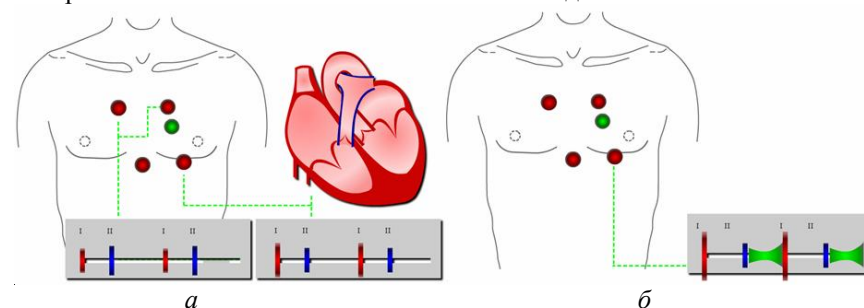


Рис. 1. Система для обследования работы сердца (I и II – тоны сердца, причем I – возникает при систоле желудочков, а II – при их диастоле): а – параметры в норме, б – стеноз митрального клапана (низкочастотный диастолический шум)

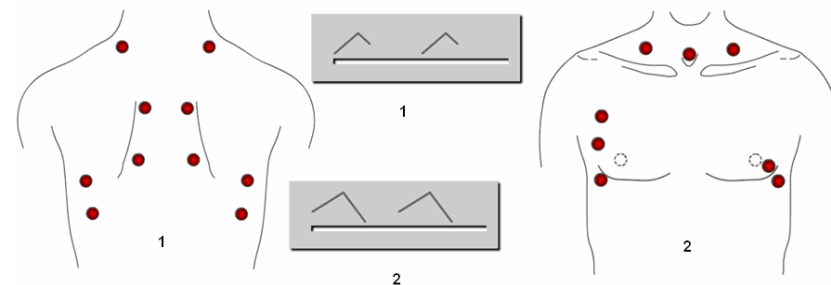


Рис. 2 – Система для исследования работы легких: 1 – бронхиальное дыхание (слабые низкие дыхательные шумы), 2 – везикулярное дыхание (высокие дыхательные шумы)

Принцип работы устройства заключается в следующем: звуковые явления или шумы, образующиеся при работе сердца и легких, снимаются с нескольких точек поверхности грудной клетки, согласно приведенным выше системам, и преобразуются в электрические сигналы с помощью специального высокочувствительного датчика. Далее эти аналоговые сигналы усиливаются, отфильтровываются и преобразуются в цифровые сигналы. После этого они поступают на персональный компьютер, где с помощью специальной программы обрабатываются и запоминаются.

Самым важным элементом системы регистрации звуков дыхания является соответствующим образом подобранный сенсор. В принципе здесь возможно использовать либо микрофон (датчик давления), либо акселерометр (датчик ус-

корения), либо группу пьезокерамических датчиков. Последние, в свою очередь, обеспечивают эффективный съем полезного сигнала с поверхности грудной клетки, что выражается в хорошем качестве получаемой информации о звуках дыхания и биении сердца. Так же немало важным является и выбор микроконтроллера, в данном случае Atmel серии Tiny, который будет производить оцифровку, предобработку и хранение полученного сигнала. Основными параметрами являются: компактность, быстродействие, цена и простота программной реализации.

Портативное электронное аускультативное устройство, дороже стетоскопа, но преимущества данного устройства очевидны.

Во-первых, мы получаем высококачественный аудиосигнал (независимо от свойств слуховых органов врача), который можно при необходимости многократно прослушивать, сравнивать с аудиосигналами, полученными позже (например, по мере выздоровления больного), документировать и помещать их в историю болезни. Возможность создания баз данных шумов для последующей их классификации и анализа.

Во-вторых, полученный аудиосигнал можно специальным образом визуализировать, т.е. превращать в респиросонограмму (спектрально-временной акустический портрет). На респиросонограмме прекрасно видны (именно видны) и четко идентифицируются все характерные нюансы, присущие большинству основных и дополнительных дыхательных шумов. Благодаря респиросонограмме врач может одновременно и прослушивать аудиосигнал, и просматривать полученный сигнал. А это позволяет объединить слуховой и зрительный каналы восприятия, что несомненно должно повысить эффективность процесса диагностики и сделать его более объективным.

В-третьих, можно «научить» компьютер автоматически распознавать тип дыхательных шумов. Можно предположить (и на это уже есть определенные основания), что в недалеком будущем компьютер сможет устанавливать и вероятный диагноз заболевания.

В данной статье рассмотрено устройство, которое позволяет объединить слуховой и зрительный каналы восприятия сигналов, что несомненно должно повысить эффективность и объективность процесса диагностики работы сердца и легких.

Список литературы: 1. *Егоров И.В.* Клиническая анатомия человека: Учебное пособие. – Ростов н/Д.: «Феникс», 1997. – 554 с., с ил. 2. *S. Fue?l und Martin Middeke von Thieme.* Anamnese und Klinische Untersuchung von Hermann, Stuttgart (Taschenbuch-September 2005), 552. 3. *Храмов Ю. А.* Основы диагностики синдромов внутренних болезней. Лос-Анджелес, 2006. – 460 с., с ил. 4. *Абакумов Б.Г. и др.* Біомедичні сигнали та їх обробка. К.:ВЕК+, 1997 – 352 с., ил. 5. *Бондарев В.Н., Трестер Г., Чернега В.С.* Цифровая обработка сигналов: методы и средства: Учеб. Пособие для вузов. – Севастополь: Изд. СевГУ, 2001.

Поступила в редколлегию 3.04.07

УДК 621.314

АНДР.А. МИНЧЕНКО, канд.техн.наук,
Ю.Н. ВЕПРИК, канд.техн.наук, *А.А. МИНЧЕНКО*, канд.техн.наук

КОНТРОЛЬ ИЗОЛЯЦИИ КОНДЕНСАТОРНОГО ТИПА НЕРАВНОВЕСНО-КОМПЕНСАЦИОННЫМ МЕТОДОМ ПРИ НЕПОЛНОРЕАКТОРНОМ РЕЖИМЕ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ 750 кВ

Проведено перевірку можливості здійснення контролю ізоляції конденсаторного типу пристроями, що реалізують нерівноважно-компенсаційний метод, в умовах існування тривалого неповнореакторного режиму електропередачі 750 кВ без корекції пристроїв з використанням напруги нульової послідовності.

Ability to realize the condenser type insulation testing using existing devices in long incompletely reactor regime of 750 kV electricity transmission without correcting zero-sequence voltage used is examined.

Постановка проблемы. Непрерывный контроль состояния изоляции конденсаторного типа (ИКТ) высоковольтных вводов (ВВ) и трансформаторов тока (ТТ) под рабочим напряжением открывает возможность обнаруживать дефекты в изоляции на ранних стадиях возникновения (развивающиеся) и предотвращать внезапные отказы электроэнергетических систем, в том числе и в ОЭС Украины, из-за повреждения маслонаполненного энергетического оборудования высокого напряжения, сопровождающиеся экономическим ущербом.

Контроль параметров ИКТ ВВ и ТТ под рабочим напряжением производится путем измерения тока через изоляцию при рабочем напряжении на ней. При этом ток через ИКТ определяется ее комплексной проводимостью; изменение комплексной проводимости при возникновении дефекта в ИКТ ВВ и ТТ вызывает изменение тока, которое и является диагностическим признаком. Для определения изменения тока необходима специальная схема измерений. Это обеспечивает неравновесно-компенсационный метод (НКМ) измерений. НКМ основан на измерении суммы трехфазной системы токов, протекающих через изоляцию трех объектов одного напряжения. Измеряемые токи предварительно регулируются таким образом, чтобы их сумма была близка к нулю (балансировка схемы измерений). При возникновении дефекта в одном из объектов, ток через его изоляцию увеличивается и на выходе сумматора появляется ток, пропорциональный изменению комплексной проводимости ИКТ. Рассматриваемая схема измерений имеет интересную особенность: одно-временные изменения одноименных величин во времени во всех трех

фазах к разбалансировке схемы не ведут. В то же время при аномальных неполнореакторных режимах электропередачи 750 кВ возникает длительно существующая несимметрия напряжения, вследствие которой устройства контроля ИКТ ВВ и ТТ могут потерять свои контролирующие функции.

Анализ литературы. Возможность существования длительных неполнореакторных режимов электропередачи 750 кВ отмечается в работе [1]. В ряде работ [1, 2, 3] предложены технические решения, позволяющие повысить стабильность работы устройств непрерывного контроля ИКТ. В частности, настройка устройств контроля изоляции электрических аппаратов, основанных на суммировании токов утечки изоляции трех фаз, должна производиться при отсутствии в электрической сети напряжения нулевой последовательности, а каждое появление суммарного тока сопоставляется с уровнем напряжения нулевой последовательности на выходе измерительного трансформатора напряжения. Устройство контроля изоляции, на измерения которого не влияет несимметрия напряжений электрической сети, должно содержать цепь коррекции с емкостной проводимостью, присоединенной к выводам соединенных в разомкнутый треугольник вторичных обмоток трансформатора напряжения. Предложенное в работе [4] усовершенствование неравновесно-компенсационного метода контроля ИКТ реализуется как элемент АСУ ТП подстанции (ПС) и требует для создания соответствующей аппаратной и программной базы.

Целью настоящей работы является проверка возможности осуществления контроля ИКТ устройствами, реализующими НКМ, в условиях существования длительного неполнореакторного режима электропередачи 750 кВ без коррекции устройств с использованием напряжения нулевой последовательности.

Основная часть. Работа электрической сети 750 кВ с неполными (из-за аварийных отключений реакторов) и несимметричными (при различных параметрах реакторов группы) группами шунтирующих реакторов приводит к несимметрии параметров режима сети. Для оценки степени влияния этих факторов выполнены расчеты неполнореакторных режимов электропередачи 750 кВ «Курская АЭС – ПС «Североукраинская-750 кВ». В качестве расчетных рассмотрены два режима: при отказе одной фазы шунтирующего реактора ПС «Североукраинская-750 кВ» (фаза С) и при отказе двух фаз шунтирующего реактора (фазы В и С) этой ПС – результаты даны в табл.1. Расчет параметров неполнореакторных режимов производился в фазных координатах (алгоритм реализован в программе ANFaz1). Исходная информация для расчетов подготавливалась на основании схемы электропередачи 750 кВ; параметры элементов схемы в фазных координатах синтезированы по их параметрам в координатах

тах симметричных составляющих. При этом электрические сети 330 кВ и ниже, присоединенные к ПС «Североукраинская-750 кВ» в расчетную схему не включались.

Таблица 1
Значения напряжений фаз и коэффициентов несимметрии

Отказ фазы реактора	Напряжение фазы, кВ			Коэффициент несимметрии $K_U^{(2)}$, %
	А	В	С	
С	400,96	399,76	428,57	1,98
В и С	395,89	423,29	424,56	1,95

Как видно из табл. 1 полученные значения коэффициентов $K_U^{(2)}$ не превышают нормально допустимого значения по ГОСТ [5] равного 2,0 %, т.е. электропередача 750 кВ может длительно работать в неполнореакторном режиме.

Проверку возможности осуществления контроля ИКТ устройствами, реализующими НКМ, выполним применительно к измерительным ТТ типа ТФРМ750А-У1 (двухступенчатый), емкость одной ступени которого составляет 1100-1200 пФ [6]. Приняв, что балансировка схемы измерений НКМ произведена при рабочем напряжении симметричном и равном

$$U_{ф.раб} = \frac{750}{\sqrt{3}} \text{ кВ, т.е. ток небаланса при этом } |I_{нб}| \approx 0 \text{ (в идеале – одина-}$$

ковые значения емкости ИКТ ТТ трех фаз), проанализируем изменение указанного тока в неполнореакторном режиме и сопоставим его со значениями, соответствующими признакам развивающегося дефекта в ИКТ.

Предельные значения параметров $\left| \frac{\Delta Y}{Y} \right|$ при контроле ИКТ ТТ под рабочим напряжением нормируются и составляют [7] для класса напряжения 750 кВ – 1,5%. Отсюда следует, что при значении тока через ИКТ (дефект отсутствует) для ТТ типа ТФРМ750А-У1 равном $|I_0| = 78 \text{ мА}$, предельным значениям диагностического параметра изоляции будет соответствовать значение изменения модуля приращения тока $|\Delta I| = 1,17 \text{ мА}$. Значения тока небаланса в расчетных случаях неполнореакторных режимов (отказы фазы С и фаз В и С соответственно) составляют 5,096 и 5,066 мА. Это означает, что традиционные устройства, реализующие НКМ и выполненные на основе аналоговой технической базы, свои контролирующие функции теряют. В то же время, устройства на основе цифровой технической базы (элемент АСУ ТП ПС) [4], которые

наряду с пообъектным контролем осуществляют и контроль НКМ, лишены отмеченного недостатка.

Действительно, в этом случае НКМ программно реализуется как:

$$\sigma_k = \left| I_{k,A} + \left(I_{k,B}^{\bar{\delta}} + \Delta I_{0,B} \frac{U_{A,k}}{U_{A,0}} \right) a^2 + \left(I_{k,C}^{\bar{\delta}} + \Delta I_{0,C} \frac{U_{A,k}}{U_{A,0}} \right) a \right|,$$

где $I_{k,A}$ – значения тока через изоляцию объекта контроля (ВВ и ТТ) фазы А при текущем контроле; $I_{k,B}^{\bar{\delta}}$ и $I_{k,C}^{\bar{\delta}}$ – тоже, но фаз В и С, приведенные к рабочему напряжению фазы А; $\Delta I_{0,B}$ и $\Delta I_{0,C}$ – результаты симметрирования токов $I_{0,B}$ и $I_{0,C}$ при первом контроле; $U_{A,0}$ и $U_{A,k}$ – рабочее напряжение фазы А при первом и каждом последующем контроле; a – оператор поворота.

Указанные выше электрические параметры для первого контроля программно вычисляются и запоминаются при наладке элемента АСУ ТП ПС.

Выводы. Применение устройств контроля ИКТ ВВ и ТТ под рабочим напряжением, выполненных как элемент АСУ ТП ПС, существенно расширяет возможности контроля, в том числе и при неполнореакторных режимах электропередач 750 кВ.

Перспективы дальнейших исследований в данном направлении – анализ неполнореакторных режимов электрической сети 750 кВ ОЭС Украины и оценка работоспособности устройств контроля ИКТ ВВ и ТТ, реализующих НКМ и выполненных на основе аналоговой технической базы.

Список литературы. 1. Шинкаренко Г.В. Повышение стабильности работы устройств контроля изоляции трансформаторов тока и вводов силовых трансформаторов под рабочим напряжением // Энергетика и электрификация. – 1997. - №3. – С. 17-21. 2. Шинкаренко Г.В. Контроль опорных трансформаторов тока и вводов силовых трансформаторов под рабочим напряжением в энергосистемах Украины // Электрические станции. – 2002. - №5. – С. 55-62. 3. Шинкаренко Г.В. Настройка устройств контроля изоляции трансформаторов тока и вводов силовых трансформаторов под рабочим напряжением // Энергетика и электрификация. – 1997. - №4. – С. 27-31. 4. Минченко А.А. Удосконалення діагностики високовольтної ізоляції конденсаторного типу на основі врахування просторово розподілених емнісних струмів: Автореферат дис. ... канд. техн. наук. Харків, 2006. 5. ГОСТ 13109-97. Межгосударственный стандарт. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Киев: Госстандарт Украины, 1999. – 31. 6. Бажанов С.А. Маслонаполненные трансформаторы тока. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 80с. 7. ГКД 34.20.302-2002. Нормы випробування електрообладнання. – Київ: ОЕП «ГРІФРЕ», 2002. – 216с.

