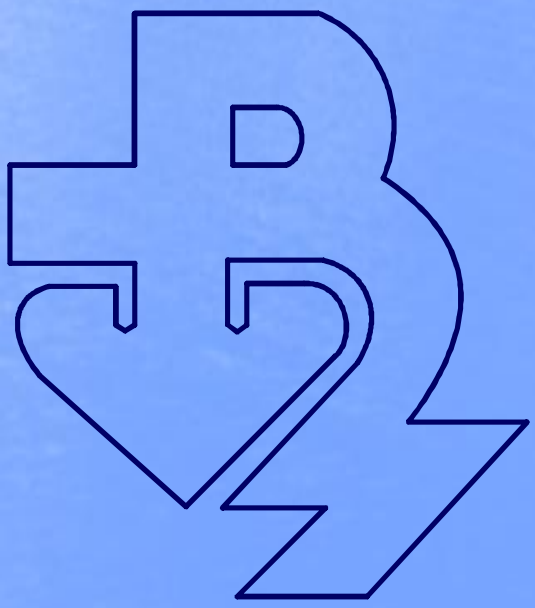
ГОДИШНИК

НА ТЕХНИЧЕСКИЯ УНИВЕРСИТЕТ

във Варна

том I



ВАРНА
2010

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

Председател: *доц. д-р инж. Слава Харизанова*

доц.д-р инж. Димитър Кънев
доц. д-р инж. Андрей Андреев
доц. д-р инж. Огнян Железов
доц. д-р инж. Кирил Георгиев
доц. д-р инж. Павлина Тотева
доц. д-р инж. Варвара Веселинова
ст. пр. Валя Мавродиева
Секретар: *маг. инж. Снежина Иванова*

Издател: Технически университет-Варна
ISSN:1311- 896X

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ВАРНА 2010

ТОМ I

Сборник доклади от юбилейна научна конференция с международно участие

Автоматика, управление и информационни технологии

по случай 40 години от създаването на катедра
“Автоматизация на производството”

гр. Варна
22-24 септември
2010г.

Изданието се осъществява по проект в рамките на научно-изследователската дейност на Технически университет - Варна, финансирана целево от държавния бюджет на Република България.

Заглавие: Годишник на Технически университет - Варна 2010, Том I: Сборник доклади от юбилейна научна конференция с международно участие “Автоматика, управление и информационни технологии” по случай 40 години от създаването на катедра “Автоматизация на производството”

Рецензенти:
доц. д-р инж. Овид Фархи
доц. д-р инж. Витан Димитров
доц. д-р инж. Емил Маринов
доц. д-р инж. Велко Наумов
доц. д-р инж. Марияна Тодорова
доц. д-р инж. Наско Атанасов
доц. д-р инж. Елена Рачева
доц. д-р инж. Недялко Николов

Под общата редакция на доц. д-р инж. Овид Фархи

Печатна база на ТУ-Варна
ISSN: 1311-896X
Тираж: 60бр.
Февруари, 2011г.

© Технически университет - Варна

Драги читатели,

Темповете на развитие на науката и техниката в наши дни дават възможност за решаване на сложни задачи с помощта на достъпни технически средства. Това улеснява процесите на изграждане, внедряване, ремонт и експлоатация на съвременни информационни системи и системи за управление, но също така поставя високи изисквания към днешните инженери. Те трябва непрестанно да актуализират своите познания с последните технологии, достъпни на пазара, едновременно с което да поддържат съответното ниво на базовата си подготовка. Катедра "Автоматизация на производството" вече 40 години помага на младите специалисти в тази нелека задача. Обучените в катедрата студенти успешно намират професионална реализация, благодарение на положените от тях усилия, съчетани с всеотдайния труд на преподавателите. Книгата, която държите в ръцете си е отражение на научните постижения на катедрения колектив към момента, както и на съвременните научни проблеми в областта на автоматиката, управлението и информационните технологии.

Овид А. Фархи
Ректор на ТУ-Варна

На снимката:
Пленарно заседание на конференцията
"Автоматика, управление и информационни технологии"
с председател доц. д-р инж. Овид Фархи.
Докладва проф. д.т.н. инж. Емил Николов

ТОМ I

СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С АЛГЕБРИЧНО LIE-ДИФЕРЕНЦИРАНЕ И АНИХИЛАТОРИ
CONTROL SYSTEMS WITH A ALGEBRAIC LIE-DIFFERENTIATION AND ANNIHILATORS
Е. Николов.....5

СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ПРИБЛИЖЕНА РАЗМЕРНОСТ НА ПРОСТРАНСТВЕНАТА РАЗПРЕДЕЛЕНОСТ
CONTROL SYSTEMS WITH A APPROXIMATED DIMENSION OF THE SPATIAL DISTRIBUTION
Е. Николов, Н. Николова.....15

СИНТЕЗ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА КОРАБЕЛЬНОГО БАЗИРОВАНИЯ ПРИ МОРСКОМ ВОЛНЕНИИ
THE SYNTHESIS OF THE AUTOMATIC LANDING SYSTEM OF SHIP BASING AIRCRAFT
А. Кабанов.....21

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ГРУППИРОВКОЙ CTD-ЗОНДОВ ВЫПОЛНЯЮЩИХ ПРОФИЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ОКЕАНСКОЙ СРЕДЫ
SYNTHESIS OF CONTROL ALGORITHM FOR CTD-PROBES THAT PERFORM PROFILE MEASUREMENTS OF THE OCEAN ENVIRONMENT
В. Альчаков.....30

МЕТОДЫ ПОЛИНОМИАЛЬНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ИССЛЕДОВАНИЯ АВТОКОЛЕБАНИЙ
METHODS OF POLYNOMIAL ANALYSIS IN PROBLEMS OF AUTO-OSCILLATIONS INVESTIGATION
А. Барабанов, Д. Старинская.....35

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ФАДДЕЕВА-ЛЕВЕРРЬЕ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ РИККАТИ В ЗАДАЧЕ ЛИНЕЙНО-КВАДРАТИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ
MODIFIED FADDEEV-LEVERRIER ALGORITHM FOR CONSTRUCTION OF THE STABILIZING SOLUTION OF RICCATI EQUATION ON THE PROBLEM OF LINEAR QUADRATIC OPTIMIZATION
А. Барабанов, А. Балабанов.....40

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЩЕСТВЕННОГО ПОЛИНОМИАЛЬНОГО АНАЛИЗА ЧАСТОТНЫХ КРИТЕРИЕВ АБСОЛЮТНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ В ЗАДАЧЕ ПОСТРОЕНИЯ АЛГОРИТМОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ
A CONSTRUCTION OF AUTOMATED ABSOLUTE STABILITY ALGORITHMS USING REAL POLYNOMIAL ANALYSIS OF FREQUENCY DOMAIN CRITERIONS
А. Барабанов, А. Лисогурский.....44

ИЗМЕРЕНИЕ РАССТОЯНИЯ ПРИ ПОМОЩИ СТЕРЕОЗРЕНИЯ
DISTANCE MEASURING USING STEREOVISION
К. Варламов, П. Светличный.....50

АСИМПТОТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА КОГНИТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
ASYMPTOTIC METHODS OF SYNTHESIS OF COGNETIVE CONTROL SYSTEM
С. Дубовик.....55

РАЗРАБОТВАНЕ НА НЕЛИНЕЕН МАТЕМАТИЧЕН МОДЕЛ НА ПРОЕКТИРАН АВТОНОМЕН БЕЗПИЛОТЕН ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ
DEVELOPMENT OF NONLINEAR MATHEMATICAL MODEL OF DESIGN RULE UNMANNED AIRCRAFT
Ст. Билидеров, М. Камбушев.....59

ИМИТАЦИОННО МОДЕЛИРАНЕ НА ТРАЕКТОРНОТО ДВИЖЕНИЕ НА ПРОЕКТИРАН АВТОНОМЕН БЕЗПИЛОТЕН ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ
SIMULATION MODELING OF TRAJECTORY DESIGN MOVEMENT RULE UNMANNED AIRCRAFT
Ст. Билидеров, М. Камбушев.....65

ВЛИЯНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПОЛИНОМИАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ПЕРВОГО ПОРЯДКА НА СВОЙСТВА АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
COEFFICIENTS OF THE POLYNOMIAL FIRST ORDER DIGITAL FILTER AND THEIR INFLUENCE ON THE AMPLITUDE-FREQUENCY CHARACTERISTIC'S PROPERTIES
В. Ситников, А. Швец, А. Сильчук.....71

БАЗОВО БАКАЛАВЪРСКО ОБУЧЕНИЕ ПО ТЕОРИЯ НА УПРАВЛЕНИЕТО
BASIC BACHELOR EDUCATION IN CONTROL THEORY
К. Ищев, Н. Атанасов, А. Ищев.....75

ПРИЛОЖЕНИЕ НА КРИТЕРИИТЕ ЗА УСТОЙЧИВОСТ ПРИ СИНТЕЗ НА МОДАЛНИ РЕГУЛАТОРИ
MODAL CONTROLLERS SYNTHESIS BASED ON USAGE OF STABILITY CRITERIONS
М. Александрова, Н. Николов, В. Димитров.....81

АДАПТИВЕН АЛГОРИТЪМ ЗА МОДАЛЕН РЕГУЛАТОР НА СЪСТОЯНИЕТО СЪС СПИРАНЕ НА РЕКУРЕНТНОТО ОЦЕНЯВАНЕ
ADAPTIVE ALGORITHM FOR MODAL STATE CONTROLLER WITH SUSPENSION RECURRENT ESTIMATION
Н. Николов, М. Александрова, В. Димитров.....86

ПАРАМЕТРИЧНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ДИНАМИЧНИ ОБЕКТИ ПОСРЕДСТВОМ ИЗМЕСТЕНИ ОРТОГОНАЛНИ ФУНКЦИИ НА ХААР
PARAMETER IDENTIFICATION OF DYNAMIC OBJECTS USING SHIFTED ORTHOGONAL HAAR FUNCTIONS
М. Тодорова.....92

СИНТЕЗ АНАЛИТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА
SYNTHESIS OF ANALYTICAL CONTROLLER FOR DC MOTORS
Л. Краснодубец, В. Крамарь, А.Туманов.....98

АНАЛИТИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИЙ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ И ЛОКАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ
ANALYTICAL CONSTRUCTION OF ADAPTIVE CONTROLLERS BASED ON CONCEPTS OF INVERSE PROBLEM OF DYNAMICS AND LOCAL OPTIMIZATION
Л. Краснодубец, В. Крамарь.....101

КОНСТРУИРОВАНИЕ ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ КОЛЕСНОЙ ПЛАТФОРМЫ СИСТЕМЫ ROBOTINO НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИЙ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ И ЛОКАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ
LAW'S DESIGNING OF TRACKING CONTROL OF THE SYSTEM ROBOTINO'S WHEELED PLATFORM ON THE BASIS OF DYNAMICS'S REVERSE TASKS'S CONCEPTS AND LOCAL OPTIMIZATION
Л. Краснодубец, Е. Морозова.....104

ОБОБЩЕНИЕ ЛИНЕАРИЗАЦИОННОГО МЕТОДА НА ГИБРИДНЫЕ СИСТЕМЫ
SYNTHESIS LINEARIZATION METHOD FOR HYBRID SYSTEM
Д. Токарев.....107

ОСОБЕННОСТИ РАБОЧЕГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ РАЗВИТИЯ
FEATURES OF ON-LINE TESTING OF THE COMPUTING DEVICES ON A MODERN STAGE OF DEVELOPMENT
А. Дрозд, М. Саид, М. Дрозд, Г. Дмитриев.....113

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ГЕТЕРОГЕННОГО ТИРАЖИРОВАНИЯ ДАННЫХ
FORMALIZATION OF HETEROGENEOUS DATA REPLICATION PROCESS
А. Блажко, Дж. Альсафади.....119

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ОБУЧЕНИЯ ОСНОВАМ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРОГРАММНЫХ СИСТЕМ В ВИДЕ РОЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ ИГР
METHOD OF TEACHING OF SOFTWARE SYSTEM DESIGN BY USING COMPUTER SERIOUS GAMES
А. Кунгурцев, А. Блажко, Ст. Марулин.....123

АНАЛИЗ ЗАПРОСОВ К БАЗЕ ДАННЫХ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЕЙ-КАНДИДАТОВ НА СОЗДАНИЕ КЛАСТЕРНОГО ИНДЕКСА
ANALYSIS OF QUERIES TO DATABASE FOR DETERMINATION OF FIELDS-CANDIDATES FOR CREATION OF CLUSTERED INDEX
А. Кунгурцев, Св. Зиноватная, С. Мусанна, А. Манчук.....127

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕРВИСОВ В ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМАХ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ
INTELLECTUAL SYSTEM OF THE ESTIMATION QUALITY OF TELECOMMUNICATION SERVICES IN THE DECENTRALIZED DISTRIBUTED SYSTEMS OF E-LEARNING
Г. Маклаков, Г. Маклакова.....131

СПЕЦИФИКАЦИЯ IMS QTI И АНАЛИЗ ТЕСТОВЫХ ЗАДАНИЙ С КОРОТКИМ ОТВЕТОМ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕГУЛЯРНЫХ ВЫРАЖЕНИЙ
SPECIFICATION OF IMS QTI AND ANALYSIS TEST TASKS WITH A SHORT ANSWER ON THE BASIS OF THE USE OF REGULAR EXPRESSIONS
В. Давыдов, П. Фомин.....135

ОПЫТ ОБУЧЕНИЯ СТУДЕНТОВ ПО ТЕМЕ «ДРАЙВЕРЫ ЯДРА»
EXPERIENCE IN TEACHING STUDENTS ON THEME «KERNEL DRIVERS»
В. Рувинская, А. Лотоцкий, П. Беспечный.....140

АДАПТИВНАЯ КЛАСТЕРИЗАЦИЯ В ПРОСТРАНСТВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ADAPTIVE CLUSTERING IN WAVELET DOMAIN
Г. Щербакова, В. Абакумов, Св. Антощук, В. Крылов.....145

ЗАЩИТА НА ЕЛЕКТРОННИ ДОКУМЕНТИ ОТ КОПИРАНЕ И СКАНИРАНЕ
PROTECTION OF ELECTRONIC DOCUMENTS FROM COPYING AND SCANNING
Г. Върбанов, М. Митев.....151

ПРЕДСКАЗВАНЕ НА ВРЕМЕНАТА ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ НА СИМУЛАЦИОННИ ИЗЧИСЛИТЕЛНИ ЗАДАЧИ
PREDICTION OF SIMULATION TIME FOR COMPUTATIONAL TASKS
И. Пенев, А. Антонов.....156

РЕШАВАНЕ НА НЕТОЧНО ДЕФИНИРАНИ ПРОБЛЕМИ ПРИ РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА РЕСУРСИ
SOLVING VAGUELY DEFINED ASSIGNMENT PROBLEMS
M. Moškon, M. Scopchanov, O. Farhi, N. Zimic, M. Mraz.....161

ВИДЕО БАЗИРАНО МАШИННО ЗРЕНИЕ ЗА ПРОМИШЛЕН МАНИПУЛАТОР
VIDEO BASED MACHINE VISION FOR INDUSTRIAL ROBOT ARM
М. Скопчанов, Хр. Христосков, Е. Драганова, О. Фархи.....165

АДАПТИВНО НЕВРОННО БЕЗСЕНЗОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ
ADAPTIVE NEURAL SENSORLESS CONTROL OF ASINCHRONOUS ELECTRICAL DRIVE
Е. Маринов, Ж. Жеков.....169

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ РЕЖИМА НА ЕЛЕКТРОГЕНЕРИРАНЕ НА ВЕТРОЕНЕРГИЕН АГРЕГАТ С АСИНХРОННА МАШИНА С ДВОЙНО ЗАХРАНВАНЕ
POSSIBILITIES OF CONTROL OF GENERATING MODE IN WIND ENERGY CONVERSION SYSTEMS WITH DOUBLY-FED INDUCTION MACHINES
Е. Маринов, Пл. Манасиев, Цв. Тодоров.....175

МОДЕЛНО БАЗИРАНО УПРАВЛЕНИЕ В КЛИМАТИЗИРАНИ СГРАДНИ СИСТЕМИ
MODEL BASED CONTROL OF CONDITIONED BUILDING SYSTEM
Д. Цанков, Т. Йонков, Е. Йончев, М. Иванчев.....181

АВТОМАТИЗИРАНИ СИСТЕМИ ЗА ЕНЕРГИЕН МЕНИДЖМЪНТ
AUTOMATED SYSTEMS FOR ENERGY MANAGEMENT
М. Георгиев.....186

НЯКОИ ПРОБЛЕМИ И ПЕРСПЕКТИВНИ ВЪЗМОЖНОСТИ ПРИ ПРАКТИЧЕСКОТО ОБУЧЕНИЕ НА СТУДЕНТИТЕ ОТ ТЕХНИЧЕСКИТЕ УНИВЕРСИТЕТИ
SOME PROBLEMS AND PERSPECTIVES ON THE PRACTICAL TRAINING OF STUDENTS OF TECHNICAL UNIVERSITIES
П. Петров, М. Маринова, М. Тодорова, Хр. Тахрилов, В. Узунов, Ян. Славова.....189

ТОМ II

ВЛИЯНИЕ НА ГЕОМЕТРИЧНИТЕ ПАРАМЕТРИ НА ЦИЛИНДРИЧЕН ИНДУКТОР ВЪРХУ ТЕРМИЧНИЯ ПРОЦЕС НА НАГРЯВАНЕ
IMPACT OF THE GEOMETRIC PARAMETERS OF A CYLINDRICAL INDUCTOR ON THE THERMAL PROCESS
Хр. Тахрилов, Б. Димитров ……...…… 3

СЪГЛАСУВАНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СИСТЕМАТА ИНДУКТОР-ДЕТАЙЛ СЪС ЗАДАДЕН ТЕХНОЛОГИЧЕН РЕЖИМ
AN ACCORDANCE OF THE PARAMETERS OF THE SYSTEM INDUCTOR-DETAIL WITH A SET TECHNOLOGICAL REGIME
Хр. Тахрилов, Ил.Лилянова, Б. Димитров ……..…….. 9