Поступила в редколлегию 22.06.07

Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук

РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИСТЕМОЙ НАВЕДЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ВООРУЖЕНИЯ ЛЕГКОБРОНИРОВАННОЙ МАШИНЫ

Розроблено метод синтезу робастного керування озброєнням легко броньованої машини з урахуванням пружних елементів. Наведено приклад динамічних характеристик синтезованої системи.

The method of robust control synthesis by the armoured fighting vehicle arming control system with elastic elements is developed. The example of dynamic characteristics for such system is given.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Для проведения миротворческих операций широко используется легкобронированные колесные машины. Наиболее приспособленной для проведения миротворческих операций до последнего времени, считалась легкобронированная машина LAV – 25 «Пиранья» (Швейцария, Канада, США). Специально для проведения миротворческих операций США разработало колесную боевую легкобронированную машину «Страйкер», способную нести вооружение на уровне гусеничной машины пехоты. При проведении миротворческих операций подразделениями армии Украины хорошо зарекомендовали себя многоцелевые гусеничные бронетранспортеры МТ – ЛБ и колесные бронетранспортеры БТР – 80У. Большинство легкобронированных машин производства Украины и России оборудовано системой только наведения вооружения и предназначено для стрельбы по воздушным и наземным целям при остановке машины. Для ведения прицельного огня сходу необходимо оборудовать легкобронированные машины системой наведения и стабилизации вооружения по танковому принципу [1-2]. В связи с появлением на рынке микрогироскопов и микроакселерометров фирмы *Analog Device*, появляется возможность существенного уменьшения массы, габаритов, а также энергопотребления системы путем замены блока гироскопических датчиков угла и угловой скорости безплатформенной инерциальной системой с микромеханическими гироскопами и соответствующей обработкой выходных сигналов, например, на основе использования параметров Родрига – Гамильтона [3-4]. При этом предполагается также использовать в системе наведения и стабилизации более сложные законы управления, чем традиционные регуляторы с обратными связями по углу и угловой скорости объекта управления.

ров системы поддресоривания. В многочисленных работах приведены экспериментально полученные на реальных трассах спектральные плотности этих возмущений, которые имеют явно выраженные максимумы, обусловленные как характером неровностей трассы, так и характеристиками поддресоренной части танка. Будем формировать случайные изменения возмущающего момента $M_{\text{во}}(t)$ от источника случайных сигналов типа белого шума единичной интенсивности $v_{\text{в}}(t)$ с помощью формирующего фильтра, уравнение динамики которого описываются дифференциальным уравнением колебательного звена

$$\ddot{M}_{\text{в}}(t) + 2\xi_{\text{в}}\omega_{\text{в}}\dot{M}_{\text{в}}(t) + \omega_{\text{в}}^2 M_{\text{в}}(t) = K_{\text{в}}\omega_{\text{в}}^2 v_{\text{в}}(t)$$

в котором $\omega_{\text{в}}$ – резонансная частота собственных недемпфированных колебаний, $\xi_{\text{в}}$ – коэффициент демпфирования и $K_{\text{в}}$ – коэффициент усиления формирующего фильтра.

Параметры формирующего фильтра выберем таким образом, чтобы спектральная плотность выходного сигнала формирующего фильтра совпадала с экспериментальной спектральной плотностью, полученной на основе статистической обработки реальных неровностей трасс.

Метод решения. Построим робастный астатический регулятор для этого объекта управления. Представим эту систему дифференциальных уравнений в стандартной форме, принятой в теории H^{∞}

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A\bar{x}(t) + B_1\bar{w}(t) + B_2\bar{u}(t), \\ \bar{z}(t) &= C_1\bar{x}(t) + D_{11}w(t) + D_{12}\bar{u}(t), \\ \bar{y}(t) &= C_2\bar{x}(t) + D_{21}\bar{w} + D_{22}\bar{u}(t). \end{aligned}$$

Синтез робастного регулятора и робастного наблюдателя сводится к определению такого динамического блока, заданного матрицами A_p , B_p , C_p , входом которого является измеряемый вектор исходной системы $\bar{y}(t)$, а выходом является вектор управления $\bar{u}(t)$ исходной системы

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}_p}{dt} &= A_p\bar{x}_p + B_p\bar{y}, \\ \bar{u} &= C_p\bar{x}_p, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} A_p &= A - B_2B_2^T X_{\infty} + \left[I - \gamma^{-2} Y_{\infty} X_{\infty} \right]^{-1} Y_{\infty} C_2^T C_2 + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_{\infty}, \\ B_p &= \left[I - \gamma^{-2} Y_{\infty} X_{\infty} \right]^{-1} Y_{\infty} C_2^T, \end{aligned}$$

$$C_p = -B_2^T X_{\infty},$$

X_{∞} и Y_{∞} являются решением обобщенных алгебраических уравнений Риккати по управлению и фильтрации

$$\begin{aligned} A^T X_{\infty} + X_{\infty} A - X_{\infty} \left[B_2 B_2^T - \gamma^{-2} B_1 B_1^T \right] X_{\infty} + C_1 C_1^T &= 0, \\ A Y_{\infty} + Y_{\infty} A^T - Y_{\infty} \left[C_2^T C_2 - \gamma^{-2} C_1^T C_1 \right] Y_{\infty} + B_1 B_1^T &= 0. \end{aligned}$$

Результаты моделирования. В вектор контролируемых параметров $\bar{z}(t)$ включим ошибку $\varepsilon(t)$ между заданным значением угла $\varphi_3(t)$ направления канала ствола и его фактическим значением $\varphi(t)$, скорость изменения угла ствола – скорость вращения механизма $\omega_{\text{м}}(t)$, выходное напряжение интегратора $z(t)$ и управляющее напряжение $u_{\text{я}}(t)$ на якорной цепи электродвигателя.

При этом вектор $\bar{z}(t)$ контролируемых параметров примет следующий вид

$$\bar{z} = [\varepsilon, \omega_{\text{м}}, z, u_{\text{я}}]^T$$

В вектор измеряемых переменных $\bar{y}(t)$ включим измеренное значение $\varepsilon_{\text{и}}(t)$ ошибки $\varepsilon(t)$ между заданным значением $\varphi_3(t)$ и фактическим значением угла $\varphi(t)$ направления канала ствола, измеренную $\omega_{\text{им}}(t)$ скорость изменения угла – скорости вращения механизма $\omega_{\text{м}}(t)$, измеренную $\omega_{\text{ид}}(t)$ скорость вращения двигателя $\omega_{\text{д}}(t)$, измеренный $I_{\text{ия}}(t)$ ток якорной цепи двигателя $I_{\text{я}}(t)$, а также измеренное $z_{\text{и}}(t)$ выходное напряжение интегратора $z(t)$. Все эти переменные измеряются с помехами $f_i(t)$ так, что

$$\varepsilon_{\text{и}} = \varepsilon + f_{\varepsilon}, \quad \omega_{\text{им}} = \omega_{\text{м}} + f_{\omega_{\text{м}}}, \quad \omega_{\text{ид}} = \omega_{\text{д}} + f_{\omega_{\text{д}}}, \quad I_{\text{ия}} = I_{\text{я}} + f_{I_{\text{я}}}, \quad z_{\text{и}} = z + f_z$$

При этом вектор измеряемых переменных \bar{y} примет следующий вид

$$\bar{y} = [\varepsilon_{\text{и}}, \omega_{\text{им}}, \omega_{\text{ид}}, I_{\text{ия}}, z_{\text{и}}]^T$$

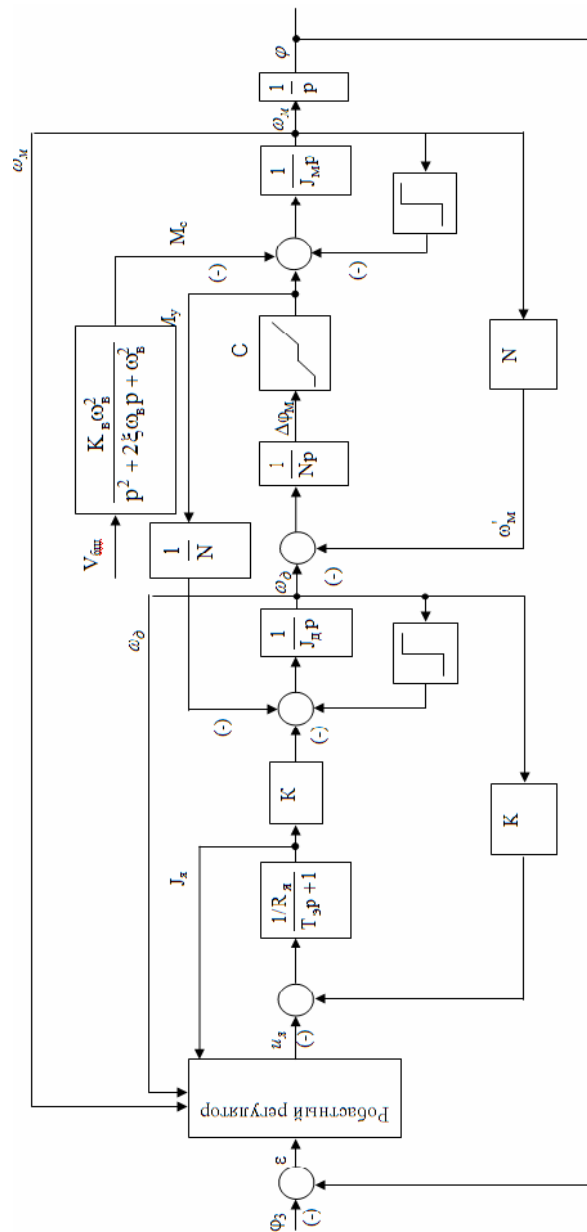


Рис. 1. Схема робастной системы управления вооружением легкобронированной машины

В вектор внешних возмущений $\vec{w}(t)$ включим заданное значение углового положения цели φ_3 , входной сигнал v_x формирующего фильтра продольно – угловых перемещений корпуса легкобронированной машины, вызванных рельефом местности, помехи f_ε , $f_{\omega M}$ измерения углов ε и угловых скоростей ω_M отклонения направления ствола от направления на цель, помеху $f_{\omega M}$ измерения скорости вращения приводного двигателя, помеху f_{I_A} измерения тока якоря, а также фиктивную помеху измерения f_z выходного напряжения интегратора z .

Тогда вектор внешних воздействий \vec{w} примет следующий вид

$$\vec{w} = [\varphi_3, v_f, f_\varepsilon, f_{\omega M}, f_{\omega_d}, f_{I_A}, f_z]$$

На рис. 2 показаны переходные процессы переменных состояния в синтезированной системе робастного управления по задающему воздействию. Как видно из этих графиков, переходные процессы удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к системе.

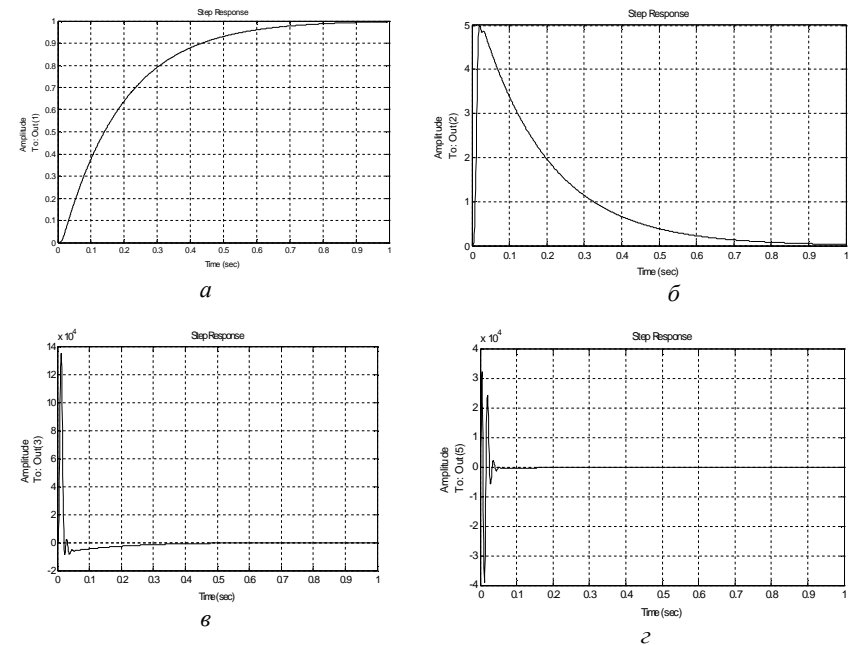


Рис. 2. Переходные процессы компонент вектора состояния в линейной системе: а – угла канала ствола $\varphi(t)$ и б – его производной $\omega(t)$; в – момента упругости $M_y(t)$ и г – тока якоря $I_a(t)$

Фактически в системе управления имеются нелинейные элементы. Это, в первую очередь, касается наличие сухого трения как в исполнительном двигателе, так и в приводе башенки в канале горизонтального наведения и в приводе боевого модуля в канале вертикального наведения. Кроме того, в системе имеются нелинейные характеристики элементов упругости между исполнительными двигателями и приводными механизмами за счет люфтовывбирающих пружин. Рассмотрим влияние этих элементов на динамические характеристики системы. На рис. 3 показаны переходные процессы тех же переменных состояния в нелинейной системе с синтезированными робастными регуляторами по задающему воздействию. Как видно из этих графиков, в нелинейной системе устанавливаются незатухающие автоколебания достаточно высокой частоты, что соответствует экспериментальным данным [5 - 6].

машины. Учет нелинейностей, реально существующих в системе, приводит к появлению высокочастотных колебаний с малым декрементом затухания. Дальнейшее повышение точности стабилизации в основном сдерживается энергетическими ограничениями исполнительных электродвигателей, а также шумами измерителей отклонения направления пушки от направления на цель с помощью микрогирскопических датчиков угла и угловой скорости.

Список литературы: 1. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация танкового вооружения. Вестник НТУ «ХПИ», Сборник научных трудов. Тематический выпуск «Автоматика и приборостроение». 2007, №10. С. 134 – 144. 2. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация дискретно – континуального объекта. //Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4. Київ. 2007. С. 60 – 64. 3. Распопов В.Я., Матвеев В.В., Малютин Д.М. Информационно – управляющие системы на микрогирскопах вращающихся по крену летательных аппаратов. Датчики и системы №4, 2007. С. 8 – 11. 4. Горин В.И. Распопов В.Я. Гирокоординаторы вращающихся по крену ракет. – М.: НТЦ «Информтехника», 1996. – 152 с. 5. Александров Е.Е., Костяник И.В., Сладких С.О. Сравнительный анализ электронных систем импульсного регулирования танковой зенитной установки //Механіка та машинобудування. – 2004. - №2. – С. 215 – 219. 6. Александров Е.Е., Костяник И.В., Сладких С.О. Динамические процессы в замкнутой системе управления танковой зенитной установкой//Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2004. - №3. – С. 12 – 14.

Поступила в редколлегию 19.09.07.