ПРОЕКТИРАНЕ НА КОНТАКТНИ СИСТЕМИ ЗА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ АПАРАТИ С ПРИЛОЖЕНИЕ НА АЛГОРИТЪМ "ТЪРСЕНЕ С ВРЪЩАНЕ"
DESIGN OF CONTACT SYSTEMS FOR ELECTRICAL APPARATUS WITH APPLICATION OF BACKTRACKING ALGORITHM
Б. Димитров ……...…… 15

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ТЕОРИЯ НА ГРАФИТЕ В АНАЛИЗА НА КОНТАКТНИ СИСТЕМИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ АПАРАТИ
APPLICATION OF THE GRAPH THEORY IN THE ANALYSIS OF CONTACT SYSTEMS OF ELECTRICAL APPARATUS
Борислав Димитров ……...……. 21

ВЛИЯНИЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ЗАХРАНВАЩИЯ ИЗТОЧНИК ПРИ ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ НА НЕФЕРОМАГНИТНИ ДЕТАЙЛИ
INFLUENCE OF POWER SOURCE PARAMETERS FOR HEATING INDUCTION UNFERROMAGNETIC DETAILS
М. Щреблау, М. Маринова ……..…….. 26

АНАЛИЗ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ ПРОЦЕСИ В ДИСКРЕТЕН РЕГУЛАТОР НА ПРОМЕНЛИВО НАПРЕЖЕНИЕ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВЕН ТОВАР
ANALYSIS OF ELECTRICAL PROCESSES IN A DISCRETE ALTERNATING VOLTAGE REGULATOR WITH ACTIVE-INDUCTIVE LOAD
Е. Барудов, Е. Панов, Ст. Барудов 30

ТЕНДЕНЦИИ ПРИ ИЗГРАЖДАНЕТО И РЕКОНСТРУКЦИЯТА НА ЕЛЕКТРОПРОВОДИ ЗА ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ
TRENDS IN REHABILITATION AND CONSTRUCTION OF HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINES
Ю.Рангелов ……. 36

SIMULINK БАЗИРАНА СИСТЕМА ЗА ХОРИЗОНТАЛНА СТАБИЛИЗАЦИЯ НА ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ
SIMULINK BASED SYSTEM FOR CONTROLLING STABILITY OF AN AIRCRAFT
Хр. Христосков, М. Скопчанов, Ж. Жеков, Е. Драганова 41

МЕТОД ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЦЕЛЕВИЯ ВЕКТОР ПРИ САМООБУЧЕНИЕ НА НЕВРОННИ МРЕЖИ
TARGET VECTOR ESTIMATION FOR SELF LEARNING IN NEURAL NETWORKS
М. Скопчанов, О.Фархи 46

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА ФОРМАТА НА ОБЛЪЧЕНИ С УЛТАЗВУК ОБЕКТИ ВЪРХУ СТРЪМНОСТТА НА ПЕРДНИЯ ФРОНТ НА ЕХОТО
OBJECT'S SHAPE IMPACT ON THE ATTACK OF THE ULTRASONIC ECHO
Michael Scopchanov …… 50

ИЗОБРАЗЯВАНЕ НА ПОТОК ОТ ВИДЕО ДАННИ В ПОТРЕБИТЕЛСКИ ПРОЗОРЕЦ В СРЕДА MATLAB
PREVIEW OF A VIDEO STREAM IN USER WINDOW UNDER MATLAB
М. Скопчанов, Е. Драганова …… 56

ИЗСЛЕДВАНЕ ДИНАМИЧНАТА РАБОТА НА ИЗТОЧНИЦИТЕ НА ТОК ПРИ ИЗМЕРВАНЕ ПРОВОДИМОСТ НА ТЕЧНОСТИ
RESERCH OF THE DYNAMIC CHARACTERISTICS OF THE CURRENT SOURCES USED FOR MEASURING OF THE CONDUCTIVITY OF LIQUIDS
Н. Недев …… 61

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИЗТОЧНИЦИ НА ТОК ИЗПОЛЗВАНИ ПРИ ИЗМЕРВАНЕ ПРОВОДИМОСТ НА ТЕЧНОСТИ
RESEARCH OF CURRENT SOURCES USED FOR MEASURING OF CONDUCTIVITY OF LIQUIDS
Н. Недев 67

КОНФОРМНИ ПАНЕЛНИ ФРЕНЕЛОВИ АНТЕННИ ЛЕЩИ
CONFORMAL PANEL FRESNEL- ZONE LENS ANTENNAS
Й. Урумов, Л. Камбуров, Л. Иванов 72

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА РЕЗОНАНСНАТА ЧЕСТОТА ПРИ МЕТАМАТЕРИАЛНИ СРЕДИ
DETERMINATION OF THE RESONANT FREQUENCY IN METAMATERIAL MEDIA
А. Георгиева, Р. Георгиев 78

НЯКОИ ИЗСЛЕДВАНИЯ НА МИКРОЛЕНТОВИ КЪСИ АНТЕНИ С ОБРАТНО ИЗЛЪЧВАНЕ С ПРОЦЕПНО ВЪЗБУЖДАНЕ
SOME STUDIES OF APERTURE COUPLED MICROSTRIP SHORT BACKFIRE ANTENNAS
Г.С. Киров, Г.Ц. Червенков, Д.М. Радев 83

ПРОЕКТИРАНЕ НА ДВУЧЕСТОТНИ МИКРОЛЕНТОВИ ПРЪСТЕНОВИДНИ АНТЕНИ
DESIGN OF DUAL-FREQUENCY MICROSTRIP ANNULAR-RING ANTENNAS
Г.С. Киров 89

ПРОЕКТИРАНЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПАСИВНИ ФИЛТРИ С ПОМОЩТА НА ПРОГРАМНАТА СРЕДА LABVIEW
DESIGN AND IMPLEMENTATION OF PASSIVE FILTERS USING LABVIEW
В. И. Маркова 95

МЕТОД ЗА МОДУЛНА РЕДУКЦИЯ БЕЗ ТРАДИЦИОННО ДЕЛЕНИЕ ПРИ АСИМЕТРИЧНИ КРИПТОГРАФСКИ АЛГОРИТМИ
METHOD FOR MODULAR REDUCTION WITHOUT TRIAL DIVISION FOR ASYMMETRIC CRYPTOGRAPHIC ALGORITHMS
П. Стоянов, Т.Георгиева …… 101

МЕТОДИКА ЗА ОЦЕНКА НА ADSL ЛИНИИ
METHOD FOR ADSL TELEPHONE LINES MEASURE
Р. Димова 104

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА VOIP ТРАФИК ПРИ ПАКЕТНО БАЗИРАНИТЕ МРЕЖИ
INVESTIGATE PARAMETERS OF VOIP TRAFFIC IN PACKET-BASED NETWORK
Т.Георгиева, И.Атанасов, П. Стоянов 109

АДАПТИВЕН МОДЕЛ НА КОДИРАНЕ ПРИ МОДЕЛИРАНЕ НА ГРАФИЧНИ ИЗОБРАЖЕНИЯ
ADAPTIVE MODEL FOR MODELING CODING GRAPHICS
Т.Георгиева 113

INSULATION RESISTANCE MEASUREMENT AT HIGH VOLTAGE
ИЗМЕРВАНЕ НА ИЗОЛАЦИОННО СЪПРОТИВЛЕНИЕ
ПРИ ВИСОКО НАПРЕЖЕНИЕ
В. Драганов, З. Станчев 117

РЕАЛИЗАЦИЯ НА ДИНАМИЧНА СТРУКТУРА НА ПРИЛОЖЕНИЕ В ИНТЕРАКТИВНА СРЕДА
IMPLEMENTATION OF DYNAMIC APPLICATION STRUCTURE IN A REAL TIME FRAMEWOR
С. Николов, А. Антонов 120

ДВУКРИТЕРИАЛНА ЗАДАЧА ПРИ РОБАСТНО ПРОЕКТИРАНЕ НА КОРАБА
DUAL RERSPONSE SYSTEM IN ROBUST SHIP DESIGN
П. Георгиев, Тр.Дамянлиев 126

КОНЦЕПТУАЛНОТО ПРОЕКТИРАНЕ И НАУКАТА “ТЕОРИЯ НА ПРОЕКТИРАНЕ НА КОРАБА”
CONCEPTUAL DESIGN AND THE SCIENCE “ THEORY OF SHIP DESIGN”
Тр.Дамянлиев, П. Георгиев 132

ЯКОСТЕН АНАЛИЗ НА СТОМАНЕНАТА КОНСТРУКЦИЯ НА КОЗЛОВИ КРАН
STRENGTH ANALISYS THE STEEL STRUCTURE OF GANTRY CRANE
Д.Дишев, Тр. Дамянлиев 138

ПРИБЛИЗИТЕЛНО ОЦЕНЯВАНЕ НА ТОВАРОПОДЕМНОСТТА НА ТОВАРНИТЕ КРАНОВЕ НА КОРАБИ ЗА ГЕНЕРАЛНИ ТОВАРИ
APPROXIMATELY ASSESSMENT OF THE LOADING CAPACITY OF THE SOME SHIP CARGO CRANES
Х. Хараланов 144

КОЕФИЦИЕНТ НА ИЗПОЛЗВАНЕ НА МАТЕРИАЛА ПО НАПРЕГНАТО СЪСТОЯНИЕ
COEFICIENT OF UTILIZATION OF MATERIAL IN STRESSED CONDITION
Т. Андреева – Недялкова, Хр. Трендафилов 149

OPTIMUM HYDRODYNAMIC CHARACTERISTICS EQUATIONS FOR GAWN'S SYSTEMATIC PROPELLER SERIES
УРАВНЕНИЯ ЗА ОПТИМАЛНИТЕ ХИДРОДИНАМИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ГРЕБНИТЕ ВИНТОВЕ ОТ СИСТЕМАТИЧНАТА СЕРИЯ НА ГООН
Ст. Кюлевчелиев 155

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТТА ЗА ПАРАЛЕЛНО ЗАДВИЖВАНЕ НА ОСНОВНОТО И ДОПЪЛНИТЕЛНОТО КОРМИЛО НА ЕДНОВИНТОВ КОРАБ ПРИ МАНЕВРИРАНЕ
INVESTIGATION OF THE POSSIBILITY FOR SIMULTANEOUS DEFLECTION OF A BASIC AND AN ADDITIONAL RUDDER FOR A SINGLE-SCREW SHIP
Н. Петров, И. Иванов, С. Иванов 161

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРИЛОЖИМОСТТА НА CFD В ДИНАМИКАТА НА ФЛУИДИТЕ НА ОСНОВАТА НА АНАЛИЗ НА ОБТИЧАНЕТО НА ТЕСТОВО ТЯЛО
THE STUDY OF THE APPLICABILITY OF CFD IN FLUID DYNAMICS ON THE BASE OF BENCHMARK CASE CHARACTERISTICS
М. Ст.Лефтерова, Е. Л.Лефтеров 166

STUDY OF THE MICROSTRUCTURE AND PROPERTIES OF SURFACE COATING FORMED BY PLASMA SPRAYING
ИЗСЛЕДВАНЕ НА МИКРОСТРУКТУРАТА И СВОЙСТВАТА НА ПОВЪРХНОСТЕН СЛОЙ, ФОРМИРАН ЧРЕЗ ПЛАЗМЕНО НАПЛАСТЯВАНЕ
Хр. Скулев, Ал. Рафаилов 172

ЕКОЛОГИЧЕН МОНИТОРИНГ НА ПРИТОК ОТ ОВРАЖНО- РЕЧНАТА МРЕЖА НА ГР. ВАРНА
ENVIRONMENTAL MONITORING OF AFFLUENT OF VARNA TOWN DRAIN- RIVER NETWORK
А. Симеонова 182

ЕКОЛОГИЧНИ АСПЕКТИ, СВЪРЗАНИ С УСТОЙЧИВОТО ИЗПОЛЗВАНЕ НА ЧЕРНО МОРЕ В КОНТЕКСТА НА ЕВРОПЕЙСКАТА ПОЛИТИКА ЗА ОПАЗВАНЕ НА ВОДНИТЕ РЕСУРСИ
ECOLOGICAL ASPECTS RELATED TO THE BLACK SEA SUSTAINABLE UTILIZATION IN THE CONTEXT OF THE EUROPEAN WATER COSERVATION POLICY
А. Симеонова 188

ДИНАМИКА И АКУМУЛАЦИЯ НА КАДМИЙ В ГОРСКИ ЕКОСИСТЕМИ В ПРИРОДЕН ПАРК "ЗЛАТНИ ПЯСЪЦИ"
DYNAMICS AND ACCUMULATION OF CADMIUM IN FOREST ECOSYSTEMS IN GOLDEN SANDS NATURE PARK
Ж. Бекярова, Д. Динков, Я. Спасова 194

СЪДЪРЖАНИЕ НА МАКРОЕЛЕМЕНТИ (N, P, K) В ЛИСТАТА НА ШИРОКОЛИСТНИ ДЪРВЕСНИ ВИДОВЕ В РАЙОНА НА ПРОМИШЛЕНА ЗОНА"ДЕВНЯ"
CONTENT OF MACROELEMENTS (N, P, K) IN THE LEAVES OF DECIDUOUS TREE SPECIES IN THE REGION OF THE DEVNYA INDUSTRIAL ZONE
Ж. Бекярова, Д. Динков, Я. Спасова 199

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАДИАЦИОННИЯ СТАТУС НА ГОРСКАТА ЕКОСИСТЕМА В БИОСФЕРЕН РЕЗЕРВАТ "КАМЧИЯ"
STUDY OF THE RADIATION STATUS OF THE FOREST ECOSYSTEM IN THE BIOSPHERE RESERVE "KAMCHIA"
Я. Спасова, Д. Динков, Ж. Бекярова 204

ТЕОРЕМА НА ХАН-БАНАХ ЗА ПОЛУНОРМИРАНИ ПРОСТРАНСТВА
THE HAHN-BANACH THEOREM FOR SEMI-NORMED SPACES
Д. К.Неделчева ……..……..…….. 209

СТРАТЕГИЧЕСКИ ПРИОРИТЕТИ НА МОДЕРНИЗАЦИЯТА НА ПЕНСИОННО-ОСИГУРИТЕЛНАТА СИСТЕМА В РЕПУБЛИКА БЪЛГАРИЯ
THE MODERNIZATION OF THE BULGARIAN PENSION SECURITY SYSTEM - STRATEGIC PRIORITIES
Н.Николова ……..…… 215

РАЗВИТИЕ НА БИЗНЕС ОРГАНИЗАЦИИТЕ И ВРЪЗКАТА ИМ С ИНФОРМАЦИОННИТЕ СИСТЕМИ И ТЕХНОЛОГИИ
DEVELOPMENT OF THE BUSINESS ORGANIZATIONS AND THEIR RELATION TO THE INFORMATION SYSTEMS AND TECHNOLOGIES
Д. М. Павлова ……..…… 221

ИКОНОМИКА НА МЕДИИТЕ: ПРОДУКТИ, ПАЗАРИ И КОНКУРЕНЦИЯ
ECONOMICS OF THE MEDIA: PRODUCTS, MARKETS AND COMPETITION
Ал. Тодоров ……..…… 229

ИНТЕРКУЛТУРНАТА КОМУНИКАЦИЯ –СЪСТАВНА ЧАСТ НА ОБРАЗОВАТЕЛНИЯ ПРОЦЕС
INTERCULTURAL COMMUNICATION – ESSENTIAL COMPONENT OF THE PROCESS OF EDUCATION
В. К.-Мавродиева, М. Златева 235

ПРЕВОДЪТ КАТО ПРЕДАВАНЕ И ПРИЕМАНЕ НА ПОСЛАНИЕТО СПОРЕД СЪОТВЕТНИЯ ДИСКУРС
TRANSLATION AS MESSAGE TRANSFERENCE AND ACCEPTANCE ACCORDING TO THE RELEVANT DISCOURSE
В. К.-Мавродиева 239

ТЯЛОТО В ХИПЕРМОДЕРНИТЕ ВРЕМЕНА
THE BODY IN THE HYPERMODERN TIMES
Л. Попова ……..…… 245

СЪБИТИЯ

ИЗЛОЖБА "МАГИЯ НА ФАНТАЗИЯТА" – ВЪЗПОМЕНАНИЕ ЗА СТЕФАН ЛЕФТЕРОВ
EXHIBITION "MAGIC OF FANTAZY" – MEMORIAM OF STEFAN LEFTEROV
Ц. Ковачева, О. Жеков ……..……..…… 252

ТОМ III

1. НАУЧНОИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ ПРОЕКТИ

СИСТЕМИ ЗА ГЕНЕРИРАНЕ НА ХИМИЧЕСКИ АКТИВНИ КОМПОНЕНТИ В ГАЗОВА СРЕДА С ПОВИШЕНО НАЛЯГАНЕ
SYSTEMS FOR GENERATION OF CHEMICHALLY ACTIVE COMPONENTS IN GAS MEDIUM WITH INCREASED PRESSURE
Стефан Барудов, Емил Барудов, Милена Иванова, Росица Димитрова, Мартин Стоянов 5

РАЗРАБОТВАНЕ НА СТЕНД ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА УЛИЧНО ОСВЕТЛЕНИЕ
DEVELOPMENT OF LABORATORY EQUIPMENT FOR RESEARCHES IN STREET LIGHTING TELEMANAGEMENT SYSTEMS
Димитър Матев, Румен Киров, Владимир Чиков, Валентин Гюров, Самет Исак 7

ИЗГРАЖДАНЕ НА СЪВРЕМЕННА ЛАБОРАТОРИЯ ПО „ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА”
MODERN LABORATORY ON “THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING” DEVELOPMENT
Сава Савов, Емил Панов,Илонка Лилянова, Вяра Василева, Мирослава Донева, Ивайло Неделчев, Емил Барудов 9

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ПРИЛОЖЕНИЕ НА НАНОРАЗМЕРНИ ФУНКЦИОНАЛНИ СЛОЕВЕ В ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ АПАРАТИ
INVESTIGATION OF THE POSSIBILITIES FOR APPLICATION OF NANOSIZED FUNCTIONAL LAYERS IN ELECTRICAL APPARATUS
Бохос Апраханям, Борислав Димитров, Мелине Апрахамян, Янита Славова, Майк Щреблау, Надежда Цветкова, Тодор Пенев, Александър Гайдарджиев, Ненко Раденков, Реджеб Реджеб 11

ЕЛЕКТРОННИ СИСТЕМИ ЗА ВЪЗОБНОВЯЕМИ ЕНЕРГИЙНИ ИЗТОЧНИЦИ
ELECTRONIC SYSTEMS FOR RENEWABLE ENERGY SOURCES
Венцислав Вълчев, Димитър Юдов, Димитър Ковачев, Екатерина Димитрова, Лъчезар Бекяров, Емилиан Беков, Антим Йорданов, Ангел Маринов, Пламен Янков 13

СЕГМЕНТИРАНЕ, ОПИСАНИЕ И РАЗПОЗНАВАНЕ НА ДВУМЕРНИ СИГНАЛИ
SEGMENTATION, DESCRIPTION AND RECOGNITION OF TWO-DIMENSIONAL SIGNALS
Иван Булиев, Йордан Колев, Пейчо Попов, Николай Николов, Николай Кенаров, Христиан Русев, Данаил Иванов, Радил Раденков 15

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИ УСТРОЙСТВА С МЕТАМАТЕРИАЛНИ СРЕДИ
INVESTIGATION OF MICROWAVE DEVICES WITH METAMATERIAL MEDIA
Росен Георгиев, Антония Георгиева, Стоян Цеков 17

ИЗСЛЕДВАНЕ НА СЪВРЕМЕННИ ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННИ ТЕХНОЛОГИИ ЧРЕЗ ИНТЕЛИГЕНТНА ИЗСЛЕДОВАТЕЛСКА СРЕДА
MODERN TELECOMMUNICATION TECHNOLOGIES INVESTIGATION BY INTELLIGENT RESEARCH ENVIRONMENT
Розалина Димова, Илия Атанасов, Венцеслав Драганов, Борислав Найденов, Валентина Маркова, Тодорка Георгиева, Пламен Стоянов, Васил Димитров, Георги Георгиев 19

СЪСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ В УДОВЛЕТВОРЕНОСТТА НА СТУДЕНТИТЕ ОТ ФАКУЛТЕТ „ЕЛЕКТРОНИКА”
STATE AND TENDENCIES OF THE STUDENTS SATISFACTION OF FACULTY ËLECTRONICS
Гатю Гатев, Красимира Георгиева, Ивелин Ташев 21

ТЕОРЕТИЧНА РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПРОГРАМНА ПЛАТФОРМА ЗА КОМПЮТЪРНО ПРОЕКТИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА КУРСОВЕ ЗА ДИСТАНЦИОННО ОБУЧЕНИЕ
THEORETICAL DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF THE PROGRAM PLATFORM FOR COMPUTER AIDED DESIGN AND STUDY OF COURSES FOR E-LEARNING
Елена Рачева, Митко Митев, Борис Рачев, Слава Йорданова, Анатолий Антонов, Владимир Николов, Ганка Ковачева, Гео Кунев, Павлина Владимирова, Гинка Маринова, Димитър Димитров, Димитър Георгиев, Симеон Желев, Димитър Маринов, Тихомир Георгиев
.....23

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА АНАЛИЗ И СИНТЕЗ НА СЛОЖНИ СИСТЕМИ С ПРИЛОЖЕНИЕ ЗА АВТОМАТИЗИРАНЕ НА ПРОИЗВОДСТВОТО НА БИОДИЗЕЛ
DEVELOPMENT AND RESEARCH OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS WITH IMPROVED REGULATING AND ENERGY PERFORMANCES
Петър Петров, Овид Фархи, Велко Наумов, Мариана Тодорова, Цоло Георгиев, Никола Николов, Диан Джибаров, Веско Узунов, Мариела Александрова, Елена Драганова, Ренгинар Рашид, Ростислав Райчев, Ангел Стоянов, Людмил Райчев, Андрей Дънков 25

УПРАВЛЕНИЕ НА ЕЛЕКТРОМЕХАНИЧНИ СИСТЕМИ ЧРЕЗ СПЕЦИАЛИЗИРАНИ КОНТРОЛЕРИ И ЦИФРОВИ СИГНАЛНИ ПРОЦЕСОРИ
CONTROL OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS USING SPECIALIZED CONTROLLERS AND DIGITAL SIGNAL PROCESSORS
Емил Маринов, Наско Атанасов, Пламен Манасиев, Янко Янев, Светлана Савова, Михаил Скопчанов, Цветомир Тодоров, Живко Жеков, Христо Христосков, Иван Баджаков, Кольо Жишев, Стефан Георгиев, Йолина Йовчева, Айсер Ахмед, Красимир Неделчев, Георги Монов 27

ИНТЕРДИСЦИПЛИНАРНИ НАУЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И ВНЕДРЯВАНЕ В УНИВЕРСИТЕТСКИ УЧЕБНИ КУРСОВЕ
INTERDISCIPLINARY RESEARCHES AND THEIR INTRODUCING INTO ACADEMIC COURSES
Надежда Рускова, Петър Антонов, Трифон Русков, Димитър Тянев, Огнян Железов, Виолета Божикова, Марияна Стоева, Христо Вълчанов, Христо Ненов, Валентина Антонова, Даниела Илиева, Росен Радков, Георги Върбанов, Лъчезар Георгиев, Венета Алексиева, Стефка Попова, Константин Капинчев, Сияна Вълчанова, Деян Стойнов 29

РЕШАВАНЕ НА ОПТИМИЗАЦИОННИ ЗАДАЧИ В ПАРАЛЕЛНИ ИЗЧИСЛИТЕЛНИ СРЕДИ И СХЕМИ ЗА ОБРАБОТКА НА СМЕСЕНА ИНФОРМАЦИЯ
SOLVING OPTIMIZATION PROBLEMS IN PARALLEL COMPUTING ENVIRONMENTS AND SCHEMES FOR TREATMENT OF MIXED DATA
Сава Иванов, Васил Смърков, Милена Карова, Цветан Таслаков, Юлка Петкова, Ганка Ковачева, Бойка Градинарова, Жейно Жейнов, Милен Ангелов, Ивайло Пенев, Мая Тодорова, Антоанета Иванова, Сузан Четинова, Георги Цанков, Радослав Младенов 31

ДИАГНОСТИКА НА КОРАБНИ ВАЛОПРОВОДИ
SHIP'S SHAFT LINE DIAGNOSTICS
Димитър Кънев, Христо Пировски, Севдалин Вълчев 33

РАЗРАБОТВАНЕ НА СТЕНД И МЕТОДИКА ЗА БАЛАНСИРАНЕ НА СЪСТАВНИ ЕЛАСТИЧНИ РОТОРИ
DEVELOPMENT OF A STAND AND A METHODOLOGY FOR BALANCING OF COMPOSITE ELASTIC ROTORS
Николай Минчев, Върбан Милков, Николай Куртев, Стефан Стефанов, Христо Пировски, Борислав Костов 35

ИЗСЛЕДВАНЕ СИЛОВОТО ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ НА „ДОПЪЛНИТЕЛНО КОРАБНО КОРМИЛНО УСТРОЙСТВО" С КОРАБНИЯ КОРПУС ПРИ МАНЕВРИРАНЕ НА ЗАДЕН ХОД
STUDY OF A STRENGHT INTERACTION OF ADDITIONAL SHIP STEERING DEVICE WITH SHIP HULL DURING THE MANEUVERS OF REAR MOVE
Никола Петров, Христо Трендафилов, Мъгърдич Аведисян, Свилен Иванов, Светослав Караиванов, Светлозар Нейков, Албена Крумова Бочева 37

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ТЕРМОВИЗИОННАТА ТЕХНИКА ЗА ПОДОБРЯВАНЕ НА МЕТОДИКАТА ЗА ОБСЛЕДВАНЕ ЗА ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА СГРАДИ И ПРОМИШЛЕНИ СИСТЕМИ
APPLYING THERMOVISION FOR BETTERMENT OF METHODS FOR INVESTIGATION BUILDING AND INDUSTRIAL SYSTEM FOR ENERGY EFFECTIVENESS
Даниела Чаръкова, Димитър Русев, Илия Хаджидимов, Николай Христов, Атанас Атанасов, Стаменка Атанасова, Радко Радев, Владимир Димов, Захари Попов, Георги Габраков, Ирина Павлова, Денка Кънчева, Владимир Божинов, Георги Атанасов, Александър Алексиев, Кремена Калчева 39

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕКОЛОГИЧНОТО СЪСТОЯНИЕ НА ВОДНИЯ БАСЕЙН НА РЕКА КАМЧИЯ И ВЛИЯНИЕТО Й ВЪРХУ СТАТУСА НА ЧЕРНОМОРСКОТО КРАЙБРЕЖИЕ
INVESTIGATION OF RIVER KAMCHIYA ECOLOGYCAL STATUS AND ITS IMPACT OVER THE BLACK SEA COASTAL AREA
Живка Бекярова, Анна Симеонова, Живка Бекярова, Розалина Чутуркова, Даниела Тонева, Деян Динков, Нели Георгиева, Людмил Петров, Елена Кинджакова, Александра Стоянова, Тодор Моралийски, Татяна Петрова, Гергана Шалева, Таня Янкова, Мария Иванова, Елена Мъхова, Силвия Радева, Надежда Дойчева, Росица Русева 41

НОВАТА ИКОНОМИЧЕСКА СТРАТЕГИЯ НА ЕС „ЕВРОПА 2020" И ПРЕДИЗВИКАТЕЛСТВАТА ПРЕД БЪЛГАРИЯ ЗА ВПИСВАНЕ В НЕЯ
NEW ECONOMIC STRATEGY OF EU "EUROPE 2020" AND CHALLENGES FOR BULGARIA TO JOIN TO HER
Кирил Георгиев, Светлана Лесидренска, Донка Иванова, Фани Узунова, Таня Панайотова, Дарина Павлова, Недка Николова, Наталия Николова, Веселина Янкова, Мариана Мурзова 43

МЕТОДИКА И АЛГОРИТЪМ ЗА ОРГАНИЗАЦИЯ НА ТЪРСЕНЕ И СПАСЯВАНЕ НА БЕДСТВАЩИ ХОРА И КОРАБИ НА МОРЕ
DISTRESS SEAMEN AND SHIPS SEARCH AND RESCUE ORGANISATION METHODOLOGY AND ALGORITHM
Михаил Щерев, Марин Койчев, Атанас Крушев, Чавдар Орманов, Николай Петков, Божидар Събев, Иван Грозев, Милен Тодоров, Андрей Станев, Николай Беджев, Ростислав Димитров 45

ОБРАБОТКА НА ОПТИЧНИ СИГНАЛИ ПРИ ВИСОКО НИВО НА ШУМ
OPTICAL SIGNAL PROCESSING UNDER A HIGHT NOISY LEVEL
Валентин Люцканов, Александър Огойски, Владимир Войнов, Пейчо Попов, Красимира Кърджилова, Владимир Пулов, Мариела Михова, Димитър Ненов 47

ГРАДИЕНТНО СТРУКТУРИРАНИ НАНОСЛОЕВЕ ФОРМИРАНИ ОТ ХИДРОКСИАПАТИТ И ТИТАНОВ ДВУОКИС ЧРЕЗ НАПЛАСТЯВАНЕ ВЪРХУ ТИТАНОВА СПЛАВ TI-6AL-4V
GRADIENT STRUCTURED HYDROXYAPATITE AND TITANIUM DIOXIDE NANO-LAYERS FORMED BY SPRAYIN ON TITANIUM ALLOY TI-6AL-4V
Христо Скулев, Артур Балян, Тихомир Доврамаджиев 49

ИЗСЛЕДВАНЕ ПОЛУЧАВАНЕТО НА ЛЕЯРСКИ ФОРМИ ПО МЕТОДА НА КАПИЛЯРНО ФОРМОВАНЕ
INVESTIGATION OF THE PRODUCTION OF CAST MOULDS BY CAPILLARY MOULDING
Радко Радев, Николай Атанасов, Росица Иванова, Даниела Спасова, Стоянка Атанасова, Живко Ставрев, Ивайло Иванов, Светльо Николов 51

ПРОЕКТИРАНЕ И ИЗРАБОТВАНЕ НА АВТОМОБИЛ-ПРОТОТИП ЗА УЧАСТИЕ В SHELL ECO MARATHON
DESIGN AND CONSTRUCTION OF CAR-PROTOTYPE FOR PARTICIPATION IN SHELL ECO MARATHON
Ангел Димитров, Росен Христов, Красимир Богданов, Недьо Недев, Борис Стоянов, Николай Динков, Добрин Добрев, Александър Георгиев, Георги Чекелов, Станимир Чанов, Даниел Викторов, Станимир Велинов, Кънчо Христов, Евгени Митев, Красен Кръстев 53

СИСТЕМА ЗА ИНДИЦИРАНЕ НА ДВИГАТЕЛИ
ENGINES INDICATION SYSTEM
Здравко Иванов, Веселин Михайлов, Антон Колев 55

РАЗРАБОТВАНЕ НА ЛАБОРАТОРНИ УСТАНОВКИ ЗА МОДЕЛИРАНЕ И КОНТРОЛ НА ФИЗИЧНИ ПРОЦЕСИ
DEVELOPMENT OF A LABORATORY EQUIPMENTS FOR MOUUDLINNG AND CONTROL OF PHISICAL PROCESSES
Евстати Лефтеров, Павлина Тотева, Анелия Димитрова, Гълъбина Йосифова, Васил Диков 57

ИЗСЛЕДВАНЕ И ОПТИМИЗИРАНЕ ПАРАМЕТРИТЕ НА СЪОРЪЖЕНИЯ И ТЕХНОЛОГИИ, КОИТО СЕ ПРИЛАГАТ В ЗЕМЕДЕЛСКАТА ПРАКТИКА
INVESTIGATION AND OPTIMIZATION THE PARAMETERS OF THE DEVICES AND TECHNOLOGIES APPLIED IN AGRICULTURE
Радко Михайлов, Владимир, Красимира Загорова, Светлозар Захариев, Димитър Димитров, Свилен Стоянов, Светлана Паскалева, Дамянка Томанова, Атанаска Боева, Славчо Стоянов, Иван Ангелов, Ивайло Михайлов, Гергана Георгиева, Венелин Валентинов, Димитър Георгиев, Иван Божков, Стелиян Райчев 59

ПОРТФОЛИО – УЧЕБНИ МАТЕРИАЛИ ПО АНГЛИЙСКИ ЕЗИК ЗА СПЕЦИАЛНОСТ „КММ” (В ПОМОЩ НА СТУДЕНТИТЕ И ПРЕПОДАВАТЕЛИТЕ)
PORTFOLIO – ENGLISH LANGUAGE TEACHING MATERIALS FOR MARINE ENGINEERING
Всеволод Иванов, Виолета Карастатева, Ивелина Макриева, Мариана Кръстева 61

МОДЕЛИРАНЕ НА ДИСКРЕТНИ И НЕПРЕКЪСНАТИ МАТЕМАТИЧЕСКИ СТРУКТУРИ
MODELLING OF DISCRETE AND CONTINUOUS MATHEMATICAL STRUCTURES
Сребра Благоева, Иван Гинчев, Румен Маринов, Недка Пулова, Мелине Апрахамян, Златка Матева, Анна Николова 63

КРАЙНИ ПРОСТИ ГРУПИ, ОПТИМИЗАЦИЯ, НЕГЛАДЪК И ФУНКЦИОНАЛЕН АНАЛИЗ, КОМПЮТЪРНО МОДЕЛИРАНЕ
FINITE SIMPLE GROUPS, NONSMOOTH ANALYSIS AND NONSMOOTH OPTIMIZATION
Цанко Генчев, Всеволод Иванов, Еленка Генчева, Георги Александров, Диана Неделчева 65

2. НАУЧНОИЗСЛЕДОВАТЕЛСКИ ПРОЕКТИ В ПОМОЩ НА ДОКТОРАНТИ

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЛИЯНИЕТО НА ПРИСЪЕДИНЯВАНИТЕ ВЕТРОПАРКОВЕ ВЪРХУ ЕНЕРГИЙНАТА СИСТЕМА
INVESTIGATION OF WIND PARK INFLUENCE TO POWER SYSTEM
Николай Джагаров, Стефан Филчев, Юлия Джагарова, Константин Кузманов 67

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МИКРОЛЕНТОВИ КЪСИ АНТЕНИ С ОБРАТНО ИЗЛЪЧВАНЕ
STUDY OF MICROSTRIP SHORT BACKFIRE ANTENNAS
Георги Киров, Георги Червенков 69

РЕАЛИЗИРАНЕ, ЕКСПЕРИМЕНТИ И УСЪВЪРШЕНСТВАНЕ НА ИНОВАТИВНА СИСТЕМА ЗА ТОПЛО И ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЯ НА БАЗА НА БИОМАСА
REALIZATION, EXPERIMENTATION AND OPTIMIZATION OF AN INNOVATIVE SYSTEM FOR COMBINED HEAT AND POWER BASED ON BIOMASS FUEL
Венцислав Вълчев, Ангел Маринов 71

ХИБРИДНО МАШИННО ЗРЕНИЕ ЗА МОБИЛНИ РОБОТИ С ГРУПОВ ИНТЕЛЕКТ
HYBRID MACHINE VISION FOR COLLECTIVE MOBILE ROBOTS
Овид Фархи, Елена Драганова, Михаил Скопчанов, Христо Христосков, Владимир Вълчев, Иван Иванов, Николай Господинов, Дамян Янакиев, Ангел Руснаков, Айхан Мехмед 73

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРОЦЕСА НА ПОЛУЧАВАНЕ НА БИОГАЗ
STUDY OF BIOGAS PRODUCTION PROCESS
Марин Койчев, Радостина Христова 75

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА СЕЗОННИЯ ФАКТОР ВЪРХУ ПРЕВОЗА НА ТОВАРИ ПО РЕКА ДУНАВ
STUDYING THE EFFECT OF THE SEASONAL FACTOR ON THE TRANSPORTATION OF CARGO ALONG THE DANUBE RIVER
Марин Койчев, Цветелина Цветанова 77

РАЗРАБОТВАНЕ НА ИНФОРМАЦИОНЕН МОДЕЛ ЗА УСТОЙЧИВО РАЗВИТИЕ НА ИНДУСТРИАЛНИ ЗОНИ В РБЪЛГАРИЯ
DEVELOPMENT OF INFORMATSIONEN MODEL FOR SUSTAINABLE DEVELOPMENT OF INDUSTRIAL ZONES IN BULGARIA
Христо Крачунов, Илиана Недева 79

РАЗРАБОТВАНЕ НА ИНФОРМАЦИОНЕН МОДЕЛ НА КОНСУЛТИРАЩА СИСТЕМА ЗА МОНИТОРИНГ И УСТОЙЧИВО РАЗВИТИЕ НА ИЗВЪНГРАДСКИ ТЕРИТОРИИ В РБЪЛГАРИЯ
DEVELOPMENT OF INFORMATION MODEL OF CONSULTATION SYSTEM FOR MONITORING AND SUSTAINABLE DEVELOPMENT OF RURAL AREAS IN BULGARIA
Христо Крачунов, Наталия Господинова 81

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЗАЩИТНО ДЕКОРАТИВНИ ПОКРИТИЯ ПОЛУЧЕНИ ЧРЕЗ ЕЛЕКТРОГАЛВАНИКА ВЪРХУ ЗЪБНИ ИМПЛАНТИ
INVESTIGATION OF PROTECTIVE DECORATIVE COATINGS PRODUCED BY ELECTROPLATING ON DENTAL IMPLANTS
Христо Скулев, Тихомир Доврамаджиев 83

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ И МОДЕЛИРАНЕ НА РАЗЛИЧНИ СХЕМИ НА КАЛИБРОВАЩОТО ДОРНОВАНЕ ПРИ ИЗРАБОТВАНЕ НА БРОНЗОВИ ЛАГЕРНИ ВТУЛКИ
EXPERIMENTAL STUDY AND MODELING OF VARIOUS SCHEMES OF CALIBRATE BURNISHING IN PROCESSING UP THE BRONZE BEARING BUSHES
Димитър Георгиев, Тихомир Василев.....85

3. ДВУГОДИШНИ ИНФРАСТРУКТУРНИ ПРОЕКТИ 2009-2010г.