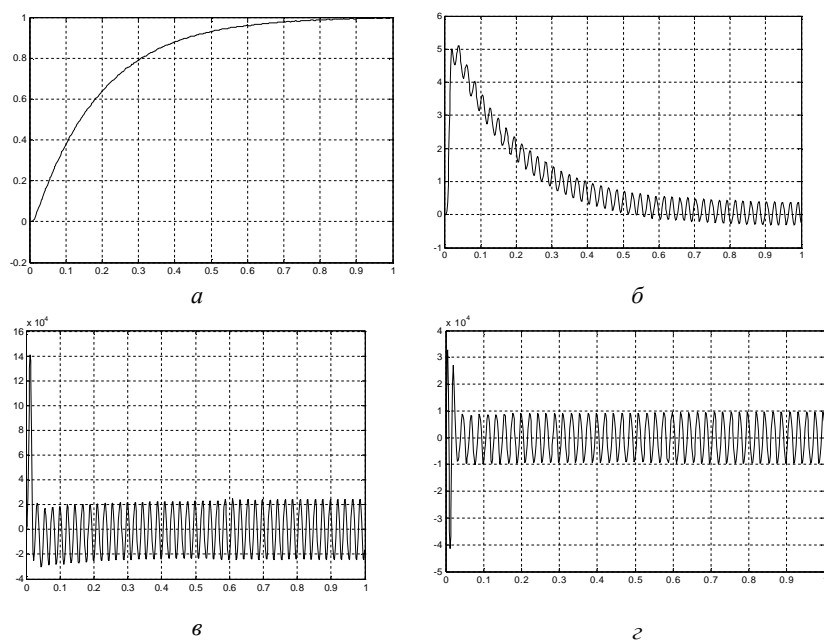


Рис. 3 Переходные процессы компонент вектора состояния в нелинейной системе: а – угла канала ствола $\varphi(t)$ и б – его производной $\omega(t)$; в – момента упругости $M_y(t)$ и г – тока якоря $I_a(t)$

Выводы, перспективы этого направления. Таким образом, с помощью робастных регуляторов удалось получить приемлемые показатели качества для стабилизатора вооружения легкобронированной маши-

В.С. СУЗДАЛЬ, д-р. техн. наук,
Ю.М. ЕПИФАНОВ, канд. техн. наук,
Л.И. ГЕРАСИМЧУК, канд. техн. наук,
И.И. ТАВРОВСКИЙ (Институт сцинтилляционных материалов
 НАН Украины),
Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р. техн. наук, проф. каф. АУТС НТУ "ХПИ"

АЛГОРИТМ АДАПТАЦИИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ВЫРАЩИВАНИЯ КРУПНОГАБАРИТНЫХ СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫХ МОНОКРИСТАЛЛОВ

В статті розглянуто алгоритми адаптивного управління технологічним процесом вирощування методом Чохральського сцинтиляційних монокристалів великих розмірів; визначені задачі управління і пошуку оптимальних параметрів теплового режиму установок типу "РОСТ"; застосування розроблених методів і засобів дозволило підвищити вихід придатної продукції на 15÷20%

In this paper viewing algorithms of adaptive control for Czochralski technological process growing of large single crystals; was define problems of control and searching optimal heat conditions for growth plant type "ROST"; carrying out of useful productions was increased on 15÷20% by using this methods and tools.

Постановка проблемы. Достигнутые в области выращивания крупногабаритных сцинтилляционных монокристаллов (МК) результаты [1,2] не являются окончательными. В настоящее время проводятся работы, направленные на дальнейшее совершенствование технологических аспектов роста МК и методов управления процессами их получения.

Процесс выращивания МК методом Чохральского характеризуется известным числом n основных технологических переменных $\{x_i\}$, $i = 1, \dots, n$. Необходимая и достаточная совокупность $\{x_i\}$, определяющая ход процесса выращивания кристалла, связана системой дифференциальных уравнений [3]:

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n, \frac{dx_1}{dt}, \frac{dx_2}{dt}, \dots, \frac{dx_n}{dt}, t, C); \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

решения которой физически реализуемы, если устойчивы решения линейризованной системы:

$$\frac{d}{dt}(\delta x_i) = \sum_{k=1}^n \frac{df_i}{dx_k} \cdot \delta x_k. \quad (2)$$

В моделях (1)-(2) частные производные определяют при $x_k = x_{k0}$; C – это совокупность регулируемых параметров технологического процесса

(ТП) и констант, характеризующих кристаллизующее вещество; $\delta x_k = x_k - x_{k0}$, $\delta x_i = x_i - x_{i0}$.

Поскольку растущий кристалл в ходе процесса Чохральского не имеет контакта со стенками тигля, а форма и размер образца определяются капиллярными силами и условиями тепломассообмена в системе кристалл–расплав, то к основным параметрам ТП относят характерный размер (радиус R) цилиндрического образца и положение h фронта кристаллизации (ФК) относительно свободной поверхности расплава. Входящие в систему (1) уравнения для скоростей изменения поперечного сечения кристалла и положения ФК имеют вид:

$$\frac{d}{dt}(\delta R) = -v \cdot \sum_{k=1}^n \frac{d\alpha_0}{dx_k} \cdot \delta x_k \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt}(\delta h) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^n \left[\lambda_s \frac{\partial G_s}{\partial x_k} - \lambda_\ell \frac{\partial G_\ell}{\partial x_k} \right] \cdot \delta x_k. \quad (4)$$

Здесь v – скорость вытягивания МК, α_0 – угол между касательной к мениску расплава с горизонталью в тройной точке, L – скрытая теплота плавления единицы объема вещества, λ_s, λ_ℓ – удельные теплопроводности твердой и жидкой фаз, соответственно, G_s, G_ℓ – градиенты температур на ФК в кристалле и расплаве.

Из (3)-(4) следует, что динамическая устойчивость системы кристалл-расплав в методе Чохральского определяется капиллярными и тепловыми условиями. Поскольку капиллярные условия в методе Чохральского фиксированы, то динамической устойчивостью системы управляют, изменяя тепловые условия по модели [3, С. 44]:

$$\frac{1}{\kappa_i} \cdot \frac{\partial T_i}{\partial t} = \frac{d^2 T_i}{dz^2} - \frac{V}{\kappa_i} \cdot \frac{dT_i}{dz} - (\mu_i / \lambda_i) \cdot F \cdot T_i, \quad (5)$$

где $i \in \{\ell, s\}$ – индексы: ℓ – расплав, s – кристалл; $T_i = T_i' - T_c - T_i'$, T_c – температура в расплаве или кристалле и окружающей среде), $\kappa_i, \mu_i, \lambda_i$ – коэффициенты температуропроводности, теплообмена с окружающей средой и теплопроводности, соответственно, F – отношение периметра поперечного сечения кристалла (мениска расплава) к его площади, z – осевая координата.

Как показано в [3], уравнение (5) хорошо описывает истинное распределение температуры при значениях коэффициента Био: $\mu_i \cdot R / \lambda_i \ll 1$, когда коэффициенты теплоотдачи с поверхности кристалла (расплава) имеют малые значения, а теплопроводность – большие, и, по меньшей мере, качественно правильно в иных случаях.

Система уравнений (1) достаточно легко разрешается для стацио-

нарных условий, т.е. при выращивании кристалла с постоянным сечением и фиксированным положением ФК, когда модель имеет вид:

$$f_i(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}, t, C) = 0, \quad (6)$$

чему препятствуют, наряду с другими факторами, увеличение по мере роста МК его длины и понижение при этом уровня расплава в тигле.

Возможно решение системы (2) вблизи стационарного состояния (при малых отклонениях δx_k), поскольку время значимого изменения технологических параметров в результате роста МК намного превышает продолжительность переходных процессов в системе кристалл-расплав. С этой точки зрения, для установок типа "РОСТ", где в результате подпитки [2,4] уровень расплава в тигле на протяжении всего процесса выращивания МК сохраняется постоянным, квазистационарное приближение более обосновано, чем для обсуждаемой в [3] технологической схемы Чохральского.

Кроме того, стационарное состояние в ростовой системе, когда распределение температуры вблизи ФК практически не зависит от длины образца, достигается довольно быстро для МК полупроводников и диэлектриков с малой теплопроводностью (германий, [3]). Поскольку щелочно-галогенидные МК (например, кристаллы KCl – диэлектрики с ионным типом связи) более пластичны, чем германий, имеют существенно меньшую теплопроводность и на порядок более высокий коэффициент линейного теплового расширения, то стационарное состояние при их выращивании на установках "РОСТ" должно устанавливаться еще быстрее.

С другой стороны, при выращивании крупногабаритных МК с увеличением длины растущего образца возникают дополнительные возмущения, связанные, прежде всего, с изменением характера теплообмена в системе кристалл-расплав. Значимость этого фактора обусловлена большим поперечным сечением растущего МК (~530 мм), относительно малыми градиентами температур ($\leq 15^\circ C/cm$) и влиянием эффекта наследования субструктуры [1, С.476]. Таким образом, разработка алгоритмов управления, обеспечивающих устойчивость процесса кристаллизации и минимизирующих влияние изменения характера теплообмена в системе кристалл-расплав на качество выращиваемых крупногабаритных монокристаллов является актуальной задачей.

Анализ литературы. Особенности динамики объекта управления при изменении тепловых условий в ходе ТП выращивания МК больших размеров обсуждаются в [1, 2]. Оценка результатов повышения качества управления в условиях дискретного метода выращивания МК дана в [5]. Новые элементы СУ выращивания МК методом Чохральского, разработанные в ИСМА НАН Украины для управления этими ростовыми установками, представлены в [6,7]. Некоторые подходы к реализации алго-

ритмов управления с помощью современных программных средств рассмотрены в [8], применительно к процессу роста крупногабаритных МК – в [9]. Решение в [10] задачи прогнозирования управляющих сигналов, формируемых в режиме реального времени, направлено на обеспечение наиболее рациональных тепловых условий роста МК больших размеров. Анализ этих работ [11] показывает, что применение традиционных алгоритмов для стабилизации диаметра крупногабаритных МК в процессе их выращивания недостаточно эффективно в связи с особенностями динамики объекта управления.

Целью статьи является разработка алгоритма адаптации управления к изменяющимся условиям процесса выращивания крупногабаритных МК.

Характеристика процесса управления. При выращивании крупногабаритных МК дискретным методом [1] из вращающегося тигля с расплавом достаточно эффективен способ управления [5] (рис. 1, табл. 1). В процессе роста МК автоматически поддерживают в тигле постоянный уровень расплава, подпитывая его исходным сырьем, которое предварительно подают в расположенную коаксиально тиглю кольцевую емкость для расплавления. Температуру в ростовой печи корректируют по сигналу датчика уровня расплава [4].

Общее время Δt_0 цикла (рис. 2), по которому можно рассчитать среднюю скорость роста МК $v_{p1} = \Delta h_k / \Delta t_0$ за счет дискретного его вытягивания на высоту Δh_k , определяется суммой Δt_i ; $i = 1, \dots, 4$ (табл. 1). По скачкообразному изменению уровня расплава Δh после дискретного вытягивания на Δh_k судят об изменении диаметра МК [1, С. 317]:

$$d_s = D \cdot [\Delta h / (\Delta h + \Delta h'_k)]^{1/2}, \quad (7)$$

где d_s – текущее значение диаметра МК, D – диаметр тигля; $\Delta h'_k$ – измененное значение дискретного вытягивания МК.

Диаметром растущего МК управляют, изменяя тепловые условия выращивания. На установках типа "РОСТ" для этого управляют температурой донного нагревателя T_d в зависимости от ошибки управления диаметром кристалла $S = (d - d_s)$. Коррекция T_d обеспечивается регулятором 13 (рис. 1).

Величина приращения управляющего воздействия ΔT_0 в канале регулирования диаметра МК вычисляется по выражению:

$$\Delta T_d = k_d \cdot (S + \frac{\Delta t_0}{T_{ин}} \sum_i S), \quad (8)$$

где k_d , $T_{ин}$ – коэффициент пропорциональности и время интегрирования ПИ-регулятора диаметра.

Как показали исследования, изменение положения цилиндрического образца с большим диаметром поперечного сечения относительно тигля

(вследствие изменения длины l МК в процессе его роста) существенно влияет на условия теплопередачи в системе кристалл - расплав.

Таблица 1 – Параметры процесса выращивания МК и системы управления

Обозначение, параметр	
Δh_k	высота дискретного подъема МК (заданное значение), мм
Δh_0	падение уровня расплава после дискретного подъема МК (заданное значение), мм
h_3	значение уровня расплава после подпитки, мм
D	диаметр тигля, мм
d	диаметр МК (заданное значение), мм
v_{p2}	скорость роста МК за счет падения уровня расплава (среднее значение), мм/час
v_ϕ	скорость изменения уровня расплава (фактическое значение), мм/час
Δt_0	продолжительность цикла управления, с
Δt_1	время дискретного подъема МК на величину Δh_k , с
Δt_2	время регулирования температуры донного нагревателя, с
Δt_3	время подпитки, с
Δt_4	время выдержки после подпитки, с
T_6, T_d	температура бокового и донного нагревателей, в Δt
U_6, U_d	управляющее воздействие на температуру бокового и донного нагревателей

Действительно, на первом этапе, на стадии роста МК с переменным диаметром (затемненная область на рис. 3), когда образец целиком находится внутри тигля, кристалл подогревается за счет тепла, излучаемого боковой поверхностью тигля. При этом осуществляют управляемое снижение температуры донного нагревателя от момента включения управления $T_{д,упр.}$ до минимального значения $T_{д,мин.}$, при котором МК начинает выходить за верхний уровень боковой поверхности тигля. Как показано в [1], положение $T_{д,мин.}$ на оси абсцисс графика $T_d(l)$ зависит при прочих равных условиях от прозрачности к излучению слоя сублимата испарившегося расплава на кристалле и стенках ростовой камеры. Значение $T_{д,мин.}$, точнее, превышение этого значения над величиной температуры плавления вещества выращиваемого МК определяет возможность формирования необходимого температурного поля, устойчивость процесса кристаллизации и качество получаемого продукта. В целом, для обеспечения оптимального теплового режима разращивания МК по диаметру температура T_d должна снизиться на (20-30)°С, а теплопередача донного нагревателя – уменьшиться [12].

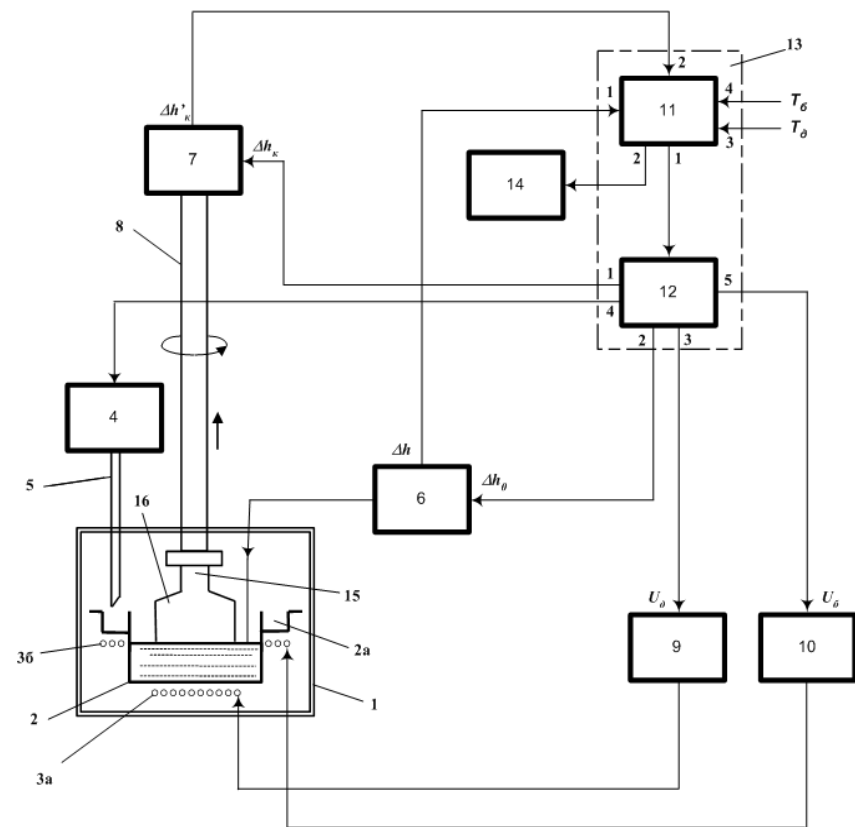


Рис. 1. Схема управления ростом МК:

1 – ростовая печь; 2 – тигель с кольцевой полостью 2а для плавления сырья; 3а, 3б – донный и боковой нагреватели; 4 – питатель с транспортной трубкой 5; 6 – датчик уровня расплава; 7 – блок управления перемещением кристаллодержателя 8; 9,10 – блоки коррекции T_d и T_6 ; 11, 12 – блоки расчета параметров и управления регулятора 13 диаметра МК; 14 – устройство отображения информации; 15 – заправка; 16 – МК

На стадии роста образца с постоянным диаметром (цилиндрической части МК) кристалл выходит за кромку тигля в более холодную часть ростовой камеры, охлаждаемой водой, и отдает тепло стенкам камеры. Для обеспечения температуры расплава, соответствующей оптимальным условиям кристаллизации, температура донного нагревателя должна увеличиваться. Разница между $T_{д,мин.}$ и температурой $T_{дк}$ (рис. 3), фиксируемой в конце роста МК, достигает (50÷70)°С, а теплопередача донного

нагревателя в этот период возрастает [12].