ФАКУЛТЕТНА ЛАБОРАТОРИЯ „ИНТЕЛИГЕНТНИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ МРЕЖИ”
FACULTY LABORATORY “SMART GRIDS”
Крум Герасимов, Йончо Каменов, Стефан Барудов, Петър Василев, Любомир Димитров, Росен Василев, Маргрета Василева, Маринела Йорданова, Юлиан Рангелов, Медиха Мехмед-Хамза, Емил Барудов, Милена Иванова 87

ФАКУЛТЕТНА ЛАБОРАТОРИЯ ЗА ПРОЕКТИРАНЕ И ТЕСТВАНЕ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНИ ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ (ASICLAB)
LABORATORY FOR DESIGN AND TEST OF SPECIALISED INTEGRATED CIRCUITS (ASICLAB)
Йордан Колев, Атанас Майналовски, Димитър Тянев, Иван Булиев, Пейчо Попов, Димитър Ковачев, Николай Николов, Николай Кенаров, Ангел Карачомаков, Христиан Русев, Данаил Иванов, Радил Раденков, Ивайло Ставрев, Ясен Стоянов 89

ФАКУЛТЕТНА ЛАБОРАТОРИЯ „МРЕЖОВИ ТЕХНОЛОГИИ И СИГУРНОСТ”
FACULTY LABORATORY „NETWORKING TECHNOLOGIES AND SECURITY”
Петър Антонов, Надежда Рускова, Петър Петров, Цоло Георгиев, Христо Вълчанов, Никола Николов, Юлка Петкова, Христо Ненов, Валентина Антонова, Росен Радков, Веско Узунов, Георги Върбанов, Деян Джибаров, Венета Алексиева, Милена Караиванова 91

ФАКУЛТЕТНА ЛАБОРАТОРИЯ ЗА НАНАСЯНЕ НА ЗАЩИТНО ДЕКОРАТИВНИ ПОКРИТИЯ, НОВИ МАТЕРИЯЛИ И НАНОСЛОЕВЕ
CREATION OF NEW APPLIED SCIENTIFIC LABORATORY FOR DEPOS ITION OF PROTECTIVE DECORATIVE COATINGS, NEW MATERIALS AND NANOLAYERS
Ангел Димитров, Христо Скулев, Радко Радев, Евстати Лефтеров, Пламен В. Братанов, Неделчо С. Иванов 93

ФАКУЛТЕТНА ЛАБОРАТОРИЯ ЗА ВНЕДРЯВАНЕ НА ИНОВАЦИИ И ПРАКТИЧЕСКО ОБУЧЕНИЕ ПО МЕХАНИЗАЦИЯ И ЕЛЕКТРИФИКАЦИЯ НА СЕЛСКОТО СТОПАНСТВО
SCIENTIFIC APPLIED LABORATORY CREATING FOR INCULCATING THE INNOVATIONS AND TRAINING ON MECHANIZATION AND ELECTRIFICATION IN AGRICULTURE
Радко Михайлов, Свилен Стоянов, Светлозар Захариев, Владимир Демирев, Красимира Загорова, Светлана Паскалева, Дамянка Томанова, Славчо Стоянов, Атанаска Боева, Милена Маринова, Иван Ангелов 95

ФАКУЛТЕТНА ЛАБОРАТОРИЯ ЗА РЯЗАНЕ И ЗАВАРЯВАНЕ НА КОРАБНИ КОНСТРУКЦИИ И МОРСКИ СЪОРЪЖЕНИЯ
LABORATORY FOR CUTTING AND WELDING OF MARINE CONSTRUCTION AND MARINE EQUIPMENT
Пламен Дичев, Тодор Коларов, Донка Нанкова, Александър Рафаилов, Ярослав Аргиров, Десислава Минчева, Анелия Димитрова, Георги Люцканов 97

КОМПЛЕКС „СТУДЕНТСКИ БИЗНЕС-ИНКУБАТОР”
COMPEX “STUDENT’S BUSINESS INCUBATOR”
Кирил Георгиев, Никола Петров, Тошко Петров, Слава Йорданова, Маринела Йорданова, Момчил Тачев, Трифон Узунтонев, Лъчезар Бекяров, Юлий Стафунски, Веселина Янкова, Мариана Мурзова, Теодора Войкова 99

Сборникът трудове се издава по проект в рамките на присъщната за Университета научноизследователска дейност, целево финансирана от държавния бюджет.

СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С АЛГЕБРИЧНО LIE-ДИФЕРЕНЦИРАНЕ И АНИХИЛАТОРИ

CONTROL SYSTEMS WITH A ALGEBRAIC LIE-DIFFERENTIATION AND ANNIHILATORS

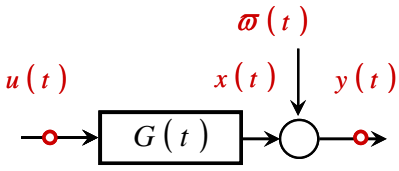
Е. Николов

Резюме: В работата се предлага алгебрична структура за оценка на параметър при числено диференциране. Целта е да се систематизира, опише и да се развие нов алгебричен подход за решаването на задачи при управлението на индустриални обекти
Ключови думи: числено алгебрично ***Lie***-диференциране, операторни трансформации, оператори за фрактално диференциране, анихилатори, управление без модел, алгебрични методи за управление.

Abstract: In this paper is proposed an algebraic structure for a parameter estimation in the numerical differentiation. The purpose is to systematize, describe and develop a new algebraic approach for solving tasks in the control of industrial plants
Keywords: Numerical Algebraic ***Lie***-differentiation, Operational Calculus, Fractional Differential Operators, Annihilators, Model-Free Control, Algebraic Methods in Control

I. ЧИСЛЕНО АЛГЕБРИЧНО ДИФЕРЕНЦИРАНЕ

Численото алгебрично диференциране [1-4] е предназначено за оценка на производната $x^{(n)}(t),(t\geq 0)$ на времеви сигнал $x(t)$ (зашумен с $\varpi(t)$), определен от изходната величина на динамична система с диференциално уравнение $G(t)$ и входна величина $u(t)$ (фиг.1).



Фиг. 1.

II. ПОЛИНОМИАЛЕН СИГНАЛ

Поставя се задачата за оценката на производната $x^{(n)}(t)$ от n-ти ред на гладък сигнал $x(t)$, определен в реален интервала $I\subset\Re_+$.

Тази постановка отчита, че сигналът $x(t)$ не е непосредствено достъпен за измерване. Той е реален зашумен с $\varpi(t)$ сигнал и реално съществува измервателен достъп до $y(t)=x(t)+\varpi(t)$. Известно е, че диференцирането на подобен реален зашумен сигнал е свързано с усилването на шума $\varpi(t)$.

Нека за момент се игнорира шумът $\varpi(t),(\varpi(t)\equiv 0)$ и се предположи, че в момента $t=0$ гладкият сигнал $x(t)$ се апроксимира адекватно с помощта на сходящ степенен ред на ***Taylor*** от вида (1).

Редът (1) еквивалентно може да се замени с разширен N-членен $(N\geq n)$ сходящ степенен ред $x_N(t)\hat{=}x(t)$ на ***Taylor***, описан с (2). Зависимостта (2) е аналитичното описание на една възможна полиномиална апроксимация на $x(t)$ с помощта на N-членен сходящ степенен ред на ***Taylor*** $x_N(t)$ (3), който удовлетворява диференциалното уравнение (4).

Laplace-трансформацията [5] на (2) е показана с (5), а трансформацията (6) на уравнението (4) с отчитане на (5) е определена с помощта на оценката $\hat{X}_N^{(N+1)}(p)$ на производната $X_N^{(N+1)}(p)$.

В (6) $X_N(p)$ (с оценка $\hat{X}_N(p)$) е образът на $x_N(t)$, а аналогично образът на сигнала $u(t)$ е означен с $\hat{U}(p)$ на фиг.2.

$$x(t)=\sum_{i\geq 0}x^{(i)}(0)\frac{t^{i}}{i!},\ (\varpi(t)\equiv 0) \tag{1}$$

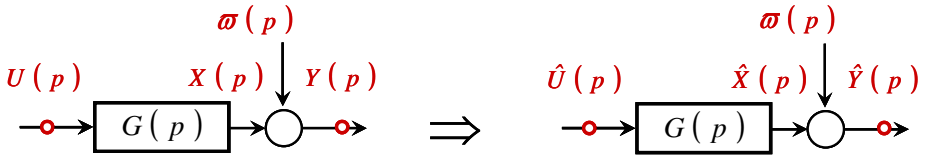
$$x_{N}(t)=\sum_{\nu=0}^{N}x^{(\nu)}(0)\frac{t^{\nu}}{\nu!}\ \hat{\cong}\ x(t),$$
$$(N\geq n,\ x_{N}(t)\in\aleph[t],t\geq 0,\boldsymbol{I}\subset\Re_{+},\varpi(t)\equiv 0) \tag{2}$$

$$x_{N}(t)=x^{(0)}(0)+x^{(1)}(0)\frac{t^{1}}{1!}+x^{(2)}(0)\frac{t^{2}}{2!}+..+x^{(n)}(0)\frac{t^{n}}{n!}+..+x^{(N)}(0)\frac{t^{N}}{N!}\ \hat{\cong}\ x(t),$$
$$(N\geq n,\ x_{N}(t)\in\aleph[t],t\geq 0,\boldsymbol{I}\subset\Re_{+},\varpi(t)\equiv 0) \tag{3}$$

$$\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}(x(t))\hat{\cong}\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}(x_{N}(t))=\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}\left(\sum_{\nu=0}^{N}x^{(\nu)}(0)\frac{t^{\nu}}{\nu!}\right)\equiv 0$$
$$\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}\left(x^{(0)}(0)+x^{(1)}(0)\frac{t^{1}}{1!}+x^{(2)}(0)\frac{t^{2}}{2!}+..+x^{(n)}(0)\frac{t^{n}}{n!}+..+x^{(N)}(0)\frac{t^{N}}{N!}\right)=0,$$
$$(N\geq n,\ x_{N}(t)\in\aleph[t],t\geq 0,\boldsymbol{I}\subset\Re_{+},\varpi(t)\equiv 0) \tag{4}$$

$$X_{N}(p)=\sum_{\nu=0}^{N}\frac{X_{0}^{(\nu)}(p)}{p^{\nu+1}},$$
$$X_{N}(p)=\frac{X_{0}^{(0)}(p)}{p^{1}}+\frac{X_{0}^{(1)}(p)}{p^{2}}+\frac{X_{0}^{(2)}(p)}{p^{3}}+..+\frac{X_{0}^{(n)}(p)}{p^{n+1}}+..+\frac{X_{0}^{(N)}(p)}{p^{N+1}},$$
$$(p=\sigma+j\omega,N\geq n,\boldsymbol{I}\subset\Re_{+},\varpi(p)\equiv 0) \tag{5}$$

$$\hat{X}_{N}^{(N+1)}(p)\hat{\cong}p^{N+1}\hat{X}_{N}(p)$$
$$p^{N+1}\hat{X}_{N}(p)\equiv p^{N}\hat{X}_{0}^{(0)}(p)+p^{N-1}\hat{X}_{0}^{(1)}(p)+..+p^{N-n}\hat{X}_{0}^{(n)}(p)+..+\hat{X}_{0}^{(N)}(p),$$
$$(p=\sigma+j\omega,N\geq n,\ x_{N}(t)\in\aleph[t],t\geq 0,\boldsymbol{I}\subset\Re_{+},\varpi(t)\equiv 0) \tag{6}$$



Фиг. 2

Основната стъпка в оценката на производната от n-ти ред $x^{(n)}(t),(t\geq 0)$ на гладък сигнал $x(t)$ е оценката на n-тата производна $x^{(n)}(0)$ при $t=0$ като резултат от измерването на $y(t)$. Нека съществува алгоритъм за решението на подобна задача. Тогава за всяко $\tau\geq 0$ е очевидно, че прилагането на този алгоритъм за ново наблюдение на сигнала $y(t)$ изразен в този случай като $y_{\tau}(t)$ (7)

$$y_{\tau}(t)=\mathcal{H}(t)y(t+\tau) \tag{7}$$

с помощта на специалната ***Heaviside***-функция $\mathcal{H}(t)$ ще изисква необходимостта от оценката на $x^{(n)}(\tau)$, което е и необходимостта от оценката на $x^{(n)}(0)$ в (6). Това е така, защото свойствата [6-8] на ***Heaviside***-функцията (8),

$$\mathcal{H}(t)*f(t)=\int_{-\infty}^{t}f'(t)dt \tag{8}$$

трансформирани еквивалентно за конкретния случай (9),

$$\mathcal{H}(t)*y(t+\tau)=\int_{-\infty}^{t}y'(\tau)d\tau \tag{9}$$

определят записа на зависимостта (7) като (10),

$$y_{\tau}(t)=\int_{-\infty}^{t}y'(\tau)d\tau,$$
$$(y(t)=x(t)+\varpi(t),\varpi(t)=0) \tag{10}$$

III. АНИХИЛАТОРИ

В (6) могат да бъдат оценени едновременно всички елементи $X_0^{(i)}(p),(i=0,1,..,N)$. Но не всички елементи $X_0^{(i)}(p),(i\neq n)$ са необходими за оценката на производната $X_0^{(n)}(p)$, защото едновременната оценка на всичките елементи $X_0^{(i)}(p),(i=0,1,..,N)$ ще доведе до по-чувствителен резултат за $X_0^{(n)}(p)$ към шума ϖ. Този недостатък е преодолян от предложения в работата подход за оценка, който разглежда като нежелателни всичките съставящи $p^{N-i}X_0^{(i)}(p),(i\neq n)$ в (6), които следва да се анулират. За целта се поставя задачата да бъде намерен линеен диференциален оператор $\mathcal{A}_p$ от вида (11), удовлетворяващ, след съответната трансформация, зависимостта (12) за множеството рационални функции ρ, определени в рационалното множество $C(p)$.

Такъв линеен диференциален оператор $\mathcal{A}_p$ (11), наречен ***анихилатор*** [1-4] за оценката $X_0^{(n)}(p)$, очевидно съществува и не е уникален. За всеки анихилатор $\mathcal{A}_p$ съответства уникално множество $\rho(p)\in C$, което удовлетворява изискването (12). Ето защо $\mathcal{A}_p$ и $\rho(p)$ са свързани.

Изложението до тук изисква еквивалентната замяна на модела на $x_N(t)$ с фактически зашумения и достъпен за измерване сигнал $y(t)=x(t)+\varpi(t)$. В този случай, с отчитането на (11), уравнението (12) се трансформира до (13). Зависимостта (13) отразява операционния оценител на $X_0^{(n)}(p)$. Следва да се изрази оценката $\hat{X}_N^{(n)}(p)$ непосредствено в областта на времето, като се отчита че ρ и ρ_ℓ са рационални предавателни функции. Нека съответстващите на $\rho(p)$ и $\rho_\ell(p)$ са импулсни преходни функции $f(t)$ и $h_\ell(t)$. Тогава, като се отчете че при ***Laplace***-трансформацията операторът d/dp съответства на умножение с $(-t)$, то съответстващия оригинал на уравнение (7) в областта на времето се изразява с (14).

Зависимостта (14) следва да се разгледа за конкретна стойност на времето t, например за $t=T$. От този момент нататък за всяка оценка, за която $T>0$ и $f(T)\neq 0$, се получава числена оценка $\hat{x}_N^{(n)}(0)$. Изследвайки я, с отчитането на (1) и (2), следват съответствията (15), (16) и още, че уравнението (14) еквивалентно може да се представи с помощта на (17)

Зависимостта (17) показва, че оценката $x^{(n)}(0)$ е свързана с два типа грешки:

- грешка от апроксимацията на сигнала с разширен степенен ред на ***Taylor***, изразена с помощта на $e_{R_N}(0)$;
- грешка от насложения шум $e_\varpi(0)$ върху полезния сигнал.