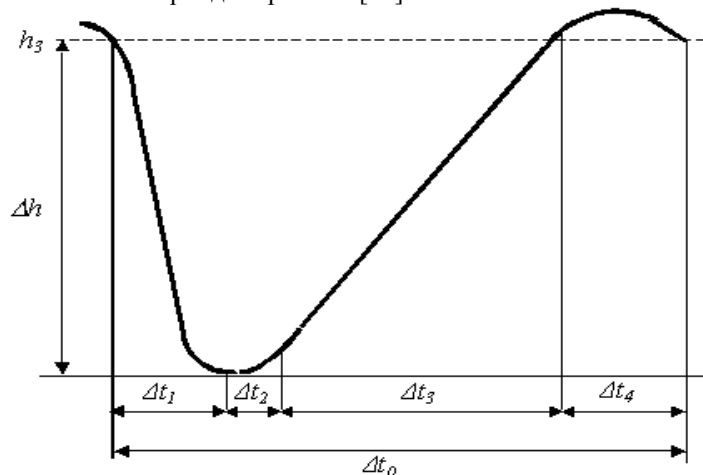


Рис. 2. Изменение уровня расплава в зависимости от режима работы росто- вой установки [1, С. 435]

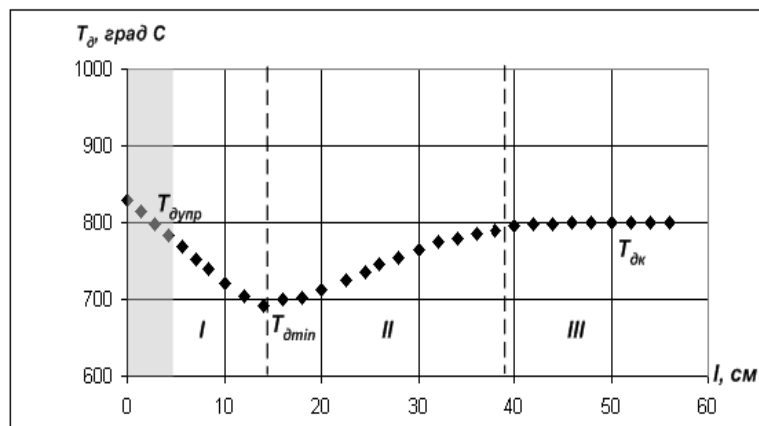


Рис. 3. Изменение температуры донного нагревателя в процессе роста МК $NaI(Tl)$ на промышленной установке типа "РОСТ"

Игнорирование нестационарности процесса выращивания крупногабаритных монокристаллов при формировании управляющих воздействий на температуру расплава приводит к ухудшению качества управления диаметром растущего МК. Чтобы этого не происходило, зависимость (8) уточняется:

$$\Delta T_{di} = k_d \cdot N_{ij} \cdot (S_i + \frac{\Delta t_0}{T_n} \sum_r S_r); I = 1, \dots, I; j \in \{1, 2\}, \quad (9)$$

где j – индекс этапа изменения температуры донного нагревателя (рис. 3); коэффициент N_{ij} принимает значения из множества $\{1, 0; 1, 15; 0, 9\}$ в зависимости от того, в какой из трех областей I-III происходит изменение температуры донного нагревателя в рассматриваемый момент управления, при этом изменение температуры донного нагревателя в течение одного цикла управления ограничено: $|\Delta T_{di}| \leq (0, 3 \div 0, 5)^\circ\text{C}$.

Не менее важное значение имеет в установках типа "РОСТ" управление боковым нагревом (рис. 1).

Известно [1], что в процессе роста МК температура бокового нагревателя снижается в зависимости от текущей температуры донного нагревателя. Процедура адаптации [8] в системе управления ростом в этих условиях, как правило, реализуется оператором вручную (в лучшем случае, при наличии программного регулятора температуры T_b , кусочно-линейными участками) с использованием для этой цели эвристических алгоритмов, имеющих достаточно субъективный характер.

Применение двухканального, автономного регулирования температуры донного и бокового нагревателей, судя по практическим результатам, повышает качество выращиваемого МК, однако соответствующие воздействия формируются и осуществляются в независимые друг от друга моменты времени, что приводит к отсутствию между управлениями необходимого согласования.

Адаптивный алгоритм. Анализ динамики временных рядов T_b и T_d для целого ряда выращиваний на установке "РОСТ-5" однотипных кристаллов $NaI(Tl)$ с диаметром ~ 500 мм позволил предположить наличие их значимой корреляции на протяжении каждой реализации ТП. Результаты обработки данных (например, рис. 4), полученных в режиме реального времени с помощью SCADA-системы ТРЕЙС МОУД [9], свидетельствуют об устойчивом характере изменения в процессе роста МК соотношения $\theta = T_b/T_d$ которое с достаточной степенью точности может служить косвенным критерием качества управления этим процессом.

Тогда задача оптимизации процесса снижения температуры бокового нагревателя на $(i+1)$ -м шаге сводится к поиску такого значения $T_{b(i+1)}$, которое определено зависимостью:

$$\Delta T_{b(i+1)} = \theta_{i+1} \cdot \Delta T_{di}, \quad (11)$$

где θ_{i+1} – значение косвенного показателя качества управления, предсказанное в предшествующем временном интервале по расчетной модели, ΔT_{di} – изменение температуры донного нагревателя в этом интервале. На изменение T_b в течение одного цикла Δt наложено ограничение: $|\Delta T_{bi}| \leq (0 \div 0, 5)^\circ\text{C}$.

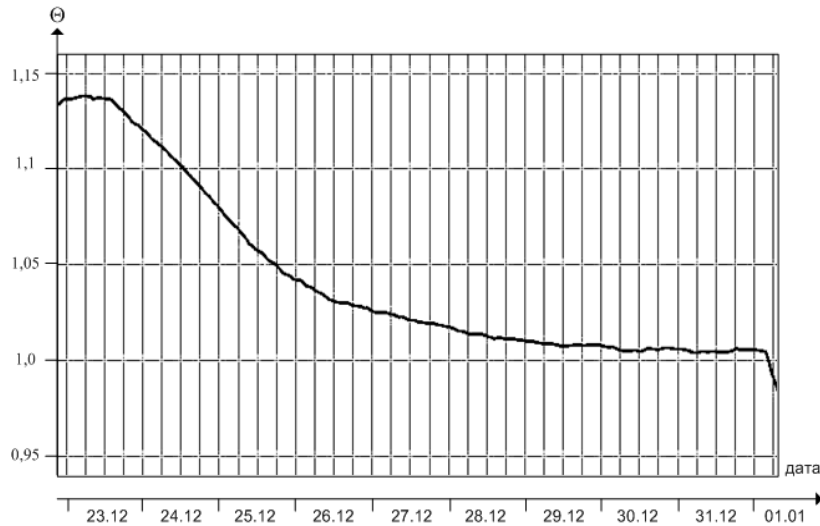


Рис. 4. Изменение соотношения $\theta = T_{\theta}/T_d$ в процессе выращивания МК $NaI(Tl)$ в период с 23.12.06 г. по 01.01.07 г.

Оценивание параметров модели. Задача оценивания параметров модели $\theta(t)$ решена с использованием рекуррентного фильтра с растущей памятью, который помимо высокой эффективности (качество фильтрации повышается с ростом числа членов временного ряда) достаточно экономичен. Текущая оценка $\hat{\theta}_i$ [13]:

$$\hat{\theta}_i = \bar{\theta}_i + P_n^{-1} h_0^T \cdot (z_i - h_0 \cdot \bar{\theta}_i), \quad (12)$$

где $\bar{\theta}_i$ – прогнозное значение θ_i , определенное на предшествующем шаге; h_0 – вектор $(1, 0, \dots, 0)$ с $(r+1)$ компонентами; z_i – измеренный сигнал; $P_n^{-1} h_0^T$ – вектор весовых коэффициентов корректирующего члена $(z_i - h_0 \cdot \bar{\theta}_i)$.

Вследствие большой инерционности процесса выращивания МК, условия применения (12) соблюдаются при малом числе $(r+1)$ членов разложения $\theta(t)$ в ряд Тейлора в окрестностях τ (модель помехи – "белый шум"). Обработка данных (рис. 4) по алгоритму

$$\hat{\theta}_{i+1} = \hat{\theta}_i + m \cdot \hat{\theta}_i', \quad (13)$$

где m – интервал предсказания, $\hat{\theta}_i'$ – оценка производной θ_i ($\hat{\theta}_i' = \hat{\theta}_i / (6 \cdot (z_i - \bar{\theta}_i) / [n(n+1)])$), дает среднюю относительную ошибку оценивания θ_{i+1} (при $r = 1$) не хуже $4 \cdot 10^{-3}$.

Применение рассмотренных методов при управлении процессом вы-

ращивания крупногабаритных МК на установках типа "РОСТ" на опытном предприятии ИСМА в совокупности с прежде разработанными программно-техническими средствами обеспечило стационарный рост кристаллов и повышение выхода годной продукции на 15÷20%.

Выводы. При выращивании крупногабаритных МК на установках типа "РОСТ" управляющие воздействия направлены на обеспечение стационарных условий роста кристалла, однако формируются без учета действующих в системе возмущений. Изменение положения образца относительно неподвижного по вертикали тигля при больших его размерах приводит к значительному увеличению площади теплообмена в системе кристалл-расплава и, как следствие, температуры нагревателей, поддерживающих соответствующую температуру расплава. С увеличением длины растущего образца возникают дополнительные возмущения, связанные с изменением характера теплообмена в системе кристалл-расплава. С учетом влияния этих факторов на процесс выращивания МК разработаны эффективные алгоритмы адаптивного управления тепловым режимом ростовых установок.

Список литературы: 1. Горилецкий В.И., Гринев Б.В., Заславский Б.Г., Смирнов Н.Н., Суздаль В.С. Рост кристаллов. – Харьков: АКТА, 2002. – 535 с. 2. Суздаль В.С., Стадник П.Е. Системы управления процессами получения монокристаллов из расплава// Функциональные материалы для науки и техники. – Харьков: Институт монокристаллов, 2001. – С.514-526. 3. Татарченко В.А. Устойчивый рост кристаллов. – М.: Наука, 1988. – 310 с. 4. Артеменко М.П., Спифанов Ю.М., Гриньов Б.В., Суздаль В.С., Горилецкий В.И., Тавровский Л.И., Стрельников М.И. Пристрій для підживлення вирощуваного монокристалу. - Заявка №200505340; Заявл. 06.06.05. 5. Способ выращивания МК/ заявка № 200608425 от 27.07.06/ Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Герасимчук Л.И. и др. 6. Горилецкий В.И., Спифанов Ю.М., Гриньов Б.В., Суздаль В.С., Герасимчук Л.И., Звягинцев В.М. Пристрій для регулювання росту монокристалів. - Пат. 30878А Україна. - Заявл. 16.06.1998; Надрук. 15.12.2000, Бюл. №7. - Ч. II. 7. Суздаль В.С., Дербунувич Л.В., Герасимчук Л.И., Епифанов Ю.М., Трипольский А.А. Алгоритмы управления процессом выращивания сцинтилляционных монокристаллов больших размеров// Вісник національного технічного університету "ХПІ" - 2005 р. - №56. - С.22-32. 8. Мазуров В.М., Литюга А.В., Спицын А.В. Развитие технологий адаптивного управления в SCADA системе TRACE MODE// Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. - 2002. - №1. - С. 28. 9. Suzdal V.S., Arthemenco M.P. Visualization of the data in control systems of process of cultivation of monocrystals - "Crystal Materials'2005" (ICCM'2005); Abstracts book. - Kharkov, STC "Institute for Single Crystals". - 2005. - P. P-159. 10. Дербунувич Л.В., Герасимчук Л.И., Суздаль В.С., Соболев А.В. Прогнозное управление процессом выращивания сцинтилляционных монокристаллов. - Вестник национального технического университета "ХПИ". Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" - 2005. - №45. - С.113-115. 11. Суздаль В.С. Синтез отказоустойчивых автоматизированных систем управления процессами выращивания высококачественных крупногабаритных монокристаллов/ Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. - Харьков. - 2006 г. - 35 с.12. Свенчанский А.Д. Электрические промышленные печи. Первая часть. - Л-д: "Госэнергоиздат". - 1958. - 288 с. 13. Коршунов Ю.М. Математические основы кибернетики. - М.: Энергоатомиздат. - 1987. - 437 с.

Поступила в редколлегию 10.10.2007

В.М. УДОВИЧЕНКО, канд. техн. наук, НТУ "ХПІ"

ДВОВИМІРНІ ОПЕРАТОРИ ПЕРЕТВОРЕНЬ ФУР'Є ТА ХАРТЛІ НА ПРЯМОКУТНІЙ СІТЦІ НА ОСНОВІ МЕТОДУ ФАЙЛОНА ТА В-СПЛАЙНУ ТРЕТЬОГО СТЕПЕНЯ

Побудовано двовимірні фінітні дискретно-неперервні та дискретні оператори перетворень Фур'є та Хартлі на основі методу Файлона (*Filon*) та В-сплайну третього степеня. Наведені теореми та тестовий приклад.

In this paper the operators of calculation of two-dimensional finite discretely-continual and discretely Fourier Transform and the Hartley Transform on the basis Filon's metod and of B-spline of the third degree are researched. The example and the theorems are given.

Проблема, яку ми розв'язуємо в даній статті, полягає в побудові інструментарію інформаційних технологій [1, 2]–двовимірних фінітних операторів перетворень Фур'є та Хартлі (скорочено оператори $F\&H$) на прямокутній сітці на основі методу Файлона (*Filon*) [3] та двовимірного В-сплайну [4] третього степеня для дійсних або комплексних функцій двох дійсних змінних на основі фіксованої кількості відліків наближуваної функції $f(x, y)$, які б мали більш якісні характеристики точності, ніж "класичні" двовимірні оператори $F\&H$. Тому проблема є актуальною.