Целта е да се проектират адекватен анихилатор $\mathcal{A}_p$ и свързаната с него рационална функция ρ, чието предназначени е да минимизират грешката в оценката. Оценката $\hat{x}_N^{(n)}(0)$ варира съобразно стойността промените на T. За конкретна стойност на N, с намаляване на времето за оценка T, съществува тенденция за намаляване на $|e_{R_N}(0)|$. В същото време обаче по-голямата стойност на T ефективно филтрира шума и очевидно изборът на стойността на T е компромисен.

В работата се предлага за този случай използването на анихилатор $\mathcal{A}_p^{Lie}$ (18) в класа на ***Lie***-алгебричните диференциатори Φ_p^{Lie} от пълен ред α с помощта на който (12) се трансформира до (19), а като се отчете и зависимостта (16), то оценката на производната $\hat{Y}_0^{(n)}(p)$ на зашумения с ϖ сигнал y, следва да се извършва по (20). Обратната ***Laplace***-трансформация от комплексното пространство в пространството на времето показва съответствията (21).

$$R_N(t) = x(t) - x_N(t) \tag{15}$$

$$y(t) = x_N(t) + R_N(t) + \varpi(t) \tag{16}$$

$$\begin{gathered}\hat{x}_N^{(n)}(0) = \int_o^T h(\alpha;T)\left(x_N(\alpha) + R_N(\alpha) + \varpi(\alpha)\right)d\alpha \\ \hat{x}_N^{(n)}(0) = x^{(n)}(0) + e_{R_N}(0) + e_{\varpi}(0)\end{gathered} \tag{17}$$

$$\boldsymbol{\Phi}_p^{Lie} \equiv \boldsymbol{\mathcal{A}}_p^{Lie} \equiv \sum_{\ell=0}^{N} \rho_\ell(p)\frac{d^\ell}{dp^\ell} \equiv \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} p^{N+1}, \left(p = \sigma + j\omega;\ \rho(p) \in \boldsymbol{C}(p);\ \alpha = 0,1,2,...,N\right) \tag{18}$$

$$\begin{gathered}\boldsymbol{\Phi}_p^{Lie}\ \hat{X}_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} p^{N+1}\ \ \hat{X}_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha}\ p^{N+1} \sum_{\nu=0}^{N} \frac{X_0^{(\nu)}(p)}{p^{\nu+1}},\ \ (\alpha = 0,1,2,...,N) \\ \boldsymbol{\Phi}_p^{Lie}\ \hat{X}_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} \sum_{\nu=0}^{N} X_0^{(\nu)}(p)\, p^{N-\nu} \triangleq \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} X_0^{(n)}(p),\ \ (N-\nu = n)\end{gathered} \tag{19}$$

$$\begin{gathered}\boldsymbol{\Phi}_p^{Lie}\ \hat{Y}_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} p^{N+1}\ \ \hat{Y}_N(p) = \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} \sum_{\nu=0}^{N} Y_0^{(\nu)}(p) p^{N-\nu} \triangleq \frac{d^\alpha}{dp^\alpha} Y_0^{(n)}(p), \\ \left(\alpha = 0,\ 1,\ 2,..,n,..,N;\ \ N-\nu = n;\ \ \nu = 0,\ 1,\ 2,...,N\right)\end{gathered} \tag{20}$$

$$(d/dp) \xleftrightarrow{\alpha=1} (-t);\ \ \left(d^\alpha / d\,p^\alpha\right) \xleftrightarrow{0 \le \alpha \le N} (-t)^\alpha \tag{21}$$

$$\begin{gathered}\boldsymbol{\Phi}_\beta^{Lie}\ \hat{Y}_N(p) = p^{N+1}\ \ \hat{Y}_N(p) = \frac{d^\beta}{dp^\beta} \sum_{\nu=0}^{N} Y_0^{(\nu)}(p) p^{N-\nu} \\ \boldsymbol{\Phi}_\beta^{Lie}\ \hat{Y}_N(p) \triangleq \prod_{k=1}^{N} \left(1 + \left(\omega'_k\right)^{-1} p\right)\left(1 + \left(\omega_k\right)^{-1} p\right)^{-1} Y_0^{(n)}(p), \\ \left(n-1 < \beta < n;\ \ \beta \in \Re;\ \ \left(\omega'_k\right)^{-1} > \left(\omega_k\right)^{-1};\ N-\nu = n;\ \ \nu = 0,\ 1,\ 2,...,N\right)\end{gathered} \tag{22}$$

$$\begin{gathered}U_a \frac{d^a y}{dt^a} + \ldots + U_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + U_1 \frac{dy}{dt} + U_0\, y = V_b \frac{d^b u}{dt^b} + \ldots + V_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + V_1 \frac{du}{dt} + V_0\, u \\ U_0\, y + U_1 \frac{dy}{dt} + U_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + \ldots + U_a \frac{d^a y}{dt^a} - V_0\, u - V_1 \frac{du}{dt} - V_2 \frac{d^2 u}{dt^2} - \ldots - V_b \frac{d^b u}{dt^b} = 0\end{gathered} \tag{23}$$

$$E\left(t, y^{(0)}, y^{(1)}, y^{(2)}, ..., y^{(a)}, u^{(0)}, u^{(1)}, u^{(2)}, ..., u^{(b)}\right) = 0 \tag{24}$$

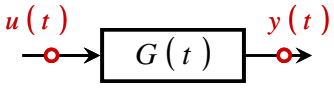
IV.ФРАКТАЛНИ АНИХИЛАТОРИ

Зависимостта (20), определяща оценката на производната $\hat{Y}_0^{(n)}(p)$, ефективно може да използва и диференциране от непълен, дробен, ред. В този случай ***фракталният Lie-алгебричен анихилатор*** $\boldsymbol{\Phi}_\beta^{Lie}$ [6-8] ще има вида (22), в който е показана и рационална апроксимация на оператора за диференциране от непълен ред β.

V. УПРАВЛЕНИЕ С АЛГЕБРИЧНИ *LIE*-ДИФЕРЕНЦИАТОРИ

Традиционният подход за управление на обекти, представени с динамичната система (фиг.3), предполага наличието на известен аналитичен модел, представен с обобщеното описание от

вида (23), или използването на съответстващи методи за структурната и/или параметричната им идентификация за проектиране на съответната система за управление.



Фиг. 3.

Подходът, предложен от ***Michel Fliess*** [1-4], се основава на това, че моделът (23) е неизвестен, динамичната системата-обект за управление (фиг.3) е непозната. Целта на ***Fliess*** -подхода не е идентификация на системата. Отчита се обаче, че има достъп за измерване на величините y и u. Този подход предполага единствено обобщен хипотетичен запис (24) на непознатия аналитичен модел на динамичната система, разглеждайки го като линейно или нелинейно крайно мерно диференциално уравнение, описващо поведението вход-изход на динамичната система.

Съществено е, че уравнение (24) е структурно и параметрически неизвестно, не се познава системата (фиг.3), не се знае нейния аналитичен модел, но се знае че във всеки един момент в реално време поведението вход-изход на системата е известно (y и u са достъпни и измерими). Това уравнение е показано само за визуализация на идеята на ***Fliess***-подхода за управление без идентификация и модел на обекта, чрез с оценка само на производната $y^{(n)}$ от n-ти ред на изходната променлива y с помощта на ***Lie***- алгебрично диференциране.

Нека за много кратък интервал от време еквивалентно да се заменя този непознат модел (24) с реално известната оценка на входно-изходно поведение (25) на системата,

$$y^{(n)} = F + \alpha u \qquad (25)$$

От (25) следват и зависимостите (26), (27)

$$u = -(F/\alpha) + (y^{(n)}/\alpha) \qquad (26)$$

$$F = y^{(n)} - \alpha u \qquad (27)$$

където:

- α не е физическа величина, променлива или константа, а е проектирана и избрана така, че да има съвпадение в размерността на величините F и αu;

- функцията F е определена с помощта на α, на известната (измерената) стойност на u и на оценка на производната $y^{(n)}$ от n-ти ред на изходната променлива y на динамичната система с помощта на ***Lie***- алгебрично диференциране;

- стойността на функцията F се отчита във всеки момент на времето за много кратък интервал, както се отчитат и стойностите на u и на $y^{(n)}$.

За случаите, когато технически системата е с r- броя изходи и m- броя входове, то аналогично на (25), (27) са валидни зависимостите (28), (29), (30).

Fliess-подходът предполага, че:

- функцията E (24), линейна или нелинейна, е гладка функция на аргументите си;

- за някакво цяло положително число $n, (0<n<a)$, е в сила зависимостта (31);

- производната $y^{(n)}$ е се оценява в индустриални условия с използване на съответния анихилатор от пълен Φ_p^{Lie} или дробен ред Φ_β^{Lie}. Тогава хипотетичната функцията E (24) може да се представи като (32), от което следва, че n-тата производна $y^{(n)}$ (или нейната оценка) на променливата y може да се представи с (33). След полагането (34), основаващо се на (33) и на (25), се достига до уравнението (35), което е напълно еквивалентно на (24). Идеята за отчитане за много кратък интервал от времето на оценката на входно-изходното поведение (25) на системата по представяния подход в:

- дискретна форма е показана с (36) и с (36) за система е с r- броя изходи и m- броя входове;

- непрекъсната форма е показана с (38) и с (39) за система е с r- броя изходи и m- броя входове;

- комплексна форма показана с (40) и с (41) за система е с r- броя изходи и m- броя входове.

Fliess-подходът е алгебричен подход за управление без идентификация и използване на модел на обекта в системата. Той се основава на оценка на производната $y^{(n)}$ от n-ти ред на регулируемата променлива y с помощта на ***Lie***-алгебрично диференциране, и се изразява с (26). При наличието на регулатор R в системата (фиг.4) и с отчитане на (36)÷(40), зависимостта (26) се изразява в дискретна, непрекъсната и комплексна форма съответно с (42), (43), (44).

Примерен вид на управлението u, използващо ***PID***-регулатор, е показано с (45).

$$\begin{aligned} y_1^{(n_1)} &= F_1 + \alpha_{1,1} u_1 + \alpha_{1,2} u_2 + ... + \alpha_{1,m} u_m \ , (\ r \neq m\ ,\ r > m\ ) \\ &. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \\ y_r^{(n_r)} &= F_m + \alpha_{m,1} u_1 + \alpha_{m,2} u_2 + ... + \alpha_{r,m} u_m \ , (\ r \neq m\ ,\ r > m\ ) \end{aligned} \tag{28}$$

$$n_j \geq 1\ ;\ j = 1, \ . \ . \ . \ , r;\ \alpha_{j,i} \in \Re\ ;\ j = 1, \ . \ . \ . \ , m \tag{29}$$

$$\begin{aligned} F_1 &= y_1^{(n_1)} - \left(\alpha_{1,1} u_1 + \alpha_{1,2} u_2 + ... + \alpha_{1,m} u_m\right), (\ r \neq m\ ,\ r > m\ ) \\ &. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \\ F_r &= y_r^{(n_r)} - \left(\alpha_{m,1} u_1 + \alpha_{m,2} u_2 + ... + \alpha_{r,m} u_m\right), (\ r \neq m\ ,\ r > m\ ) \end{aligned} \tag{30}$$

$$\partial\, E / \partial\, y^{(n)} \neq 0, \left(0 < n < a\right) \tag{31}$$

$$E\left(t, y^{(0)}, y^{(1)}, y^{(2)}, .., y^{(n-1)}, y^{(n)}, y^{(n+1)}, .., y^{(a)}, u^{(0)}, u^{(1)}, \ddot{u}^{(2)}, .., u^{(b)}\right) = 0 \tag{32}$$

$$y^{(n)} = \Re\left(t, y^{(0)}, y^{(1)}, y^{(2)}, .., y^{(n-1)}, y^{(n+1)}, ., y^{(a)}, u^{(0)}, u^{(1)}, u^{(2)}, .., u^{(b)}\right) \tag{33}$$

$$\Re = F + \alpha u \ \Rightarrow\ y^{(n)} = F + \alpha u \tag{34}$$

$$E\left(t, y^{(0)}, y^{(1)}, y^{(2)}, ..., y^{(a)}, u^{(0)}, u^{(1)}, u^{(2)}, ..., u^{(b)}\right) = 0 \tag{35}$$

$$F(k) = \left[\ y^{(n)}(k)\ \right]_{\varepsilon} - \alpha\, u(k-1) \tag{36}$$

$$F_j(k) = \left[\ y_j^{(n_j)}(k)\ \right]_{\varepsilon} - \sum_{i=1}^{m} \alpha_{j,i}\, u_i(k-1)\ ,\ (k = \kappa T_0\ ) \tag{37}$$

$$F(t) = \left[\ y^{(n)}(t)\ \right]_{\varepsilon} - \alpha\, u(t-\tau) \tag{38}$$

$$F_j(t) = \left[\ y_j^{(n_j)}(t)\ \right]_{\varepsilon} - \sum_{i=1}^{m} \alpha_{j,i}\, u_i(t-\tau) \tag{39}$$

$$F(p) = \left[\boldsymbol{\Phi}^{(n)}\, y(p)\ \right]_{\varepsilon} - \alpha\, e^{-p\tau} u(p) \tag{40}$$

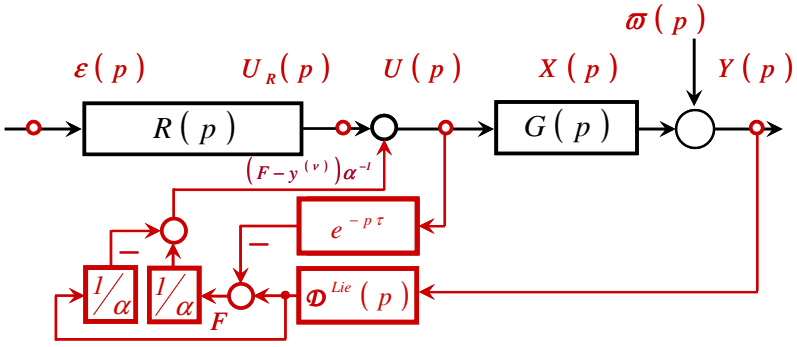
$$F_j(p) = \left[\ \boldsymbol{\Phi}^{(n_j)}\, y_j(p)\ \right]_{\varepsilon} - \alpha_{j,m}\, e^{-p\tau}\, u_m(p) \tag{41}$$

$$u(k) = -\left(F(k)/\alpha\right) + \left(y^{(n)}(k)/\alpha\right) + u_R(k) \tag{42}$$

$$u(t) = -\left(F(t)/\alpha\right) + \left(y^{(n)}(t)/\alpha\right) + u_R(t) \tag{43}$$

$$U(p) = -\left(F(p)/\alpha\right) + \left(y^{(n)}(p)/\alpha\right) + U_R(p) \tag{44}$$

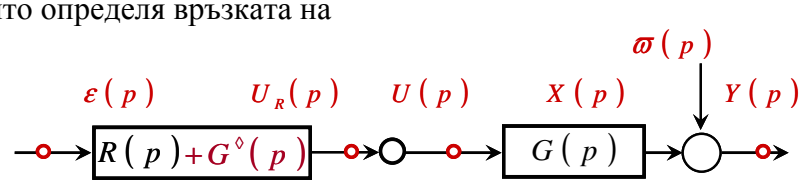
$$U(p) = -\left(F(p)/\alpha\right) + \left(y^{(n)}(p)/\alpha\right) + \left(k_P + k_I p^{-1} + k_D p\right)\varepsilon(p) \tag{45}$$



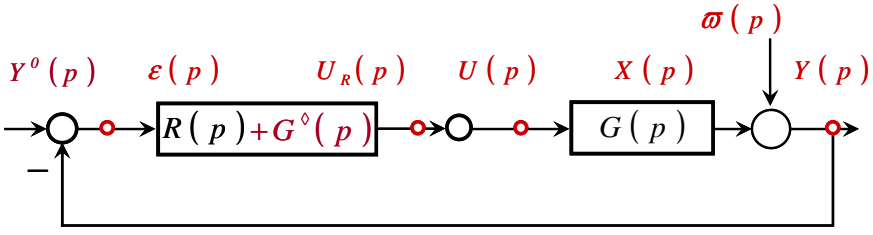
Фиг. 4.

VI. СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С АЛГЕБРИЧНИ *LIE*-ДИФЕРЕНЦИАТОРИ

С цел да бъде потърсен и анализиран физическият еквивалент на (26), се разглежда описание (46), (47) съответстващо на структурата от фиг.4. От него следва зависимостта (48) която определя връзката на управлението u и регулируемата величина y с динамична система $\hat{G}$. Алгебричното уравнение за фиг.4. е изразено чрез (49), (50). От него следва зависимостта (51), която определя връзката на управлението u и регулируемата величина y с помощта на инверсния модел $\hat{G}^{\Diamond}$ на динамичната система. Аналогията между зависимостите (48) и (51) определя физическият еквивалент на (26) като (52). С помощта на еквивалента (52) от физическата аналогия, резултатът от преобразуването на структурата (фиг.4) на отворената система за управление е показан на фиг.5. За затворената система (фиг.6), където с y^0 е означено заданието, са в сила зависимостите (53)÷(58).



Фиг. 5.