В літературі, присвяченій перетворенням $F\&H$, основними напрямками досліджень є різноманітні варіанти реалізації швидких алгоритмів дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) [5–7], порівняння швидких алгоритмів ДПФ та швидких алгоритмів дискретного перетворення Хартлі (ДПХ) [8], створення багатовимірних варіантів ДПФ та ДПХ [9]. "Класичні" двовимірні перетворення $F\&H$ [9]:

$$Z^{F\&H}(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \exp \left\{ \begin{matrix} \exp[-j2\pi(u x + v y)] \\ \text{cas}[2\pi(u x + v y)] \end{matrix} \right\} dx dy,$$

$$f(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Z^{F\&H}(u, v) \left\{ \begin{matrix} \exp[j2\pi(u x + v y)] \\ \text{cas}[2\pi(u x + v y)] \end{matrix} \right\} du dv,$$

(де $\text{cas}(t) = \cos(t) + \sin(t)$, $F\&H$ – скорочено Фур'є або Хартлі), в прикладних задачах, орієнтованих на комп'ютерні технології, використовують у вигляді прямого та оберненого ДПФ та ДПХ [9]:

$$Z^{F\&H}[v_1, v_2] = (N_1 N_2)^{-1} \sum_{\tau_1=0}^{N_1-1} \sum_{\tau_2=0}^{N_2-1} f[\tau_1, \tau_2] \begin{bmatrix} \exp\left(-j2\pi \sum_{s=1}^2 \frac{v_s \tau_s}{N_s}\right) \\ \text{cas}\left(2\pi \sum_{s=1}^2 \frac{v_s \tau_s}{N_s}\right) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$v_1 = \overline{0, N_1-1}, v_2 = \overline{0, N_2-1};$$

$$f[\tau_1, \tau_2] = \sum_{v_1=0}^{N_1-1} \sum_{v_2=0}^{N_2-1} Z^{F\&H}[v_1, v_2] \begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi \sum_{s=1}^2 \frac{v_s \tau_s}{N_s}\right) \\ \text{cas}\left(2\pi \sum_{s=1}^2 \frac{v_s \tau_s}{N_s}\right) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\tau_1 = \overline{0, N_1-1}, \tau_2 = \overline{0, N_2-1}.$$

Двовимірне "класичне" дискретне перетворення Фур'є (1), (2) з точки зору характеристик точності має недоліки, які розглянуто в [10].

Метою роботи є побудова двовимірних фінітних дискретно-неперервних та дискретних операторів $F\&H$ на основі методу Файлона та В-сплайну третього степеня по кожній змінній, з $\prod_{s=1}^2 (2Mp_s + 1)$ вузла-

ми прямокутної сітки $S(x_{p_1}, y_{p_2})$, $x_{p_1} = p_1 \Delta_1$, $y_{p_2} = p_2 \Delta_2$, $\Delta_s = \frac{2\pi}{2Mp_s + 1}$,

$p_s = \overline{-Mp_s, Mp_s}$, $s=1, 2$, в області $D = (-\pi, \pi)^2$, які мали б нову, порівнянно з "класичними" дискретно-неперервними та дискретними двовимірними операторами $F\&H$, властивість–можливість забезпечувати більш високі характеристики точності (при однаковій кількості вузлів). Ціною за ці переваги є деяке збільшення обчислювальної трудомісткості.

Побудова двовимірних фінітних дискретно-неперервних та дискретних операторів $F\&H$ на основі методу Файлона та В-сплайну третього степеня по кожній змінній. Під фінітними операторами $F\&H$ ми розуміємо операторами $F\&H$ від фінітної функції. Не зменшуючи загальності ми вважаємо, що носій цих функцій $\text{supp } f(x, y) = C^r(D)$, $D = [-\pi, \pi]^2$ та $\text{supp } H(u, v) = C^r(D)$, $D = [-\pi, \pi]^2$. Хай $f(x, y) \in C^r(D) \cap L_p(D)$, $r=1, 2, 3..$; $p=1, 2$ задоволь-

няє вимогам двовимірної теореми дискретизації Найквіста [11]. (умова 1). Областю визначення дискретизованої функції $f(x_{p_1}, y_{p_2})$ є вузли прямокутної сітки $S(x_{p_1}, y_{p_2})$, $x_{p_1} = p_1 \Delta_1$, $y_{p_2} = p_2 \Delta_2$,

$$\Delta_s = \frac{2\pi}{2Mp_s + 1}, p_s = \overline{-Mp_s, Mp_s}, s=1, 2, \text{ в області } D = (-\pi, \pi)^2. \text{ (умова 2).}$$

Для подальшого застосування умови 1 та 2 позначимо як умову "V".

Для наближеного обчислення коефіцієнтів двовимірних фінітних дискретно-неперервних та дискретних перетворень $F\&H$ комплексної функції дійсного аргумента $f(x, y) = \text{Re } f(x, y) + j \text{Im } f(x, y)$, $f(x, y) \in L_2(D)$, $D = [-\pi, \pi]^2$, для якої виконується умова "V":

$$a_{N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j(k_1 x + k_2 y)] \\ \text{cas}(k_1 x + k_2 y) \end{array} \right\} dx dy, \quad (3)$$

$$k_s = \overline{-N_s, N_s}, s=1, 2, N = \{N_1, N_2\},$$

в двовимірних сумах $F\&H$:

$$S_N^{F\&H}(u, v) = \sum_{k_1=-N_1}^{N_1} \sum_{k_2=-N_2}^{N_2} a_{N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d}(f) \left\{ \begin{array}{l} \exp[j(k_1 u + k_2 v)] \\ \text{cas}(k_1 u + k_2 v) \end{array} \right\},$$

послідовно до кожної змінної $f(x, y)$ застосовуємо підхід Файлона, сформульований в [3] і модифікований в [12]. При цьому ми замінюємо в (3) $f(x, y)$ двовимірним В-сплайном третього степеня [4], де

$$h_3(x, p, \Delta) = \frac{1}{6} \begin{cases} 0, & x \leq x_{p-2}; \\ t^3, & x_{p-2} < x \leq x_{p-1}, t = (x - x_{p-2})/\Delta; \\ 1 + 3t + 3t^2(1-t), & x_{p-1} < x \leq x_p, t = (x - x_{p-1})/\Delta; \\ 1 + 3(1-t) + 3t(1-t)^2, & x_p < x \leq x_{p+1}, t = (x - x_p)/\Delta; \\ (1-t)^3, & x_{p+1} < x \leq x_{p+2}, t = (x - x_{p+1})/\Delta; \\ 0, & x > x_{p+2}, p = -(M+1), -M, \dots, -1, 0, 1, \dots, M, (M+1). \end{cases}$$

Внаслідок цього отримуємо наближення $a_{N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d}(f)$ функціоналом

[13]:

$$a_{N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d}(f) \approx b_{M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \int_{(p_1-2)\Delta_1}^{(p_1+2)\Delta_1} h_3(x, p_1, \Delta_1) \times$$

$$\times \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \int_{(p_2-2)\Delta_2}^{(p_2+2)\Delta_2} h_3(y, p_2, \Delta_2) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j(k_1 x + k_2 y)] \\ \text{cas}(k_1 x + k_2 y) \end{array} \right\} dy, \quad (4)$$

де

$$R_{p_1, p_2}(f) = C_1^{2d, Sp^3} f(x_{p_1}, y_{p_2}) + C_2^{2d, Sp^3} [f(x_{p_1}, y_{p_2-1}) + f(x_{p_1}, y_{p_2+1}) +$$

$$+ f(x_{p_1-1}, y_{p_2}) + f(x_{p_1+1}, y_{p_2})] + C_3^{2d, Sp^3} [f(x_{p_1-1}, y_{p_2-1}) + f(x_{p_1-1}, y_{p_2+1}) +$$

$$+ f(x_{p_1+1}, y_{p_2-1}) + f(x_{p_1+1}, y_{p_2+1})], C_1^{2d, Sp^3} = \frac{16}{9}, C_2^{2d, Sp^3} = -\frac{2}{9}, C_3^{2d, Sp^3} = \frac{1}{36}.$$

Обчисливши функціонал (4), отримуємо відповідно:

$$b_{M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = \left[B_{1M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 \neq 0) \wedge (k_2 \neq 0) \right] \vee$$

$$\vee \left[B_{2M, N, k_1, 0}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 \neq 0) \wedge (k_2 = 0) \right] \vee \left[B_{3M, N, 0, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 = 0) \wedge (k_2 \neq 0) \right] \vee$$

$$\vee \left[B_{4M, N, 0, 0}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 = 0) \wedge (k_2 = 0) \right]; \quad (5)$$

де

$$B_{1M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = Q_3(1) Q_3(2) \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \left[\begin{array}{l} \exp\left(-j \sum_{s=1}^2 p_s k_s \Delta_s\right) \\ \text{cas}\left(\sum_{s=1}^2 p_s k_s \Delta_s\right) \end{array} \right],$$

$$B_{2M, N, k_1, 0}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = Q_3(1) e_2 \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \left[\begin{array}{l} \exp(-j p_1 k_1 \Delta_1) \\ \text{cas}(p_1 k_1 \Delta_1) \end{array} \right],$$

$$B_{3M, N, 0, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = e_1 Q_3(2) \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \left[\begin{array}{l} \exp(-j p_2 k_2 \Delta_2) \\ \text{cas}(p_2 k_2 \Delta_2) \end{array} \right],$$

$$B_{4M, N, 0, 0}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = e_1 e_2 \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f),$$

$$Q_3(s) = \frac{\cos(2k_s \Delta_s) - 4\cos(k_s \Delta_s) + 3}{\pi(\Delta_s)^3 (k_s)^4}, \quad N_s \leq Mp_s, \quad \Delta_s = 2\pi e_s, \quad e_s = \frac{1}{2Mp_s + 1}$$

$$k_s = \overline{-N_s, N_s}, \quad s=1, 2.$$

Значення функції $f(x_{p_1}, y_{p_2})$ за межами прямокутної сітки

$$S(x_{p_1}, y_{p_2}), \quad x_{p_1} = p_1 \Delta_1, \quad y_{p_2} = p_2 \Delta_2, \quad \Delta_s = \frac{2\pi}{2Mp_s + 1}, \quad p_s = \overline{-Mp_s, Mp_s},$$

$s=1, 2$, отримуємо, користуючись властивістю періодичності частотних характеристик перетворень $F\&H$.

Оператори двовимірних фінітних дискретно-неперервних перетворень $F\&H$ на прямокутній сітці на основі методу Файлона та В-сплайну третього степеня:

$$L_{M, N}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f; x, y) = \sum_{k_1=-N_1}^{N_1} \sum_{k_2=-N_2}^{N_2} b_{M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) \begin{Bmatrix} \exp[j(k_1 x + k_2 y)] \\ \text{cas}(k_1 x + k_2 y) \end{Bmatrix}, \quad (6)$$

$$N_s \leq Mp_s, \quad s=1, 2, \quad (x, y) \in D;$$

дозволяють обчислювати неперервне наближення функції $f(x, y) \in C^r(D)$; $r=1, 2, 3, \dots$ по її дискретних відліках $f(x_{p_1}, y_{p_2})$,

$(x_{p_1}, y_{p_2}) \in (-\pi, \pi)^2$. При застосуванні (6) враховуємо вимоги двовимірної теореми дискретизації [9] для вибору необхідних Mp_1, Mp_2 для даної функції $f(x, y)$.

Оператори двовимірних фінітних дискретних перетворень $F\&H$ на прямокутній сітці на основі методу Файлона та В-сплайну третього степеня отримуємо з (6), замінивши неперервні x, y на їх відповідні дискретні значення:

$$L_{M, N}^{F\&H, 2d, Sp^3}[f(x_{p_1}, y_{p_2})] = \sum_{k_1=-N_1}^{N_1} \sum_{k_2=-N_2}^{N_2} b_{M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) \times \begin{Bmatrix} \exp\left(j \sum_{s=1}^2 k_s p_s \Delta_s\right) \\ \text{cas}\left(\sum_{s=1}^2 k_s p_s \Delta_s\right) \end{Bmatrix}, \quad N_s \leq Mp_s, \quad p_s = \overline{-Mp_s, Mp_s}, \quad s=1, 2. \quad (7)$$

При застосуванні (7) враховуємо вимоги двовимірної теореми дискретизації.

Теорема 1. Оператори двовимірних дискретно-неперервних перетворень $F\&H$, побудовані на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня, які задовольняють умову "V", мають властивості:

$$L_{M, N}^{F, 2d, Sp^3}(f) = L_{M, N}^{H, 2d, Sp^3}(f). \quad (8)$$

Доведення виконується безпосереднім обчисленням.

Теорема 2. Оператори двовимірних дискретно-неперервних перетворень $F\&H$, побудовані на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня, які задовольняють умову "V":

$$U_{M, N}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = \sum_{k_1=-N_1}^{N_1} \sum_{k_2=-N_2}^{N_2} g_{M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) \begin{Bmatrix} \exp[j(k_1 x + k_2 y)] \\ \text{cas}(k_1 x + k_2 y) \end{Bmatrix}, \quad (9)$$

$$N_s \leq Mp_s, \quad s=1, 2, \quad x, y \in \mathfrak{R}, \quad N = Mp,$$

$$\text{де } g_{M, N, k_1, k_2}^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = \left[G_1^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 \neq 0) \wedge (k_2 \neq 0) \right] \vee \left[G_2^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 \neq 0) \wedge (k_2 = 0) \right] \vee \left[G_3^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 = 0) \wedge (k_2 \neq 0) \right] \vee \left[G_4^{F\&H, 2d, Sp^3}(f), (k_1 = 0) \wedge (k_2 = 0) \right], \quad k_s = \overline{-N_s, N_s}, \quad s=1, 2; \quad (10)$$

$$G_1^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = \overline{Q_3(1)Q_3(2)} \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \begin{Bmatrix} \exp\left(-j \sum_{s=1}^2 p_s k_s \Delta_s\right) \\ \text{cas}\left(\sum_{s=1}^2 p_s k_s \Delta_s\right) \end{Bmatrix}$$

$$G_2^{F\&H, 2d, Sp^3}(f) = \overline{Q_3(1)} e_2 \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \begin{Bmatrix} \exp(-j p_1 k_1 \Delta_1) \\ \text{cas}(p_1 k_1 \Delta_1) \end{Bmatrix},$$

$$G_3^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f) = e_1 \overline{Q_3(2)} \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f) \left[\begin{array}{l} \exp(-j p_2 k_2 \Delta_2) \\ \text{cas}(p_2 k_2 \Delta_2) \end{array} \right],$$

$$G_4^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f) = e_1 e_2 \sum_{p_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{p_2=-Mp_2}^{Mp_2} R_{p_1, p_2}(f),$$

$$\overline{Q_3(s)} = \frac{3}{(2Mp_s + 1)[4 - \cos(k_s, \Delta_s)]}, \quad N_s \leq Mp_s, \quad \Delta_s = 2\pi e_s, \quad e_s = \frac{1}{2Mp_s + 1},$$

$$k_s = \overline{-N_s, N_s}, \quad s = 1, 2,$$

отримані як результат обчислення функціоналу [13]:

$$g_{M, N, k_1, k_2}^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f) = \frac{b_2^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f)}{b_2^{F\setminus H, 2d, Sp^3} \left\{ \begin{array}{l} \exp[j(k_1 x + k_2 y)] \\ \text{cas}(k_1 x + k_2 y) \end{array} \right\}},$$

$$k_s = \overline{-N_s, N_s}, \quad s = 1, 2;$$

де функціонал $b_2^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(\circ)$ визначається (4), мають властивості:

$$U_{M, N}^{F, 3d, Sp^3}(f) = U_{M, N}^{H, 3d, Sp^3}(f). \quad (11)$$

Доведення виконується безпосереднім обчисленням.

Теорема 3. Оператори $U_{M, N}^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f)$ двовимірних дискретно-неперервних перетворень $F\&H$, побудовані на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня, якщо $f(x, y)$, задовольняють умову "V", $f(x, y) \in T_N$, $N = \{N_s\}$, $s = 1, 2$, де T_N є множина тригонометричних поліномів степеня N , при $N = Mp$ мають властивості:

$$U_{Mp, Mp}^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f) = f, \quad (12)$$

тобто є точні на тригонометричних поліномах заданого степеня в області

$D = (-\pi, \pi)^2$. Доведення виконується безпосереднім обчисленням.

Оператори двовимірних фінітних дискретних перетворень $F\&H$ на прямокутній сітці на основі методу Файлона та В-сплайну третього степеня, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня, отримуємо з (9) замінивши неперервні x, y на їх відповідні дискретні значення:

$$U_{Mp, Mp}^{F\setminus H, 2d, Sp^3} \left[f(x_{p_1}, y_{p_2}) \right] = \sum_{k_1=-Mp_1}^{Mp_1} \sum_{k_2=-Mp_2}^{Mp_2} g_{Mp, Mp, k_1, k_2}^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f) \times$$

$$\left[\begin{array}{l} \exp \left(j \sum_{s=1}^2 k_s p_s \Delta_s \right) \\ \text{cas} \left(\sum_{s=1}^2 k_s p_s \Delta_s \right) \end{array} \right], \quad p_s = \overline{-Mp_s, Mp_s}, \quad s = 1, 2. \quad (13)$$

При застосуванні (13) враховуємо вимоги двовимірної теореми дискретизації для вибору необхідних Mp_1, Mp_2 для даної функції $f(x, y)$.

Теорема 4. Оператори $U_{M, N}^{F\setminus H, 2d, Sp^3}(f)$ двовимірних перетворень $F\&H$, побудовані на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня, якщо $f(x, y)$ задовольняють умову "V", мають властивості:

$$U_{M, N}^{F\setminus H, 2d, Sp^3} \left[f(x_{p_1}, y_{p_2}) \right] = f(x_{p_1}, y_{p_2}), \quad p_s = \overline{-Mp_s, Mp_s}, \quad s = 1, 2. \quad (14)$$

Доведення виконується безпосереднім обчисленням.

Для наступного застосування скористаємося теоремами 3, 4 [14, с. 185], з урахуванням яких маємо наступні теореми:

Теорема 5. Для двовимірних операторів дискретно-неперервних та дискретних перетворень $F\&H$, побудованих на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня, для функцій $f(x, y)$, які задовольняють умову "V" в області $D = (-\pi, \pi)^2$, виконується наступне:

$$u_{Mp, Mp, \left[\frac{\Omega(n)}{\Psi(n)} \right]}^{F, 2d, Sp^3}(f) = \left(\frac{1+j}{2} \right) u_{Mp, Mp, \left[\frac{\Omega(n)}{\Psi(n)} \right]}^{H, 2d, Sp^3}(f) + \left(\frac{1-j}{2} \right) u_{Mp, Mp, \left[\frac{\Psi(n)}{\Omega(n)} \right]}^{H, 2d, Sp^3}(f),$$

$$\Omega(n) = \{(-k_1, 0)_0, (0, -k_2)_1, (-k_1, -k_2)_2, (-k_1, +k_2)_3\}, n = \overline{0, 3};$$

$$\Psi(n) = \{(+k_1, 0)_0, (0, +k_2)_1, (+k_1, +k_2)_2, (+k_1, -k_2)_3\}, n = \overline{0, 3};$$

$$u_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f) = \left[b_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f), g_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f) \right],$$

$$k_s = \overline{1, Mp_s}, s = 1, 2. \quad (15)$$

Доведення отримуємо при застосуванні до $u_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f)$ теореми 3 [14, С.185].

Теорема 6. Для двовимірних операторів дискретно-неперервних та дискретних перетворень $F \& H$, побудованих на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня для функцій $f(x, y)$, які задовольняють умову "V", в області $D = (-\pi, \pi)^2$ виконується наступне:

$$u_{Mp, Mp, \left[\frac{\Omega(n)}{\Psi(n)} \right]}^{H, 2d, Sp3}(f) = \left(\frac{1 \pm j}{2} \right) u_{Mp, Mp, \left[\frac{\Omega(n)}{\Psi(n)} \right]}^{F, 2d, Sp3}(f) + \left(\frac{1 \mp j}{2} \right) u_{Mp, Mp, \left[\frac{\Psi(n)}{\Omega(n)} \right]}^{F, 2d, Sp3}(f),$$

$$u_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f) = \left[b_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f), g_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f) \right],$$

$$k_s = \overline{1, Mp_s}, s = 1, 2, n = \overline{0, 3}. \quad (16)$$

$\Omega(n)$ та $\Psi(n)$ визначаються в (15). Доведення отримуємо при застосуванні до $u_{Mp, Mp, (\circ), (\circ)}^{F \setminus H, 2d, Sp3}(f)$ теореми 4 [14, с. 185].

Тестовий приклад. В табл. 1 наведені результати обчислення оцінки приведених похибок наближення модуля функції $f(x, y)$, де: $f(x, y) = [\cos(0,3x) \sin(1,7y) + j \cos(1,3x) \sin(2,7y)] \exp[-(|x| + |y|)]$ за допомогою розглянутих операторів.

Таблиця 1.

Mp_1, Mp_2	\max_E2	\max_e2	\max_E3	\max_e3
15, 15	3,35 E-2	3,61 E-2	1,0 E-15	3,70 E-2
25, 25	1,77 E-2	1,77 E-2	4,0 E-15	2,28 E-2
35, 35	1,53 E-2	1,53 E-2	3,6 E-15	1,91 E-2

В табл. 1 використані наступні позначення:

$$\max_e2 = \max_{\substack{-R_1 \leq r \leq R_1 \\ -R_2 \leq s \leq R_2}} |\mu(x_r, y_s)| / \Theta; \quad \max_E2 = \max_{\substack{-Mp_1 \leq r \leq Mp_1 \\ -Mp_2 \leq s \leq Mp_2}} |\mu(x_r)| / \Theta;$$

$$\Theta = \max_{\substack{-R_1 \leq r \leq R_1 \\ -R_2 \leq s \leq R_2}} |f(x_r, y_s)|, \quad \mu(x_r, y_s) = f(x_r, y_s) - L_{Mp_1, Mp_2}^{F \setminus H, 2d, Sp3} f(x_r, y_s).$$

$$\max_e3 = \max_{\substack{-R_1 \leq r \leq R_1 \\ -R_2 \leq s \leq R_2}} |\lambda(x_r, y_s)| / \Theta; \quad \max_E3 = \max_{\substack{-Mp_1 \leq r \leq Mp_1 \\ -Mp_2 \leq s \leq Mp_2}} |\lambda(x_r)| / \Theta;$$

$$\Theta = \max_{\substack{-R_1 \leq r \leq R_1 \\ -R_2 \leq s \leq R_2}} |f(x_r, y_s)|, \quad \lambda(x_r, y_s) = f(x_r, y_s) - U_{Mp_1, Mp_2}^{F \setminus H, 2d, Sp3} f(x_r, y_s).$$

$$Mp = \{Mp_s\}, \quad R = \{R_s\}, \quad R_s = k Mp_s, \quad s = \overline{1, 2},$$

де $k = 5$ – кількість інтервалів інтерполяції.

Висновки.

1. Побудовано оператори двовимірних дискретно-неперервних та оператори двовимірних дискретних перетворень $F \& H$ на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня (5), (6), (7). Визначено їх властивості (8).

2. Побудовано оператори двовимірних дискретно-неперервних та оператори двовимірних дискретних перетворень $F \& H$ на прямокутній сітці на основі методу Файлона обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій та В-сплайну третього степеня, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня (9), (10), (13). Визначено їх властивості (11), (12), (14).

3. Наведено теореми, які визначають зв'язок між операторами $b_{Mp, N, k_1, k_2}^{F, 2d, Sp3}(f) - b_{Mp, N, k_1, k_2}^{H, 2d, Sp3}(f)$, та $g_{Mp, N, k_1, k_2}^{F, 2d, Sp3}(f) - g_{Mp, N, k_1, k_2}^{H, 2d, Sp3}(f)$ – (15), (16).

4. Наведено тестовий приклад, який підтверджує отримані теоретичні твердження.

5. Отримані оператори доповнюють існуючий інструментарій інформаційних технологій в базисах $F \& H$. 6. Побудовані оператори $F \& H$ є подальшим розвитком методу Файлона [3] обчислення інтегралів від швидко осцилюючих функцій.

Т.В. ЧУНІХІНА (м. Харків)

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБКИ НЕЛІНІЙНОСТІ
УЗАГАЛЬНЕНИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ОПЕРАТОРІВ

Статтю присвячено аналізу функціональних реляційно-різницевих моделей (РМ) операторів корекції значень вхідних сигналів. Запропоновано метод оцінювання похибки нелінійності функціональних операторів. Розглянуто приклад розрахунку похибки нелінійності функціональної РМ з урахуванням похибки нелінійності тестової РМ.

The paper is devoted to the analysis of the functional relative-difference models (RM) of the correction of the input signals' values. The method of the estimation of the non-linearity errors of the functional RM is proposed. The example of the calculation of the non-linearity errors of the functional RM with the account of the non-linearity errors of the test RM is given.

Контроль метрологічних характеристик (МХ) вимірювальних перетворювачів (ВП) в реальних умовах експлуатації є актуальною задачею. Особливістю розробки сучасних вимірювально-інформаційних систем є наявність вбудованих систем тестового контролю ВП.

У роботі [1] показано, що визначення оцінки дійсного значення вхідної вимірюваної величини у разі застосування електричних систем тестового контролю ВП відбувається за допомогою безрозмірних операторів корекції значень вхідних сигналів – реляційно-різницевих моделей (РМ).

У роботі [2] вперше введено поняття функціональної РМ, як функції від простих тестових РМ, які, в свою чергу, визначалися як відношення різниць першого порядку (різниця першого порядку розраховувалась для значень вихідних сигналів ВП після дії тестових впливів). Тобто, функціональний оператор корекції має загальний вид:

$$C_{\psi} = F(\psi_1, \psi_2, \psi_i \dots \psi_n),$$

де F – функціональний оператор; ψ_i – i -ті тестові РРМ.

Введення узагальненого функціонального оператора дозволяє розробити єдину методику визначення методичних складових похибки контролю через “прості” оператори та їх метрологічні характеристики.

Реалізація відомих методів тестового контролю ВП передбачає лінеаризацію нелінійної функції перетворення (НФП) в колі або однісі, або двох точок робочого діапазону вимірюваної величини. У зв'язку з цим виникає похибка нелінійності, обумовлена відмінністю дійсного значення вихідного сигналу перетворювача від значення, отриманого шляхом лінеаризації НФП.

У статті розглядається методика розрахунку похибки нелінійності

Перспективи досліджень у даному напрямку автор вбачає у застосуванні розглянутих операторів $F \& H$ при вирішенні деяких задач інформаційних технологій, наприклад, в системах автоматичного управління та регулювання, які застосовують сигнальні методи; у задачах математичного моделювання та комп'ютерної діагностики, у відомих непараметричних та параметричних методах спектрального оцінювання сигналів у цифровій обробці сигналів, у вимірювальній техніці при побудові комп'ютерних вимірювальних засобів, при побудові різноманітних систем кріптографії тощо.

Список літератури: 1. Литвин О.М., Удовиченко В.М. Инструментарій інформаційних технологій в базисі Хартлі. //Вестник Национального технического университета “ХПИ”, Сб. научных трудов. Тематический выпуск “Приборы и методы неразрушающего контроля”, 38'2006.–С. 69-74. 2. Литвин О.М., Удовиченко В.М. Инструментарій інформаційних технологій в базисі Фур'є. //Вестник Национального технического университета “ХПИ”, Сб. научных трудов. Тематический выпуск “Автоматика и приборостроение”, 10'2007.–С. 119–127. 3. Filon L.N.G. On a quadrature formula for trigonometric integrals. //Proc. Roy.Soc. Edinburgh. 1928.–Р. 38–47. 4. Литвин О.М. Інтерлінація функцій та деякі її застосування. –Харків: “Основа”, 2002.–541 с. 5. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.–М.: Мир, 1978.–848с. 6. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения.–М.: Мир, 1990.–684 с. 7. Брейсуэлл Р. Преобразование Хартлі. –М.: Мир, 1990.–175 с. 8. Болд Э.Дж. Сравнение времени вычисления БПХ и БПФ. –ТИИЭР, 1985, №12.–С.184–185. 9. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов.– М.: Мир, 1988. 10. Удовиченко В.Н. Точностные характеристики прямоугольного двумерного дискретного преобразования Фурье. /Методы и микрорелектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов, СИАР-89, Рига, 1989, С. 204–206. 11. Отнес Р., Энксон Л. Прикладной анализ временных рядов.–М.: Мир, 1982.–428 с. 12. Литвин О.М., Удовиченко В.М. Оператори обчислення одновимірного фінітного дискретно-неперервного перетворення Хартлі на основі В-сплайнів третього степеня. //Вестник Национального технического университета “ХПИ”, Сб. научных трудов. Тематический выпуск “Информатика и моделирование”, 19'2003.–С. 95–100. 13. Балакришнан А.В. Прикладной функциональный анализ. –М.: Наука, 1980.–383 с. 14. Удовиченко В.М. Оператори Фур'є та Хартлі, побудовані на основі методу Файлона та кубічних В-сплайнів, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня. //Вестник Национального технического университета “ХПИ”, Сб. научных трудов. Тематический выпуск “Информатика и моделирование”, 19'2007.–С. 182–190.

Поступила в редакцію 03. 09. 2007

узагальнених функціональних операторів корекції C_{ψ} з урахуванням похибки нелінійності тестових РМ, які входять до їх структури. Похибка нелінійності тестових РМ обумовлена похибками нелінійності різниць першого порядку, які виникають при здійсненні тестового контролю.

В роботі [2] було отримано вираз для відносної похибки нелінійності тестової РМ. Розглянемо похибку нелінійності на прикладі простої тестової РМ, яка має вид:

$$\psi_{\text{тест}} = \frac{\Delta y_{20}}{\Delta y_{10}} \quad (1)$$

де $\Delta y_{10} = y_1 - y_0$ – різниця першого порядку, обчислена після дії адитивного тесту θ ; $\Delta y_{20} = y_2 - y_0$ – різниця першого порядку обчислена після дії мультиплікативного тесту kx ; y_0, y_1, y_2 – значення вихідного сигналу ВП у разі дії вимірюваної величини x та тестових впливів: адитивного θ та мультиплікативного kx .

Відносна похибка нелінійності $\psi_{\text{тест}}$ (1) обчислюється так:

$$\delta_{\text{нел.}} \psi_{\text{тест.}} = \delta_{\text{н1}} - \delta_{\text{н2}}, \quad (2)$$

де $\delta_{\text{н1}}$ – похибка нелінійності визначення різниці 1-го порядку Δy_{20} ; $\delta_{\text{н2}}$ – похибка нелінійності визначення різниці 1-го порядку Δy_{10} .

Абсолютна похибка нелінійності різниці 1-го порядку дорівнює:

$$\Delta_{\text{нел}} (\Delta y_{10}) = - \left[\sum_{i=2}^n \frac{1}{i!} y^i(x) \cdot \theta^i \right]$$

Оцінення похибки нелінійності функціональних операторів, побудованих із розрахункових співвідношень для відомих способів тестового контролю ВП, проводилося з використанням методики [3] оскільки, у загальному випадку, функціональний оператор має нелінійну форму зв'язків моделей ψ_i . Абсолютна похибка нелінійності C_{ψ} визначається за формулою:

$$\Delta_{\text{нел}} C_{\psi} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial C_{\psi}}{\partial \psi_i} \Delta_{\text{нел}} \psi_i$$

де $\Delta_{\text{нел}} \psi_i$ – абсолютна похибка нелінійності тестової РМ ψ_i .