Фиг. 6.

$$U_n y^{(n)} + \ldots + U_1 y^{(1)} + U_0 y = V_0 u + V_1 u^{(1)} + \ldots + V_m u^{(m)}$$
$$\left(U_n / V_0\right) y^{(n)} = F\left(y, y^{(1)}, \ldots, u^{(1)}, \ldots\right) + u \tag{46}$$

$$u = -F\left(y, y^{(1)}, \ldots, u^{(1)}, \ldots\right) + \left(U_n / V_0\right) y^{(n)}$$
$$u = \left(-F\left(y, y^{(1)}, \ldots, u^{(1)}, \ldots, y^{-1}\right) + \left(U_n / y V_0\right) y^{(n)}\right) y \tag{47}$$

$$u(t) = \hat{\boldsymbol{g}}(t)\, y(t) \tag{48}$$

$$\left(U_n p^n + \ldots + U_2 p^2 + U_1 p + U_0\right) y(p) = \left(V_m p^m + \ldots + V_2 p^2 + V_1 p + V_0\right) u(p) \tag{49}$$

$$G(p) = y(p)/u(p) = \left(V_m p^m + \ldots + V_1 p + V_0\right)\left(U_n p^n + \ldots + U_1 p + U_0\right)^{-1}$$
$$u(p) = G^{-1}(p)\, y(p) \tag{50}$$

$$u(p) = \hat{G}^{\diamond}(p)\, y(p), \quad \left(\hat{G}^{\diamond} \equiv G^{-1}\right) \tag{51}$$

$$\left(\left(F - y^{(v)}\right)\alpha^{-1}\right) \Leftrightarrow \hat{G}^{\diamond} \tag{52}$$

$$y(p) = y_1(p) + y_2(p) \tag{53}$$

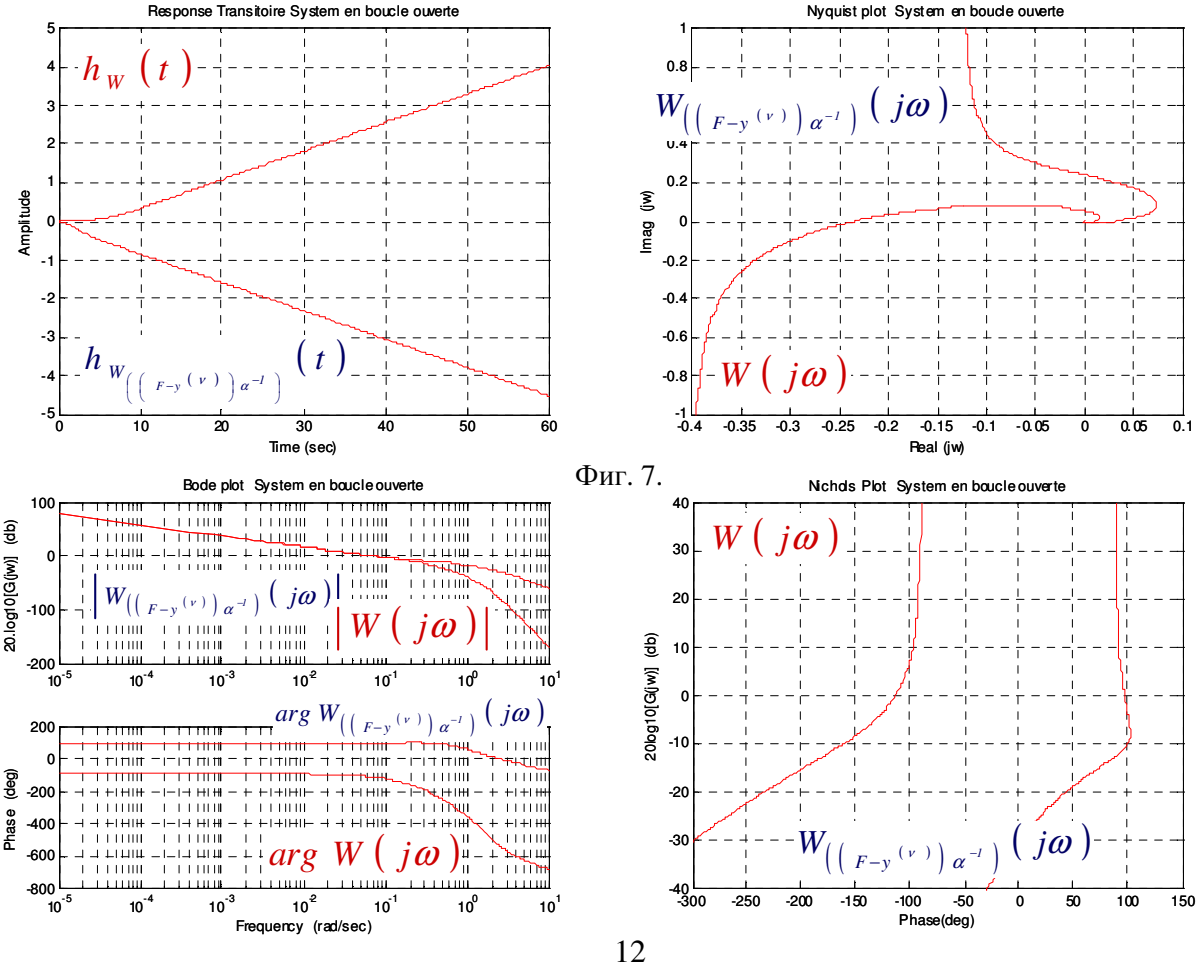
$$y_1(p) = \frac{G^{\diamond}(p) G(p)}{1 + R(p) G(p)}\, y^0(p) \tag{54}$$

$$y_2(p) = \frac{R(p) G(p)}{1 + R(p) G(p)}\, y^0(p) \tag{55}$$

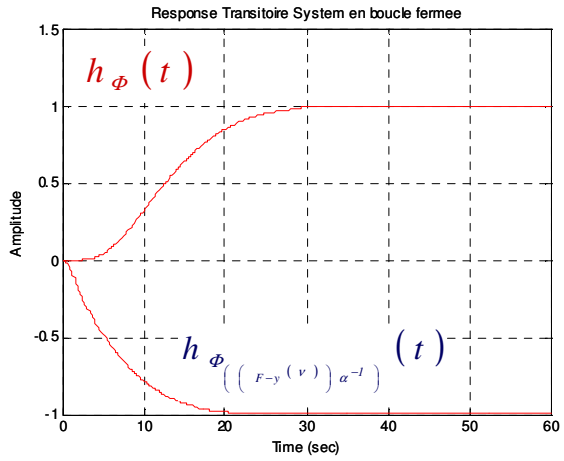
$$y(p) = \frac{G^{\diamond}(p) G(p)}{1 + R(p) G(p)}\, y^0(p) + \frac{R(p) G(p)}{1 + R(p) G(p)}\, y^0(p) \tag{56}$$

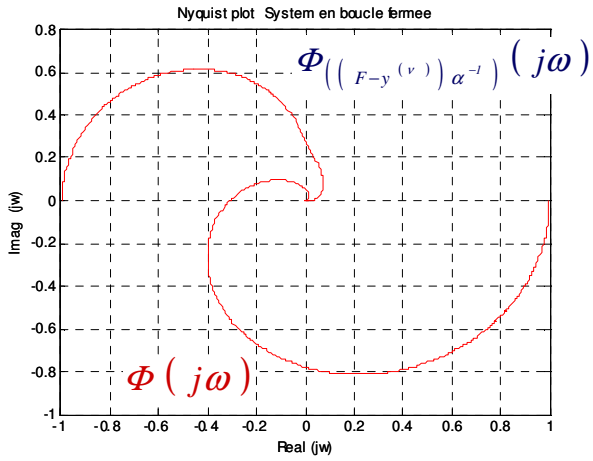
$$y(p) = \frac{1 + R(p) G(p)}{1 + R(p) G(p)}\, y^0(p) \equiv y^0(p), \quad \left(\hat{G}^{\diamond} \equiv G^{-1}\right) \tag{57}$$

$$y(p) = 1(p)\, y^0(p) \tag{58}$$

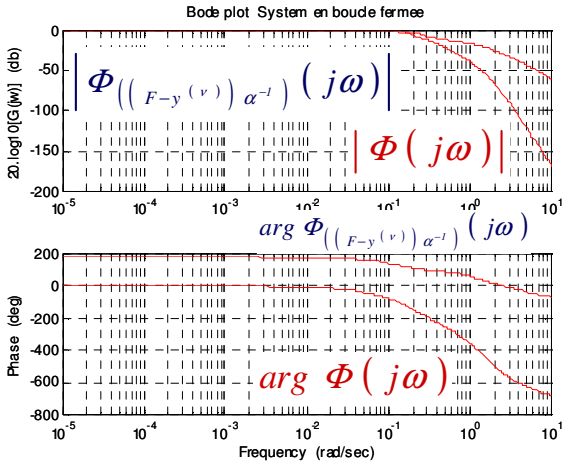


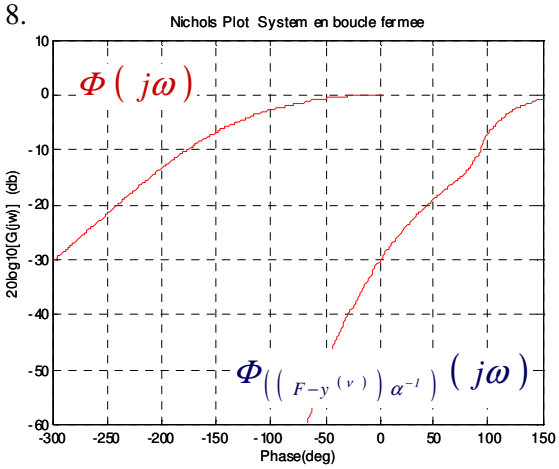
Фиг. 7.

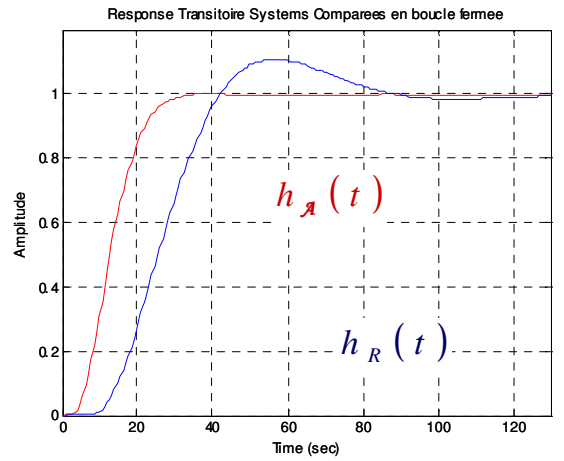

Response Transitoire System en boucle fermee
Amplitude
Time (sec)

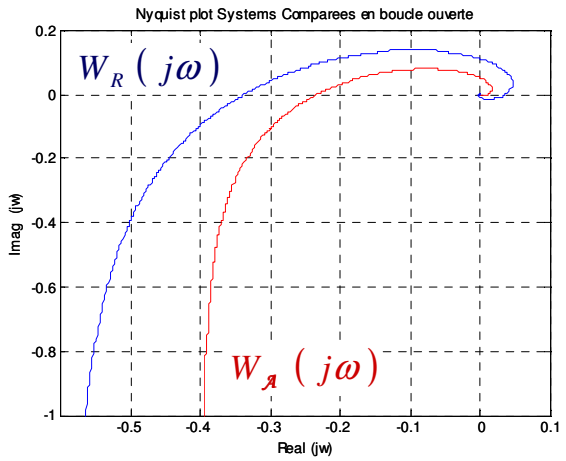

Nyquist plot System en boucle fermee
Imag (jw)
Real (jw)

Фиг. 8.

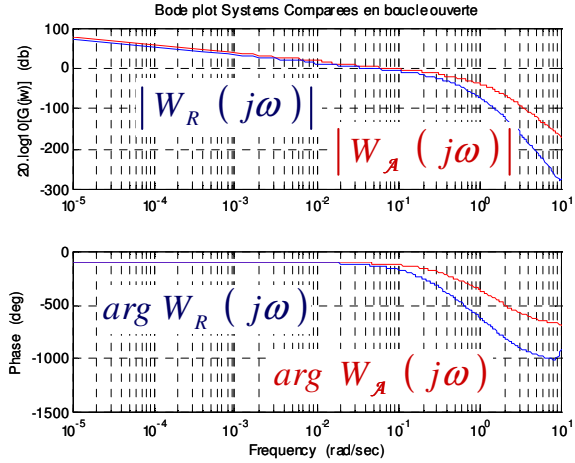

Bode plot System en boucle fermee
20.log10[G(jw)] (db)
Phase (deg)
Frequency (rad/sec)

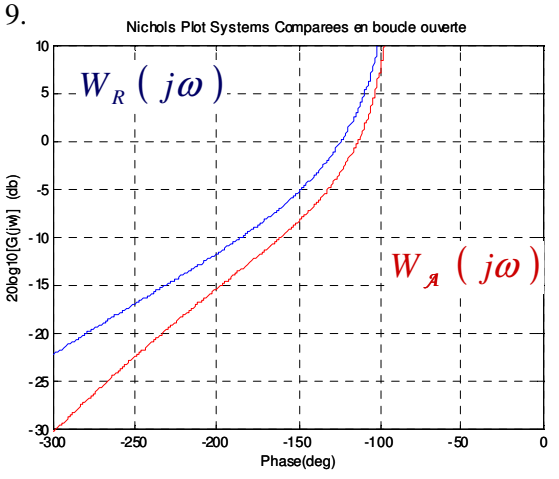

Nichols Plot System en boucle fermee
20log10[G(jw)] (db)
Phase(deg)


Response Transitoire Systems Comparees en boucle fermee
Amplitude
Time (sec)


Nyquist plot Systems Comparees en boucle ouverte
Imag (jw)
Real (jw)

Фиг. 9.


Bode plot Systems Comparees en boucle ouverte
20.log10[G(jw)] (db)
Phase (deg)
Frequency (rad/sec)


Nichols Plot Systems Comparees en boucle ouverte
20log10[G(jw)] (db)
Phase(deg)

Те са доказателство, че системите за управление с алгебрични ***Lie-***диференциатори реализират свойствата и характеристиките на системите с инверсен модел на обекта. Като потвърждение, на фиг.7 и на фиг.8, са показани резултатите от симулацията на моделите на отворената W и на затворената Φ система (фиг.5, фиг.6) с алгебричен ***Lie-***диференциатор. Визуализиран, чрез съставящата $\left(\left(F - y^{(\nu)} \right) \alpha^{-1} \right)$, е и физическият еквивалент на (26) като (52). Моделирани при едни и същи други условия и паралелно симулирани са две системи. Първата е разглежданата система с алгебричен ***Lie-***диференциатор и ***PID***-регулатор, а втората - конвенционална система с ***PID***-регулатор. Резултатите от симулациите, показани на фиг.9, потвърждават предимствата на системата с алгебричен ***Lie-***диференциатор пред конвенционалната. Те се изразяват в многократно по-големи бързодействие и запаси на устойчивостта на системите с алгебричен диференциатор.

VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новите и оригинални елементи в настоящата работа са:

- систематизираните, анализираните и доразвитите теоретични основи на един принципно нов алгебричен подход за управление на индустриални обекти, предложен от ***Michel Fliess***, основаващ се не на идентификация и моделиране на управлявания обект, а на използването на оценки на производни с помощта на ***Lie***-алгебрично диференциране и анихилатори; предложеният фракталнен ***Lie***-алгебричен анихилатор;
- аналитичното представяне и анализът на процедурата за оценка на производните за много кратък интервал от време с помощта на специалната ***Heaviside***-функция;
- подходът за аналогия при определяне на физическия еквивалент на числената оценката на производните;
- моделирането и анализа на времевите и честотни характеристики на системите за управление с алгебрични ***Lie-***диференциатори; сравнителният анализ и систематизация на предимствата на представените в настоящата работа системи с конвенционалните системи за управление.

ЛИТЕРАТУРА

1. Fliess M., Sira Ramírez H. (2004), Control via state estimations of some nonlinear systems. In: Proc. Symp. Nonlinear Control Systems (NOLCOS'04), Stuttgart, 2004

2. Fliess M., Mboup M., Mounier H., Sira-Ramírez H. (2003), Questioning some paradigms of signal processing via concrete examples. In: Sira-Ramírez,H., Silva-Navarro G. (eds.) Algebraic Methods in Flatness, Signal Processing and State Estimation. Innovation ed. Lagares, México, 2003

3. Mboup M., Join C., Fliess M. (2007), A revised look at numerical differentiation with an application to nonlinear feedback control. In: 15th Mediterranean conference on Control and automation (MED'07). Athens, Greece, 2007

4. Mboup Mamadou, Cedric Join, Michel Fliess (2009), Numerical differentiation with annihilators in noisy environment, Numerical Algorithms 50, 4 (2009) 439-467

5. Yosida K. (1984), Operational Calculus: A Theory of Hyperfunctions, Springer, 1984, 516 p.

6. Nikolov E. (2004), Special mathematical functions and fractal operators, Sofia 2004, © 2004 Ed. of Technical University Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p

7. Nikolov E. (2010), Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems), Sofia 2010, © 2010 Ed. of Technical University Sofia, 2010, ISBN 978-954-438-851-5, 375 p.

8. Nikolov E. (2004), Fractional Order Control Algorithms and Controllers, Sofia 2004, © 2004 ed. of Technical University Sofia, Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p

За контакти

Е. Николов - Технически Университет - София, ФА, АНП
e-mail: nicoloff@tu-sofia.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Овид Фархи

СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ПРИБЛИЖЕНА РАЗМЕРНОСТ НА ПРОСТРАНСТВЕНАТА РАЗПРЕДЕЛЕНОСТ

CONTROL SYSTEMS WITH A APPROXIMATED DIMENSION OF THE SPATIAL DISTRIBUTION

Е. Николов, Н. Николова

Резюме: В работата е предложена нова структура и метод за проектиране на система за управление на обекти с разпределени параметри. Разгледаната система с алгибрично диференциране и приближена размерност на пространствената разпределеност се отличава съществено от системите за управление на обекти със съсредоточени параметри, защото структурно в нея е решена задачата за съответстващ на обекта пространствени преходи на проекцията на разпределените регулируеми променливи. Решението на тази задача се основава на използването на Φ-модели и ξ-, ^{x}-филтри, включени в нейните структура и алгоритъм, благодарение на които системата е с реална възможност за управлението с желано качество на обекти с разпределени параметри. В работата за конкретен числен пример е проектирана фрактална предикторна система с приближена размерност на пространствената разпределеност за управление на плътността на транспортния трафик в автомагистрали. Моделът на системата е симулиран. Илюстрирани и анализирани са характеристиките на проектираната система.

Ключови думи: структури с пространствен преход на проекцията, предикторни системи с разпределени параметри, управление с приближена размерност

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Преобладаващият брой индустриални процеси като обекти за управление се характеризират с това, че са динамични системи с разпределени в пространството параметри със значителни инерционност и закъснение. В това отношение могат да бъдат дадени множество примери [1-6]. Управлението на такъв клас обекти с помощта на регулатори и системи с нулева размерност (системи със съсредоточени параметри), очевидно, е неефективно и с понижено качество**.** Настоящата работа си поставя за цел да предложи нова структура на система за управление на разглеждания клас обекти, която да се отличава от традиционните (класически, с нулева пространствена размерност) системи по това, че обхваща и пространствено обекта за управление. А задачите в изпълнението на целта са да се разработят метод и алгоритъм за аналитично проектиране на такава система, ефективна и в условията на априорна неопределеност (репараметризиране и/или реструктуриране в модела на обекта), в това число и при вариации на закъснението в обекта.