Розрахунок похибки нелінійності функціональних операторів проведемо на прикладі оператора $C_{\psi} = \psi_3 \frac{(1+\psi_1)(1-\psi_2)^2}{(1+\psi_2)(1-\psi_1)^2}$, який дозволяє зна-

ходити оцінку дійсного значення вимірюваної температури у разі реалізації тестових процедур, передбачених запатентованим автором спо-

способом бездемонтажного контролю термоелектричних перетворювачів (ТЕП).

Вираз для відносної похибки нелінійності C_{ψ} має вид:

$$\delta_{\text{нел}} C_{\psi} = \frac{(3+\psi_1)}{(\psi_1^{-1}-\psi_1)} \cdot \delta_{\text{нел}} \psi_1 + \frac{(-3+2\psi_2+\psi_2^2)}{(\psi_2^{-1}-\psi_2)(1-\psi_2)} \cdot \delta_{\text{нел}} \psi_2 + \delta_{\text{нел}} \psi_3 \quad (3)$$

Для термодар градування ХА і ХК розрахунковим шляхом з використанням математичного редактора “Mathcad 2000 Professional” були отримані лінійні наближення значень вихідного сигналу ТЕП після дії тестів, розраховані похибки нелінійності різниць першого порядку при лінійній апроксимації ФП. Крім того, для термодари градування ХК було визначено оцінку похибки нелінійності різниці першого порядку у квадратичному наближенні і похибку оцінення похибки нелінійності квадратичним наближенням. Вказані розрахунки були виконані для трьох точок робочого діапазону: $T_x = 300^{\circ}\text{C}$ (відповідна номінальна точка $T_{\phi} = 320^{\circ}\text{C}$), $T_x = 500^{\circ}\text{C}$ (номінальна точка $T_{\phi} = 530^{\circ}\text{C}$), $T_x = 700^{\circ}\text{C}$, (номінальна точка $T_{\phi} = 740^{\circ}\text{C}$). Було розглянуто 3 варіанти співвідношення тестових впливів на перетворювач: 1) θ і kx (однополярні, різні за значенням); 2) θ і kx (різнополярні, різні за значенням); 3) θ_1 і θ_2 , $|\theta_1| = |\theta_2|$ (різнополярні, однакові за значенням).

Проведемо розрахунок похибки нелінійності досліджуваного функціонального оператора за таких вихідних даних: $T_x = 300^{\circ}\text{C}$, $T_{\phi} = 320^{\circ}\text{C}$; $+\theta = 10^{\circ}\text{C}$, $-\theta = -7^{\circ}\text{C}$; термодари градування ХК.

Після підстановки значень похибок нелінійності різниць першого порядку в формулу (2) отримаємо такі результати:

$$\delta_{\text{нел}} \psi_1 = -0,17 - (-0,23) = 0,06\%$$

$$\delta_{\text{нел}} \psi_2 = -0,17 - (-0,12) = -0,05\%$$

$$\delta_{\text{нел}} \psi_3 = -0,23 - (-0,12) = 0,11\%$$

Отримані відносні значення похибок нелінійності тестових РМ ψ_1, ψ_2, ψ_3 підставимо в (3), прийнявши $\psi_1 = \psi_2 = 0,1$ та $\psi_3 = 0,9$:

$$\delta_{\text{нел}} C_{\psi} = 0,14\%$$

На рисунку 1 показані графіки похибки нелінійності функціонального оператора для трьох значень температур: $T_x = 300^{\circ}\text{C}$, $T_x = 500^{\circ}\text{C}$,

$T_x = 700^0 C$. В таблиці 1 наведені значення співвідношень тестів для кожного діапазону температур.

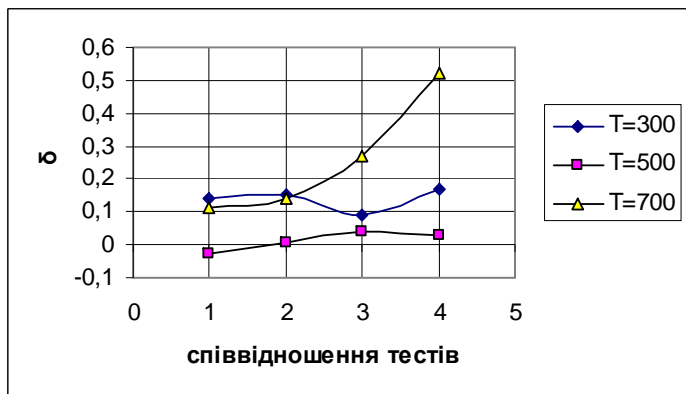


Рис. 1. Графіки похибки нелінійності оператора C_{ψ} для трьох точок робочого діапазону

Таблиця 1

Номер точки по осі абсцис	Співвідношення тестів		
	$T_x = 300^0 C$	$T_x = 500^0 C$	$T_x = 700^0 C$
1	10/-7	20/-10	20/-10
2	20/-10	30/-20	30/-20
3	40/-30	40/-30	40/-25
4	60/-45	50/-40	60/-45

Проведені дослідження вказують на залежність похибки нелінійності функціональних операторів від робочої точки, в колі якої здійснюються тестові впливи, значень тестів та співвідношення тестів (мінімальне значення похибки нелінійності C_{ψ} спостерігається для випадку реалізації різнополярних, однакових за значенням тестів).

Список літератури: 1. Кондрашов С.І. Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах/ монографія – Харків: НТУ “ХПІ”, 2004. – 224 с. 2. Кондрашов С.І., Чуніхіна Т.В. Аналіз задач підвищення точності нелінійних вимірювальних перетворювачів// Вісник НТУ “ХПІ”.–№ 38.–2005.–С.69-72. 3. МИ 2083 – 90. Государственная система обеспечения единства измерений. Рекомендация. Измерения косвенные. Определение результатов измерений и оценка их погрешностей.

Надійшла до редколегії 20.11.07

Г.А. ДОМАНСКАЯ, ст. преподаватель ДНУЖТ (г. Днепропетровск)

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ ТЕХНОЛОГИИ УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

В статье предложенный подход к реализации энергозберегающих технологий тягового электропоставления железниц, что використовує нечіткі моделі і методи представлення, аналізу і вибору управлінь.

In article approach is offered to realization of energy conservation technologies of hauling power supply of railways, using unclear models and methods of presentation, analysis and choice of managements

В статье предложен подход к реализации энергозберегающих технологий тягового электроснабжения железных дорог, использующий нечеткие модели и методы представления, анализа и выбора управлений. Такой подход позволяет использовать разнородные и ограниченные данные для принятия решения о выборе рациональных режимов системы тягового электроснабжения (СТЭ) с учетом режимов работы питающих их энергосистем. На этапе формирования модели нечеткого управления учитывается то, что на режимы СТЭ влияют множество неопределенных факторов. Среди них, такие как режим работы электротяговых нагрузок, уровни напряжений тяговых подстанций, схемы питания тяговых сетей. Несмотря на наличие такого постоянного фактора, как профиль пути, от которого непосредственно зависит режим ведения поезда, рациональное управление уникально для каждой поездки.

Целью статьи является иллюстрация метода автоматизированного формирования баз знаний экспертной системы (ЭС) для выбора энергозберегающих режимов работы ЭС на основе имитационного моделирования и эксплуатационных наблюдений.

Основой интеллектуализации систем управления СТЭ является ЭС [1...3].

Особый интерес вызывают ЭС, обладающие способностью автоматического приобретения каузальных и эвристических знаний [4,5]. В литературе такие ЭС называют самообучающимися или использующими механизм нечеткого логического вывода. Перспективным направлением автоматического приобретения знаний является синтез эвристических знаний на основе использования каузальных и ретроспективных знаний.

Общая схема работы ЭС, совмещающей применение всех типов знаний, выглядит следующим образом. При обнаружении режима работы СТЭ с повышенными потерями энергии делается попытка его устранения

при помощи эвристик. В случае успеха работа ДЭС прекращается, в случае неудачи приводится в действие каузальный механизм вывода, который, как считается, в любом случае должен устранить неисправность. Случай работы каузального механизма вывода оформляется в виде эвристики, которая заносится в базу эвристических знаний. Очевидно, что при повторном возникновении этого же режима работы СТЭ он будет обработан при помощи этой эвристики, что более быстро и эффективно.

Таким образом, осуществляется синтез эвристик с помощью каузальных знаний. При этом такой синтез может быть осуществлен даже на этапе проектирования системы путем использования математической или имитационной модели поведения системы электроснабжения при возникновении различных ситуаций. В правильно построенной на основе описываемого принципа ЭС преобладает тенденция редкого применения каузального механизма вывода, что свидетельствует о повышении качества накапливаемых этой ЭС эвристических знаний. Эта тенденция отражает реальную деятельность экспертов при эксплуатации электротяговых сетей, когда они по мере увеличения сроков эксплуатации для выбора необходимого режима работы сети, минимизации электропотребления, устранения неисправностей реже пользуются схемной документацией, прибегая к собственному опыту, накопленному ранее, в том числе за счет использования этих схем.

Синтез эвристических знаний на основе использования ретроспективных знаний осуществляется на основе единицы ретроспективных знаний в ЭС - примера. Например, при эксплуатации электротяговых сетей каждый успешный случай минимизации электропотребления оператором оформляется в виде примера и вводится в базу ретроспективных знаний. Эта база является исходными данными для работы механизма синтеза эвристик, который и осуществляет их преобразование в форму продукций, сцепленных в дерево или хранимых в БЭ просто в виде совокупности. Такой процесс преобразования носит название индуктивного вывода.

Обобщенная схема ЭС для реализации энергосберегающих технологий тягового электроснабжения железных дорог с учетом режимов работы питающих их энергосистем показана на рис. 1.

Предложенные алгоритмы создания баз данных ЭС можно реализовать после модернизации систем управления устройствами СТЭ на базе интегрированных систем «Гранит-ж.д.-Микро» (Украина) или АСТМУ (Россия). На базе эксплуатируемых телемеханических систем «Лисна» применение ЭС проблематично.

Ниже показана одна из задач энергосберегающих технологий – выбор рациональных режимов работы СТЭ и минимизации потерь при интенсификации перевозочного процесса.

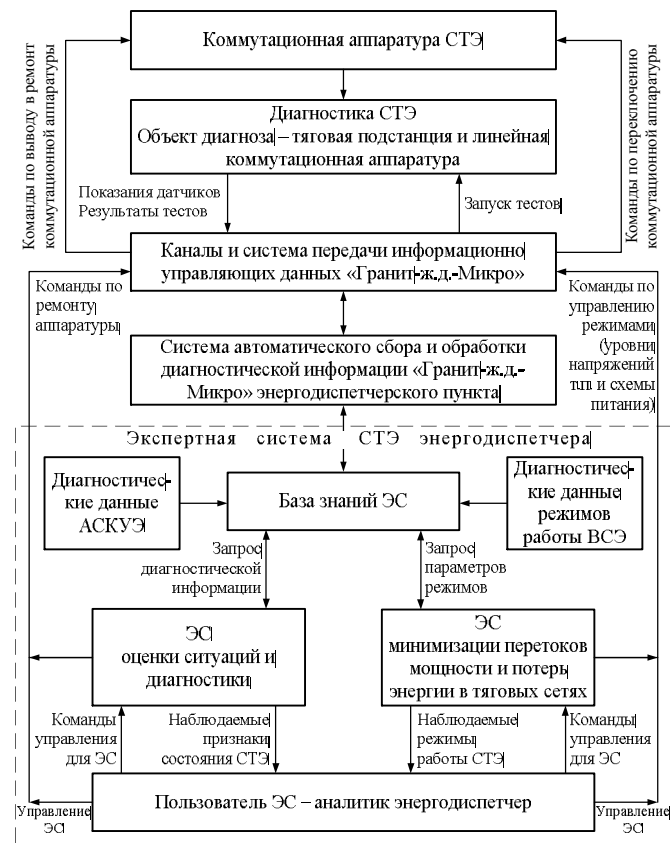


Рис. 1. Обобщенная схема экспертной системы.

В последние пять лет, наметилась тенденция роста грузопотока на железных дорогах Украины. Однако, установленные мощности СТЭ переменного тока избыточны для существующих размеров грузового и пассажирского движения. Использование избыточной мощности СТЭ приводит к увеличению удельного электропотребления. Несмотря на то, что нагрузочные потери в тяговой сети и трансформаторах снижаются при малых грузопотоках (см. табл. 1), потери холостого хода остаются неизменными, так как от нагрузки не зависят. Кроме этого при малых грузопотоках, значительно увеличиваются перетоки энергии. При этом, как видно из табл. 1, нагрузочные потери в тяговых трансформаторах выравниваются по фазам. Удельное электропотребление растет и по причине непропорционального снижения грузовых перевозок по сравнению к пассажирс-

ким.

Таблица 1 – Потери энергии в тяговом трансформаторе при малых грузопотоках

Измеряемые параметры	Суммарные потери, кВт·ч		Потери по фазам, кВт·ч		
	ΔW_k	ΔW_x	$\Delta W_{кфА}$	$\Delta W_{кфВ}$	$\Delta W_{кфС}$
Часовые потери энергии, в период малых тяговых нагрузок	29,0	95,0	9,0	10,5	10,0
Часовые потери энергии, в период средних тяговых нагрузок	63,5	101	22,5	15,5	28,0
Суточные потери энергии	1178	2340	346	329	477

Результаты анализа графиков электропотребления фидеров межподстанционных зон двухпутного участка переменного тока с узловой и параллельной схемой питания, тяговые подстанции которого питаются от ЛЭП 110 кВ приведены в табл. 2 В один и тот же момент времени в различных точках фиксировалась активная и реактивная энергия по фидерам и трем межподстанционным зонам. Результаты обработки графиков электропотребления для различных грузопотоков позволяют сделать вывод о том, что среднеквадратичные отклонения суммарных графиков активной и реактивной мощности нескольких межподстанционных зон составляют примерно одну треть от своего математического ожидания, в то время как среднеквадратичные отклонения графиков активной и реактивной мощности фидерных зон и тем более фидеров составляют более половины значения их математического ожидания.

Проведенные исследования указывают на необходимость рассмотрения направлений, линий одной или нескольких дорог при анализе электропотребления для правильной оценки и выбора энергоэффективных режимов работы СТЭ. Снижение неравномерности электропотребления тяговых подстанций возможно за счет регулирования районной нагрузки, изменения уровня напряжений и создания искусственных перетоков, применения рациональных масс и интервалов между поездами при составлении годовых графиков движения поездов.

В свете постановок задач, выполненных в первом разделе, важнейшей задачей является реализация энергосберегающих технологий при наращивании грузопотоков в условиях высоких темпов развития экономики страны. Заслуживают внимания два способа интенсификации перевозочного процесса: увеличение грузооборота путем применения тяжеловесного движения с сохранением количества пар поездов заданного на-

правления и увеличение количества пар поездов с выбранными энергооптимальными весами поездов. Первый способ может быть эффективным за счет резкого снижения стоимости электроэнергии при пропуске тяжеловесных поездов в ночное время. Второй способ равномерно загружает тяговые сети, что, безусловно, снижает потери энергии.

Таблица 2 – Параметры тяговой нагрузки межподстанционных зон для оценки степени неравномерности загрузки ЛЭП 110 кВ (без учета районной нагрузки и потерь в тяговых трансформаторах).

№ вар.	Суточный грузопоток, тыс. тонн	Средняя активная и реактивная мощность, потребляемая межподстанционной зоной в минуту				Средние активные и реактивные потери мощности подстанционной зоны в минуту	
		W_a , кВт	σW_a , кВт	W_p , квар	σW_p , квар	ΔW_a , кВт	ΔW_p , квар
1	391,5	121/365	63/111	96/288	44/75	2.0/6	4.3/13
2	487,5	141/422	108/172	106/318	80/137	3.3/10	7.6/23
3	891,5	214/641	92/256	156/470	85/199	6.3/19	14/42

Примечание: 1. В числителе для одной межподстанционной зоны, в знаменателе для трех. 2. Вариант 1 – обычный график движения; вариант 2 – движение с тяжеловесными поездами массой 12 тыс. тонн; вариант 3 – реализация ритмичного графика движения поездов.