II. СТРУКТУРА И ПРОЕКТИРАНЕ НА СИСТЕМИ С ПРИБЛИЖЕНА РАЗМЕРНОСТ НА ПРОСТРАНСТВЕНАТА РАЗПРЕДЕЛЕНОСТ

На фиг.1 е илюстриран структурен модел на класа обекти за управление с разпределени параметри, където**:**

- разпределените в пространството x: регулируема величина, сигнално смущение на входа и репараметризиращото/реструктуриращото смущение са означени респективно с $^{TA}(x, p)$, $r(x, p)$ и с $\varsigma(x, p)$**;**
- регулиращата величина със съсредоточени параметри и нулева пространствена размерност е означена с $Q_{TA}(0, p)$**;**
- разпределената предавателна функция на обекта $G_{TA}(x, \xi, p)$ е представена със съставните функции $G_{TA\,i}(i, p)$ в съответните $i^{\text{-ти}}$ точки в пространството x на резпределеност на обекта**.**

За да бъде постигната целта и реализирани поставените задачи, в работата се

предлага нова система за управление на обекти с разпределени параметри. Нейната структурна схема (фиг.1) се отличава от тази на традиционните (класическите, с нулева пространствена размерност) системи по това, че обхваща управлявания обект в i на брой точки (определени предварително от проектанта на системата за всеки конкретен обект като брой и позиция в пространството x) и се основава на $R^{SFF}_{NE\nabla}$-*регулатор с приближена пространствена размерност на пространствената разпределеност*. Конфигурацията (фиг.1) на системата съдържа**:**

- базов $R_i\ (i=1)$ регулатор, обхващаш обекта в първата $(i=1)$ от избраните i точки в x**;**
- Φ^*_i**-***модели*, съответстващи на едномерни хипотетични затворени системи (1) за управление (със съсредоточени параметри) на номиналните модели $G^*_{TAi}, (i\geq 2)$ на обекта във вече определените $i-1$ точки в x с помощта на съставните $R_i, (i\geq 2)$-регулатори с нулева размерност на разпределеността**;**

$$\Phi^*_i = R_i\, G^*_i \left(1+R_i\, G^*_i\right)^{-1}, (i\geq 2) \qquad (1)$$

- ξ**-***филтри* D^{ξ}_i (2), реализиращи функциите на *пространствен преход на проекцията* като ξ*-функции на проекцията*, които са предназначени за постигането на *приближена размерност на пространствената разпределеност* на R_∇*-регулатора* към обекта за управление с разпределени параметри $G_{TA}(x,\xi,p)$. Входни за ξ**-***филтрите* D^{ξ}_i са реално измерваните в съответните точки i стойности на разпределената регулируема величина $TA_i(i,p)$, а изходни са трансформираните от D^{ξ}_i в скалари стойности $TA^{\xi}_i(p)$**.** В термините на теория на изображенията [1,4,5] в случая (фиг.1) е известна (реално измервана) разпределената променлива $TA_i(i,p)$ - входна за динамичната система на ξ**-***филтъра*, изходната променлива $TA^{\xi}_i(p)$ на който е съсредоточена (не пространствено разпределена) променлива. Връзката между двете променливи ($TA_i(i,p)$ и $TA^{\xi}_i(p)$) се описва с помощта на *линейния интегрален оператор* (3), където δ е функция на ***Dirac*** **,** а L е Ядрото на оператора (3) е предавателната функция $W_{\xi}(\xi,p)$, а символът $\otimes$, използван в (3), означава интегриране на двете свързани с него функции по пространствени области, които принадлежат на двете пространствени променливи - x и ξ.

- x**-***филтри* D^{x}_i (4), реализиращи функциите на *пространствен преход на проекцията* като x*-функции на проекцията*, които са предназначени за постигането на *приближена размерност на пространствената разпределеност* на R_∇*-регулатора* към обекта за управление $G_{TA}(x,\xi,p)$.

Разликите Δ_i (5) между „съсредоточените” изходни величини $TA^*_i(p)$ на моделите Φ^*_i (фиг.1) и трансформираните в скалари стойности $TA^{\xi}_i(p)$ на реално измерваната регулируема величина $TA_i(i,p)$ в съответните точки i формират входните променливи на x**-***филтрите* D^{x}_i (4) за *приближена пространствена размерност на разпределеността* на регулатора R_∇ в системата за управление към обекта за управление**.**

В термините на изображенията [1,4,5] в случая (фиг.1) е известна съсредоточена променлива $\Delta_i(p)$, която е входна променлива за динамичната система на ξ**-***филтъра*, изходната променлива на който е разпределената променлива

$$\nabla_i(0,p) \triangleq \nabla_i(p)$$

(но в точка $i=0$). Зависимостта между тези две променливи е

$$D_i^{\xi}(p) = TA_i(i,p)/TA_i^{\xi}(p) = (T_{q,i}\,p+1)(T_{r,i}\,p+1)^{-1},\ (i\geq 2) \tag{2}$$

$$TA_i^{\xi}(p) = \int_L W_{\xi}(\eta,p)\,TA_i(\eta,p)\,d\eta = W_{\xi}(\xi,p)\otimes TA_i(\xi,p),\ (W_{\xi}(\xi,p)=\delta(\xi-*)) \tag{3}$$

$$D_i^{x}(p)=\nabla_i(0,p)/\Delta_i(p) = (T_{\kappa,i}\,p+1)(T_{l,i}\,p+1)^{-1},\ (i\geq 2) \tag{4}$$

$$\Delta_i(p)=TA_i^{\xi}(p)-TA_i^{*}(p),\ (i\geq 2) \tag{5}$$

$$\nabla_i(0,p)=W_x(x,p)\,\Delta_i(p),\ (W_x(x,p)=\delta(*-x)) \tag{6}$$

$$\nabla_{\Sigma}(0,p) = \sum_i \nabla_i(0,p),\ (i\geq 2) \tag{7}$$

$$TA_{\nabla}^{0}(p) = TA^{0}(p) - \nabla_{\Sigma}(p) \tag{8}$$

$$Q_{TA}(p)=(TA_{\nabla}^{0}(p)-TA_1(p))R_1(p)$$

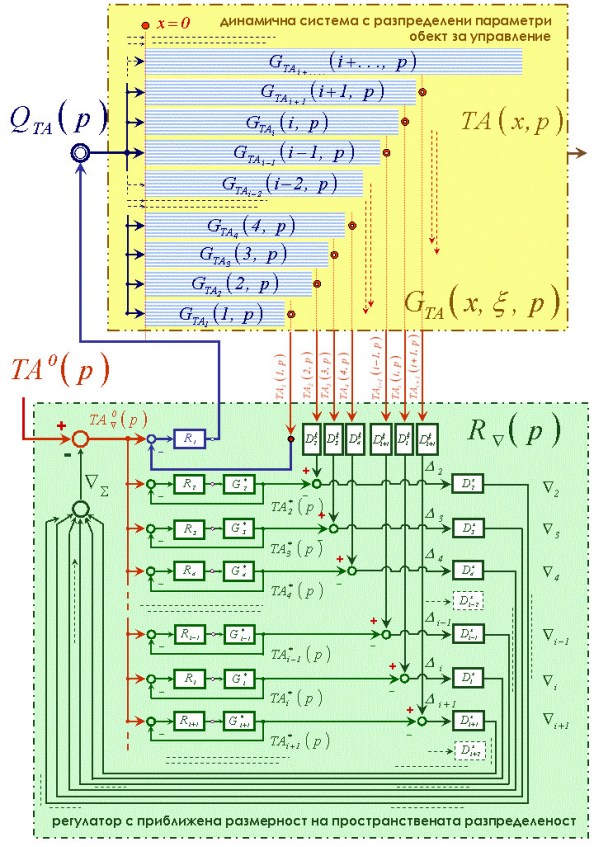
$$Q_{TA}(p)=\left(\frac{\left(TA^{0}-\sum_{l=2}^{i} D_l^{\xi}\,D_l^{x}\,TA_l\right)}{\left(1-\sum_{l=2}^{i} TA_{\nabla}^{0}\,R_l\,G_{TAl}^{*}\,(1+R_l\,G_{TAl}^{*})^{-1}\,D_l^{x}\right)}-TA_1\right)R_1(p) \tag{9}$$

линейната алгебрична зависимост в качеството на *линеен алгебричен оператор*, показан с (6).

Алгебричната сума $\nabla_{\Sigma}(0,p)$ (7) е корекцията към заданието $TA^{0}(p)$, реализираща принципа на приближената размерност на пространствената разпределеност в системата, като коригираното задание $TA_{\nabla}^{0}(p)$ се определя с (8). Сумата $\nabla_{\Sigma}(p)$ е допълнителната съставяща към заданието на системата. Тя осъществява реалната възможност за управлението на разглеждания клас обекти с желано качество във всички точки i на обхванатото от структурата на системата пространство на разпределеността на обекта. Въз основа на тази конфигурация, системата реализира *управление* Q_{TA} (9) *с приближена размерност на пространствената пространствената разпределеност,* което по своя характер е величина със съсредоточени параметри.

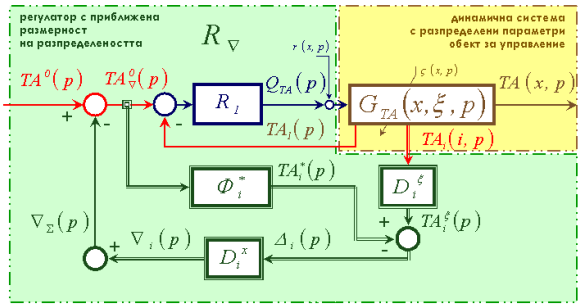
Проектирането на R_{∇}*-системата* (фиг.1) следва етапите:

- *избор на контролните точки* ($L_i, i=1,2,3,\ldots$) в пространството L_i на разпределеността, за които след като се отчете видът на основния модел на разпределената предавателна функция на обекта за управление, са конкретизирани съответстващите им номинални модели на управляваната динамична система с разпределени параметри в избраните контролни точки:



Фиг.1.а

● *аналитичен синтез на регулатора* R_1 (фиг.1) с нулева размерност на пространствената разпределеност към предварително избраната първа контролна точка към номиналния модел на обекта G_1^*, като R_1 формира управляващото въздействие Q_{TA} (съсредоточена величина) на системата. Методът и предявеният критерий за синтез на R_1 е въпрос на избор на проектанта, съобразно конкретни технологични очобености на обекта и изисквания към системата;



Фиг.1.б

● *проектиране на* Φ_i^**-моделите*, съответстващи на едномерни хипотетични затворени системи за управление (със съсредоточени параметри) на номинални модели $G_{TAi}^*,(i\geq 2)$ на разпределената регулируема величина в предварително определени от проектанта точки от пространството x на обекта с помощта на съставните $R_i,(i\geq 2)$-регулатори с нулева размерност на разпределеността, като методът и предявеният критерий за синтез на R_1 е въпрос на избор на проектанта**;**

● *проектиране на* ξ*-филтрите* D_i^ξ (2), съобразено с размера на времеконстантите $T_{q,i}$ и $T_{r,i}$ (10) на номиналните модели $G_{TAi}^*,(i\geq 2)$ в съответните контролни точки $i\geq 2$ на системата и се основава на (10)**;**

● *проектиране на* x*-филтри* D_i^x (4), съобразено с размера на времеконстантите $T_{\kappa,i}$ и $T_{1,i}$ (11) на номиналните модели $G_{TAi}^*,(i\geq 2)$ в съответните контролни точки на обекта и се осъществява по (11)**.**

$$T_{q,i}\geq\tau_i^*\;;\;T_{r,i}=\tau_i^*\cong T_{q,i}\,,\;(i\geq 2) \qquad (10)$$

$$T_{\kappa,i}\geq 10\,i\,,\,sec\;;\;T_{1,i}=\tau_i^*<<T_{\kappa,i}\,,\;(i\geq 2) \qquad (11)$$

III. АНАЛИЗ НА СВОЙСТВАТА КАЧЕСТВОТО НА СИСТЕМАТА С ПРИБЛИЖЕНА РАЗМЕРНОСТ. ЧИСЛЕН ПРИМЕР

Решен е конкретен числен пример и за анализа на резултатите от него е проектирана и моделирана R_∇*-система* (фиг.1) за управление на обект с разпределени параметри в шест контролни точки. Синтезиран е базов *ID регулатор* R_{NE1}^{SFF} с нулева размерност от непълен ред α_1 с фрактален робастен *DTC- филтър* F_{NE1} от дробен ред ζ_1 в класа [2,6] на *Smith*-предикторите. В същия клас са проектирани и $\Phi_{SFF,i}^*$*-моделите* с регулатори от непълен ред α_i с фрактални робастни *DTC- филтри* F_{NEi} от дробен ред ζ_i. Използвани са [4,5] алгоритми за синтез по критериите °*вертикален профил*° и °*адекватност на честотните характеристики в зададен диапазон*°.

Моделът на проектираната $R_\nabla\hat{=}R_{NE\nabla}^{SFF}$**-** *системата с приближена пространствена размерност на разпределеността* е симулиран.

За конкретния пример при режимно променящо се задание TA^0 към системата и смущаващо въздействие r_i, постъпващо едновременно към пет съседни контролни точки $i\div(i+4)$ от обекта, на фиг. 2 като резултати от симулацията на модела на проектираната $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-система* са показани:

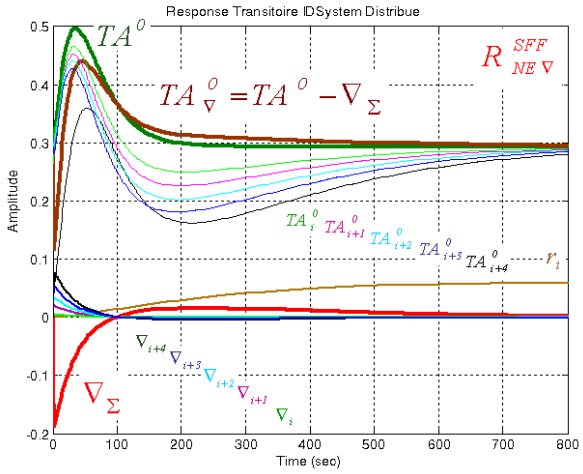
● *корекциите* $\nabla_i\div\nabla_{i+4}$, генерирани в $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-системата* адитивно с обратен знак към заданието TA^0 от $R_{NE\nabla}^{SFF}$ за фор-

миране на съответното работно задание TA_{∇}^{0} към съставящите регулатори в $R_{NE\nabla}^{SFF}$;

● *резултативните задания* $TA_{i}^{0} \div TA_{i+4}^{0}$ към базовия и съставните регулатори в $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-системата*, съответстващи на корекциите $\nabla_{i} \div \nabla_{i+4}$;

● *сумарната адитивна корекция* $\nabla_{\Sigma} = \nabla_{i} + \nabla_{i+1} + \nabla_{i+2} + \nabla_{i+3} + \nabla_{i+4}$ (7), с която $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-системата с приближена размерност на пространствената разпределеност* компенсира смущенията r_{i} с помощта на съответстващи корекции в заданието TA^{0} до TA_{∇}^{0};

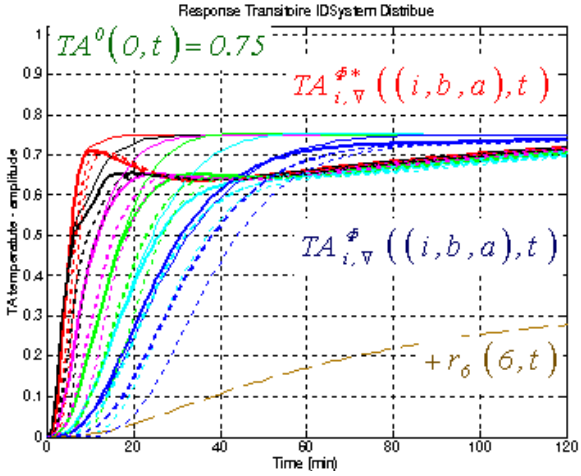
● *резултативното работно задание* TA_{∇}^{0} в резултат на сумарната адитивна корекция ∇_{Σ} към съставните регулатори на $R_{NE\nabla}^{SFF}$.



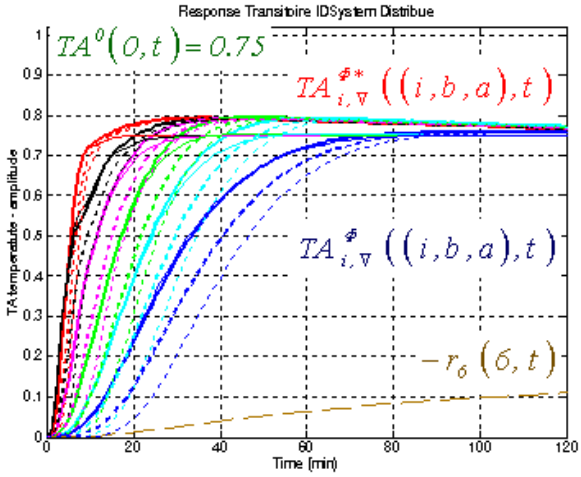
Фиг. 2.