Естественно, что основополагающими критериями при этом являются мощность локомотива, коэффициент сцепления колеса с рельсом, пропускная способность участка. Однако в условиях рыночной экономики и дефицита энергоресурсов было бы интересно оценить интенсификацию перевозок по критерию потерь энергии в тяговой сети с учетом режимов работы ВСЭ.

Имитационное моделирование осуществлялось для реальной фидерной зоны переменного тока с подвеской ПБСМ 70 + МФ 100, рельсами Р65, отношением времени хода поезда по времени его хода под током 1,2 – 1,8 по нечетному и 1 – 1,15 по четному пути, напряжением на шинах 27,5 ± 1,5 кВ. Параметры двух потоков поездов приведены в табл. 3 Интенсификация перевозок имитировалась путем замены поездов массой 4 тыс.т тяжеловесными поездами от 6 тыс.т до 36 тыс.т.

Таблица 3 – Количество поездов и их массы

Масса поезда, т	600	1000	1200	2000	2500	3000	3500	4000
N1, шт.	6/6	42/42	12/2	10/11	5/19	8/10	7/2	5/3
N2, шт.	12/12	42/42	24/4	20/22	10/38	10/20	14/4	10/6

Примечание: 1. В числителе – нечетное, в знаменателе – четное направление.
2. N1, N2 – количество пар поездов различных типов для двух вариантов грузопотоков среднего и интенсивного.

На рис. 2 показаны результаты решения одной из задач – прогноз изменения электропотребления и потерь энергии при различных грузопотоках.

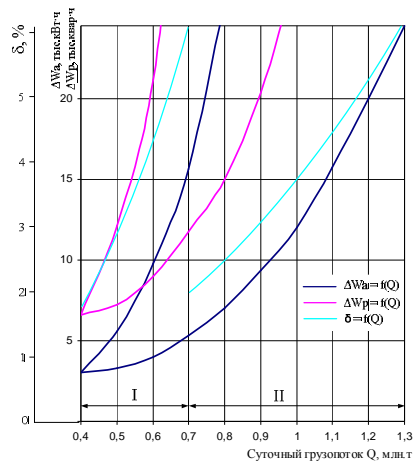


Рис. 2. Суточные активные и реактивные потери и процент реактивных потерь в тяговой сети межстанционной зоны двухпутного участка при изменении грузопотока: I – увеличение грузопотока за счет интенсификации массы тяжеловесных поездов; II – увеличение грузопотока за счет количества поездов при ритмичном графике

По результатам эксперимента на имитационной модели получены зависимости активных и реактивных расходов и потерь энергии, процента активных потерь $W_a = f(Q)$, $W_p = f(Q)$, $\Delta W_a = f(Q)$, $\Delta W_p = f(Q)$, $\delta = f(Q)$, а также средние и эффективные токи фидеров в зависимости от суммарной передвигаемой массы грузов по участку в четном и нечетном направлении за сутки (см. табл. 4).

Таблица 4 – Значения средних и эффективных токов фидеров для узловой схемы

Средние и эффективные токи фидеров	Суточная суммарная масса поездов в четном и нечетном направлениях	
	Грузопоток 679,5 тыс.т	Грузопоток 699 тыс.т
IA1	134,4 – j 97,3	128,9 – j 100
IA2	60,9 – j 50,0	62,2 – j 55,5
IB1	126,74 – j 105,6	130,6 – j 110,8
IB2	65,4 – j 55,7	77,0 – j 66,8
IAЭ1	318,5	186,3
IAЭ2	114,7	96,8
IBЭ1	335,1	202,4
IBЭ2	149,7	122,2

Выводы:

Увеличение перевозимой по двухпутному участку массы с 391,5 тыс.т до 699 тыс.т в сутки при различных способах реализации графика движения поездов и интенсификации их веса приводит к существенно разным потерям энергии. При ритмичном графике и соответствующих типах поездов потери энергии снижаются минимум в 3 раза.

Предельные возможности системы электроснабжения переменного тока 25 кВ обеспечивают суточный грузопоток на двухпутном участке до 1275 тыс.т. Применение же схем параллельного соединения контактных подвесок при интенсификации перевозок позволит уменьшить активные потери энергии на 8 – 15 %, а реактивные на 7 – 11 %.

Список литературы: 1. Лорьер Ж. Системы искусственного интеллекта. – М.: Мир, 1991. – 586с. 2. Таунсенд К., Фохт Д. Проектирование и программная реализация экспертных систем на персональных ЭВМ: Пер. с англ. – М.: Финансы и статистика, 1990. – 320 с. 3. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: «Горячая линия». - 2004. 4. Землянов В.Б. Энергооптимальні технології аналізу та регулювання електроспоживання на тягу поїздів: Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня канд. техн. наук: 05.22.09 / Дніпропетровський держ. техн. ун-т з д. тр-та., – Дніпропетровськ, - 2000. – 20 с. 5. Франклин Д. и др. Технология ЭС военных применений: избранные примеры. – ТИИЭР. – 1988. т.76 №10. - С. 18 – 88.

Б.Г. ЛЮБАРСКИЙ, канд. техн. наук,
Д.Ю. ЗЮЗИН, канд. техн. наук,
А.В. ДЕМИДОВ,
Т.В. ГЛЕБОВА,
Е.С. РЯБОВ

УТОЧНЕННЫЙ РАСЧЕТ УГЛОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЯГОВОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПОЕЗДА

В статті розглянуто розрахунок кутової характеристики тягового синхронного двигуна для електропоїзду за результатами розрахунку магнітного поля методом скінчених елементів.

In article the computation is considered of angular description of hauling synchronous engine for the electric train as a result of computation of magnetic field by the FEM analysis.

Вектор развития пригородного подвижного состава железнодорожного транспорта направлен на концепцию распределенной тяги с электроприводом на базе бесконтактных электродвигателей (синхронные, асинхронные), модульности конструкции, повышении энергетической эффективности тягового привода. Поэтому работа, направленная на определение параметров и характеристик, такого рода тяговых двигателей, является актуальной.

На современном подвижном составе ряда зарубежных стран начато применение синхронных тяговых двигателей с возбуждением от постоянных магнитов [1...3]. Важнейшей характеристикой синхронного двигателя является зависимость электромагнитного момента от угла нагрузки – так называемая угловая характеристика. Ее характер определяет параметры системы управления и величину максимального электромагнитного момента двигателя, а, значит, и силу тяги электропоезда в целом.

Цель работы. Провести расчет и анализ угловой характеристики тягового синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов.

Для уточнения угловой характеристики тягового двигателя предлагается провести расчет угловой характеристики по результатам расчета магнитного поля с использованием метода конечных элементов в двухмерной постановке задачи в среде FEMM [4...6].

На рис. 1 представлена расчетная область тягового двигателя. Конструкция тягового двигателя – с внешним ротором. Приняты следующие граничные условия: по границе А и Б векторный магнитный потенциал равен нулю.

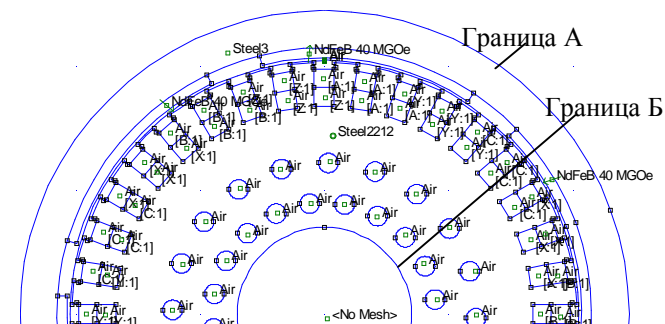


Рис. 1. Расчетная область тягового двигателя

Статор выполнен из стали 2212, ротор выполнен из стали Ст3, материал постоянного магнита – NdFeB, коэрцитивная сила 940 кА/м, остаточная индукция 0,9 Тл.

Ток фазы А равен 117 А, а токи фаз В и С равны –58,5 А. Результаты расчета магнитного поля представлены на рис. 2. Конечно-элементная сетка при расчете поля – адаптивная во всех расчетных областях, кроме воздушного зазора, где размер треугольника был выбран таким образом, чтобы количество треугольников по длине воздушного зазора было не меньше четырех. Расчет электромагнитного момента производим по результатам расчета поля методом, описанным в [4]. Для построения угловой характеристики проводим ряд расчетов магнитного поля при различном положении ротора. Ротор двигателя поворачиваем от соосного положения на угол 0...120 градусов с шагом 3 градуса. После чего производим расчет магнитного поля и определяем момента двигателя.

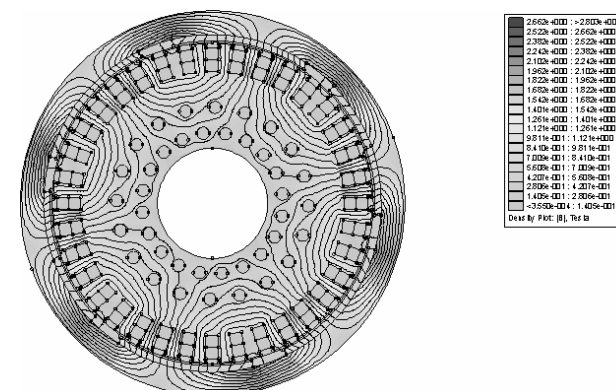


Рис. 2. Результаты расчета электромагнитного поля тягового двигателя

Проведя расчеты моментов при различном положении ротора, была получена угловая характеристика тягового двигателя, представленная на рис. 3.

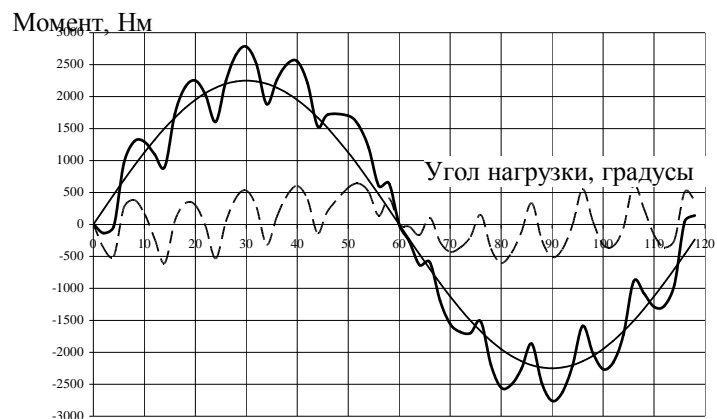


Рис. 3. Угловая характеристика тягового двигателя

Как видно из рис.3, угловая характеристика имеет вид периодической функции с двумя гармоническими составляющими. Одна с периодом 120 геометрических градусов (360 электрических градусов), другая – 10 геометрических градусов (30 электрических градусов). Первая составляющая обусловлена принципом действия синхронной машины, ее амплитуда составляет 2200 Нм, вторая – наличием зубцов статора. Амплитуда колебаний момента составляет величину 520 Нм или 23,6% от основной составляющей момента.

Вывод. Колебания момента в синхронном тяговом двигателе с возбуждением от постоянных магнитов могут достигать 23,6% от величины электромагнитного момента и их необходимо учитывать при создании системы питания и управления двигателя.

Список литературы: 1. Тяговый двигатель с возбуждением от постоянных магнитов // Железные дороги мира, 2004. – №9. С. 31-36. 2. Тяговый двигатель с возбуждением от постоянных магнитов // Железные дороги мира.– 2004.– № 9. (Т. Klockow et al. *Elektrische Bahnen*, 2003, № 3, S. 107 – 112.). 3. Непосредственный тяговый привод локомотива // Железные дороги мира – 2004 – №1. с. 24 – 31. 4. <http://femm.berlios.de> 5. P. P. *Silvester* Finite elements for electrical engineers, Cambridge University Press, 1990. 6. F. *Henrotte et al*, A new method for axisymmetric linear and nonlinear problems IEEE Transactions on Magnetics, MAG-29(2):1352-1355, March 1993.

СОДЕРЖАНИЕ

Герман Э.Е., Дербунович Л.В., Белецкий С.В. Оптимизация параметров нечетких ПИД контроллеров	3
Денисенко Н.А., Рогачёв А.И. Энергосберегающее управление процессом пропарки при сушке капиллярно-пористых материалов.....	9
Дербунович Л.В., Бережная М.А., Рыжикова М.Г., Королева Я.Ю. Синтез дискретных устройств методом последовательной декомпозиции автоматных моделей	16
Дербунович Л.В., Либерг И.Г., Якубовский Д.В. Метод функционального диагностирования неисправностей микроконтроллерных устройств управления	26
Дудник А.В. Определение длительности оптимального по затратам энергии переходного процесса.....	31
Бычков И.В., Постульга С.В., Рубель О.С., Спаский В.Н. Устройство питания индуктивных датчиков обратной связи в станках с ЧПУ.....	37
Зуев А.А. Метод упаковки полей высот	44
Кондрашов С.И., Опришкина М.И. Лінеаризація оператора корекції похибок вимірювального перетворювача методом гіпербол	49
Константинова Л.В., Клименко Г.В. Аналіз вимог міжнародних стандартів ISO серії 9000	54
Кубрик Б.И., Грибская Е.А., Лавриненко О.В., Борисенко Е.А. Влияние системы регулирования топливоподачи на показатели дизель-генератора при неустановившейся нагрузке и пути его снижения.....	60
Мащенко Т. Г., Борченко Е. А. Методы контроля биоэлектрической активности различных участков мозга.....	66
Мащенко Т.Г., Черкашин А.С. Портативное электронное аускультативное устройство для первичного осмотра больных	72
Минченко Андр.А., Веприк Ю.Н., Минченко А.А. Контроль изоляции конденсаторного типа неравновесно-компенсационным методом при неполнореакторном режиме электропередачи 750 кВ.....	76
Никитина Т.Б. Робастное управление системой наведения и стабилизации вооружения легкороботизированной машины	80
Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Герасимчук Л.И., Тавровский И.И., Дербунович Л.В. Алгоритм адаптации системы управления процессом выращивания крупногабаритных скнтилляционных монокристаллов	89

<i>Удовиченко В.М.</i> Двовимірні оператори перетворень Фур'є та Хартлі на прямокутній сітці на основі методу Файлона та В-сплайну третього степеня.....	99
<i>Чуніхіна Т.В.</i> Дослідження похибки нелінійності узагальнених функціональних операторів	110
<i>Доманская Г.А.</i> Энергосберегающие технологии управления режимами работы тягового электроснабжения.....	114
<i>Любарский Б.Г., Зюзин Д.Ю., Демидов А.В., Глебова Т.В., Рябов Е.С.</i> Уточненный расчет угловой характеристики тягового синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов для электропоезда	121

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
Автоматика та приладобудування
№36

Науковий редкатор: проф. Качанов П.О.
Технічний редактор: Ярмола О.О.
Відповідальний за випуск: к.т.н. Обухова Г.Б.

Обл. вид. №
Підписано до друку . Формат 60× 84 1/16. Папір Сору Paper.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 6,7.
Облік. вид. арк. 6,3. Наклад 300 прим. 1 – й завод 1-65. Зам. №
Ціна договірна.

НТУ ”ХПІ”, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Надруковано в типографії ТОВ “Сучасний друк” на цифровому лазерно-му видавничому комплексі Rank Xerox Docutech 135 м. Харків, вул. Лермонтівська, 27, тел. (057)752-47-90