Резултатите от симулацията на модела на проектираната $R_{NE\nabla}^{SFF}$-система са показани, както следва:

● на фиг.3, фиг.4 -*разпределените преходни характеристики* на регулираемата величина $TA_{i,\nabla}^{\Phi}$ в затворената система $\Phi_{NE,\nabla i}^{SFF}$ при скокообразно задание $TA^{0}(0,t)=0.45$ и натоварване $r_{6}(6,t)$ с положителен знак и респ. $r_{6}(6,t)$ с отрицателен знак, приложено в контролна точка $i=6$, в които $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-системата* обхваща пространствено инсталацията;

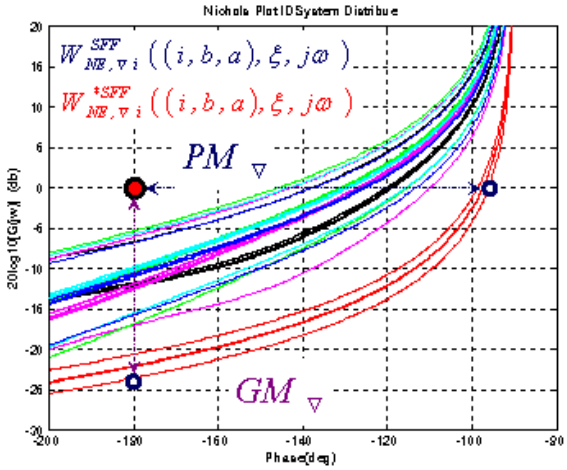


Фиг. 3.



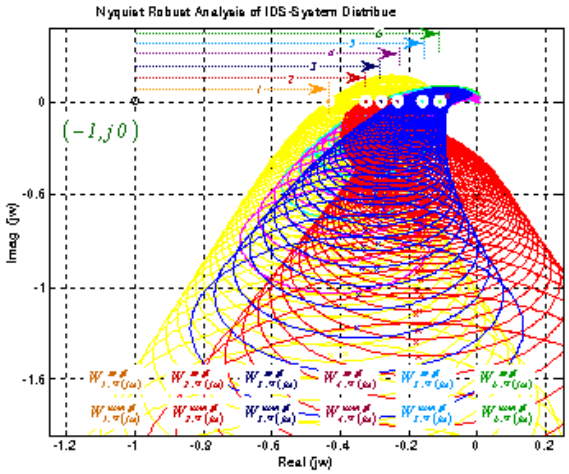
Фиг. 4.

● на фиг.5 - *разпределената честотна характеристика* на отворената система $W_{NE,\nabla i}^{SFF}$, в т.ч. и на съответстващите им номинални отворени системи;



Фиг. 5.

● на фиг.6 -резултатът от *честотния Nyquist-робастен анализ* по характеристики на отворената $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-система* $W_{NE,i}^{SFF}$ като с W_i^{nom} и с $W_i^{\blacksquare}$, респ. с $W_{\nabla i}^{nom}$ и с $W_{\nabla i}^{\blacksquare}$, са означени ходографите на съответните номинални и смутени на най-горна граница модели на отворената $R_{NE\nabla}^{SFF}$ система**.**



Фиг. 6.

Резултатите от робастния анализ доказват, че проектираната $R_{NE\nabla}^{SFF}$*-система с приближена размерност на пространствената разпределеност* удовлетворява изискванията и за робастна устойчивост, и изискванията за робастно качество**.**

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализът на резултатите от симулацията на модела на проектираната $R_{NE\nabla}^{SFF}$-система доказва, че във всички i контролни точки от пространството на разпределеността на обекта $R_{NE\nabla}^{SFF}$-системата гарантира желано качество, определено въз основа на основните *количествени оценки за качество* на управлението (стабилизацията) на регулируемата величина $TA_i(x,t)$:

- време на регулиране;
- отсъствие на пререгулиране и еднотипен апериодичен характер на процесите при смущение по задание, по натоварване и комбинирано смущение**;**
- запаси на устойчивостта;
- запаси на робастната устойчивост и на робастното качество.

Това предимство на $R_{NE\nabla}^{SFF\blacksquare}$ *- системата с приближена размерност на пространствената разпределеност* предопределя нейната ефективност и гарантира работоспособността и при управление на обекти с разпределени параметри.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Butkovskiy, A. G. (1969). Distributed control systems. © American Elsevier Publishing Company, p. 310

[2] Camacho E. F., C. Bordons (2004), Model Predictive Control, second ed., © Springer-Verlag, 2004, p. 326

[3] Dubljevic S., Christofides, P. (2006). Predictive control of parabolic PDEs with boundary control actuation, Chemical Engineering Science, 61, 6239-6248

[4] Nikolov E. (2004), Fractional Order Control Algorithms and Controllers, Sofia 2004, © 2004 ed. of Technical University Sofia, Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, p. 208

[5] Nikolov E. (2010), Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems), Sofia 2010, © 2010 Ed. of Technical University Sofia, 2010, ISBN 978-954-438-851-5, p. 375

[6] Normey-Rico J. E., E.F. Camacho (2007), Control of Dead-time Processes, © Spinger, Berlin, 2007, p. 216

За контакти

Емил Николов, Нина Николова
Технически Университет - София, ФА, АНП
e-mail: nicoloff@tu-sofia.bg , ninan@tu-sofia.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Овид Фархи

СИНТЕЗ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА КОРАБЕЛЬНОГО БАЗИРОВАНИЯ ПРИ МОРСКОМ ВОЛНЕНИИ

THE SYNTHESIS OF THE AUTOMATIC LANDING SYSTEM OF SHIP BASING AIRCRAFT

А. Кабанов

Резюме: Данная работа посвящена синтезу контуров системы автоматической посадки летательного аппарата (ЛА) с вращающимся вектором тяги (ЛАВТ) на палубу авианесущего судна в условиях волновых возмущений. Для построения контуров автоматической посадки ЛА используются дискретные методы субоптимального линейно-квадратичного синтеза. Приводятся примеры моделирования синтезированной системы.
Ключови думи: летателный аппарат, система посадки, терминальное управление, волновые возмущения, посадочный маневр

Abstract: This paper is devoted to synthesis of control path of automatic landing system of vectored-thrust aircraft on a desk of aircarrying ship in wave disturbances. For the construction of control path of the automatic landing system the discrete methods of suboptimal linear-quadratic synthesis are used. Examples of modeling of the synthesized system are made.
Keywords: aircraft, landing system, terminal control, wave disturbances, landing maneuver

I. ВВЕДЕНИЕ

Процесс управляемой посадки ЛА представляет собой пример сложной системы, функционирующей в условиях разнообразных возмущений. В полете на ЛА действуют различные возмущения, которые обычно представляются в математических моделях в виде случайных процессов. Из факторов внешней среды наиболее типичным является ветровое возмущение, которое описывается либо как случайная величина (обычно гауссовская) в случае постоянного по величине и направлению ветра, либо как стационарный гауссовский процесс с рациональной спектральной плотностью в случае флуктуационного ветра (турбулентность атмосферы). Однако основным возмущением корабельной посадки является вертикальная качка авианесущего судна, точнее его посадочной площадки (ПП).

На заключительном этапе вертикальной посадки ЛАВТ сопло маршевого двигателя развернуто в вертикальное положение и включены подъемные двигатели, обеспечивающие необходимую тяговооруженность полета на малой высоте с малой скоростью. В такой конфигурации ЛАВТ сначала тормозится до положения зависания на заданной высоте ($5-15$ м) над посадочной площадкой, а затем совершает управляемое вертикальное снижение до касания ПП с заданной скоростью ($0{,}2-1{,}2$ м/с). В связи с этим, рассматриваемый заключительный этап можно разделить на две фазы: фазу торможения до зависания над ПП и фазу вертикального наведения. В обоих фазах управление существенным образом зависит от внешних возмущений, сопутствующих процессу посадки. Здесь рассматривается наиболее существенное из них - случайные колебательные вертикальные перемещения ПП.

В этой части статьи рассматривается только первый этап посадки - торможение ЛАВТ вплоть до зависания над ПП на заданной высоте. Этап вертикального наведения будет освещен во второй части статьи.

II. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОДОЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ ЛАВТ

При построении подсистемы торможения будем исходить из следующей математической модели продольного движения ЛАВТ [1,2]:

$$\begin{cases} \dot{X}_g = V_X - 0.0174\, V_Y\, \vartheta, \\ \dot{Y}_g = 0.0174\, V_X\, \vartheta + V_Y, \\ \dot{V}_X = 0.0174\,(V_Y\, \omega_Z - g\,\vartheta) + C_X\, \rho S V^2 + \\ + 2\cdot 10^{-4}\, P_{\Pi} + 1.15\cdot 10^{-3} P_M \sin\varphi_C, \\ \dot{V}_Y = -0.0174 V_X\, \omega_Z + C_Y\, \rho S V^2 - g + \\ + 1.14\cdot 10^{-3}\, P_{\Pi} + 1.15\cdot 10^{-3} P_M \cos\varphi_C, \\ \dot{\omega}_Z = -4.5\cdot 10^{-3} V\, \omega_Z + \varepsilon_Z^{\delta_B}\delta_B + \varepsilon_Z^{\alpha}\alpha, \\ \dot{\vartheta} = \omega_Z, \\ \dot{P}_M = (P_M^X\, X_{\text{РУД}} - P_M)\,/\,T_M, \\ \dot{P}_{\Pi} = (P_{\Pi}^X\, X_{\text{РУД}} - P_{\Pi})\,/\,T_{\Pi}, \end{cases} \quad (1)$$

где S - эффективная площадь крыла, м ; α - угол атаки, рад.; C_X, C_Y - коэффициенты проекций аэродинамических сил на оси связной системы координат, 1/кг; ρ - плотность атмосферы, кг/м^3; V - вектор воздушной скорости, м/с; φ_C - угол отклонения сопла маршевого двигателя, рад; δ_B - угол отклонения руля высоты, рад; ε_Z^{α}, $\varepsilon_Z^{\delta_B}$ - частные производные коэффициента момента тангажа, соответственно, по углу отклонения руля высоты и по углу атаки, 1/с^2; T_M, T_{Π} - постоянные времени двигателей маршевого и подъемного, соответственно, с; P_M^X, P_{Π}^X - коэффициенты передачи двигателей маршевого и подъемного, соответственно, кГ/см; $X_{\text{РУД}}$ - отклонение ручки управления двигателем, см.

$$\alpha = arctg(-V_X/V_Y),\ V = \sqrt{V_X^2 + V_Y^2 + V_Z^2},$$

$$C_X = -1{,}1\cdot 10^{-4} + 5{,}4\cdot 10^{-6}\alpha - 5{,}5\cdot 10^{-7}\alpha^2,$$

$$C_Y = 8\cdot 10^{-4} + 7{,}1\cdot 10^{-5}\alpha - 7\cdot 10^{-8}\alpha^2 + 3\cdot 10^{-8}\alpha^3.$$

Уравнения (1) записаны, соответственно, для переменных дальности (X_g, м) и высоты (Y_g, м) центра масс ЛАВТ в земной системе координат, продольных составляющих вектора скорости (V_X, V_Y в системе координат, связанной с ЛАВТ, м/с), угловой скорости (ω_Z, рад/с), угла тангажа (ϑ, рад) и величин тяги маршевого (P_M, кГ) и подъемных двигателей (P_{Π}, кГ). В уравнениях (1) следует учесть, что угол отклонения сопла маршевого двигателя отсчитывается от нормали к основной оси инерции ЛАВТ, т.е. $\varphi_C = \pi/2 + \varphi_P$, рад, где φ_P - угол установки двигателя. В рассматриваемом случае, $\varphi_C = \pi/2$, рад, что соответствует маршевому положению сопла (аэродинамический полет), а $\varphi_C = 0$ - вертикальному (режим вертикального взлета и посадки (ВВП)).

III. СИНТЕЗ ПОДСИСТЕМЫ ТОРМОЖЕНИЯ

Систему продольного управления ЛАВТ в фазе торможения можно разделить на два канала: система стабилизации траектории подлета по высоте посредством тяги маршевого двигателя (канал высоты) и систему приведения ЛАВТ в заданную точку с заданной скоростью, в которой управление осуществляется изменением тангажа с помощью руля высоты δ_B (канал дальности). Угол отклонения руля высоты δ_B используется для стабилизации ЛАВТ по тангажу в составе штатной подсистемы бортового пилотажно-навигационного комплекса. В рассматриваемой двухканальной САУ руль высоты (с учетом струйной составляющей) применяется также в канале дальности для торможения ЛАВТ вплоть до зависания над заданной точкой ПП, т.е. $\delta_B = \delta_{dempf} + \delta_b$, где первое слагаемое описывает демпфер тангажа

$$\delta_{dempf} = -\, i_{\vartheta}\,\vartheta - \mu_Z\,\omega_Z$$

с передаточными числами i_{ϑ}, μ_Z, а второе будем использовать для построения подсистемы торможения.

Также как и в [1,2] для построения подсистемы торможения воспользуемся упрощенной системой уравнений, которая может быть получена из общей модели (1), если в уравнении для ω_Z пренебречь слагаемыми, зависящими от скорости (на

рассматриваемом конечном промежутке скорость движения ЛАВТ мала), и перейти к скоростям и ускорениям в земной системе координат (дифференцируя первые два уравнения системы (1) и подставляя правые части последующих ее уравнений)

$$\begin{cases} \dot{X}_g = V_{Xg},\ V_{Xg}(0) = V_{X0} < 0, \\ \dot{V}_{Xg} = A_X, \\ \dot{A}_X = k_y\, \omega_Z, \\ \dot{\omega}_Z = q_1 A_X + q_2 \omega_Z + q_3 \delta_b, \end{cases} \qquad (2)$$

где $k_y = 0{,}0174 \cdot (1{,}14 \cdot 10^{-3} P_{\Pi} + 1{,}15 \cdot 10^{-3} P_M)$ - коэффициент торможения, в режиме ВВП, когда $P_{\Pi} \cong P_M \cong 4200$ кГ, его можно принять равным $k_y = 0{,}17$, $1/\text{с}^2$; параметры $q_i, i = 1,2,3$ определяются выражениями

$$q_1 = -\varepsilon_Z^{\delta_B} i_{\vartheta} / k_y,\ q_2 = -\varepsilon_Z^{\delta_B} \mu_Z,\ q_3 = -\varepsilon_Z^{\delta_B}.$$

В режиме ВВП ЛАВТ стабилизируется струйными рулями, которые реализуются отбором воздуха от основной магистрали маршевого двигателя и устанавливаются в концевые точки планера ЛАВТ [3]. В этом случае $\varepsilon_Z^{\delta_B} = 1{,}046$ $1/\text{с}^2$.

Задачу приведения ЛАВТ из начального состояния в заданную точку над ПП за конечное известное время можно решить на основе методов терминального управления. При этом благодаря особенности, связанной с разнотемповостью компонент состояния системы (2), можно строить простые и устойчивые к возмущениям алгоритмы терминального управления, синтезированные на основе асимптотической композиции субоптимальных законов.

Именно такой подход к синтезу контуров управления по дальности и высоте реализован в [1,2]. Основной недостаток такого решения связан с необходимостью устранения особенности в коэффициентах регулятора в терминальный момент времени t_f, что приводит к ухудшению терминальной точности. В дискретном случае коэффициенты регулятора (при соответствующих условиях) существуют и ограничены на всем интервале управления при абсолютной точности терминального приведения, т.е. особенность характерная непрерывному случаю отсутствует. Именно этот факт подводит к идее использования дискретных управлений для непрерывной системы, как один из способов устранения особенности регулятора в терминальный момент времени t_f.

Итак, дискретизируя непрерывную систему (2) с периодом дискретизации T_0 получаем дискретную модель (в векторно-матричной форме)

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{A}(T_0)\, x(k) + \mathbf{B}(T_0) u(k), \\ x(k) &= (X_g, V_{Xg}, A_X, \omega_Z)^T,\ u(k) = \delta_b. \end{aligned} \qquad (3)$$

Функционал качества торможения выберем в таком виде

$$\begin{aligned} J = \frac{1}{2\lambda_f}(X_g^2(N) f_1 + V_{Xg}^2(N) f_2) + \\ + \frac{1}{2}\sum_{k=0}^{N-1}(A_X^2(k) + u^2(k)) \to \min_{u(k)}. \end{aligned} \qquad (4)$$

Здесь $f_1, f_2 > 0$ - весовые коэффициенты; $\lambda_f > 0$ - малый параметр, по сути являет собой конкретное выражение достаточной для данной задачи точности терминального приведения. Ясно, что при $\lambda_f = 0$ точность приведения будет абсолютной.

Согласно [4] запишем оптимальное управление в задаче (3), (4) (номер шага далее пишем в виде нижнего индекса):

$$\begin{aligned} u_k &= \mathbf{G}_k \mathbf{A} x_k, \\ \mathbf{G}_k &= -(1 + \mathbf{B}^{\mathrm{T}} \mathbf{P}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^{\mathrm{T}} \mathbf{P}_{k+1}, \end{aligned} \qquad (5)$$

где $\mathbf{P}_k$ решение такого разностного уравнения

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_k &= \mathbf{A}^{\mathrm{T}} \mathbf{P}_{k+1} (\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{G}_k)\mathbf{A} + \mathbf{Q}, \\ \mathbf{P}_N &= \mathbf{H}^{\mathrm{T}} \mathbf{F} \mathbf{H} \lambda_f^{-1}. \end{aligned} \qquad (6)$$

В последнем выражении $\mathbf{I}$ - единичная (4×4)-матрица; матрицы $\mathbf{Q}$, $\mathbf{H}$ и $\mathbf{F}$ определены ниже:

$$\mathbf{Q} = \operatorname{diag}(0,0,1,0),$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix},\ \mathbf{F} = \begin{pmatrix} f_1 & 0 \\ 0 & f_2 \end{pmatrix}.$$

Для синтеза регулятора, приводящего систему в заданное положение с нулевой терминальной ошибкой, нужно вычислить матрицы $\mathbf{P}_k$ и $\mathbf{G}_k$ при $\lambda_f = 0$. Понятно, что выражения (5), (6) не позволяют этого

сделать. Для вычисления матрицы регулятора $\mathbf{G}_k$ будем использовать представление матрицы Риккати в виде

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{K}_k + \mathbf{W}_k^{\mathrm{T}}(\mathbf{M}_k + \lambda_f \mathbf{F}^{-1})^{-1}\mathbf{W}_k,$$

а также замену $\mathbf{P}_k = \mathbf{V}_k / \lambda_f$. Опуская математические выкладки для матрицы $\mathbf{G}_k$ при $\lambda_f = 0$ имеем

$$\mathbf{G}_k = \begin{cases} (1+\mathbf{B}^T\mathbf{P}_{k+1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}_{k+1}, & k \in [0, N-3], \\ (\mathbf{B}^T\mathbf{V}_{k+1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{V}_{k+1}, & k \in [N-2,\ N-1], \end{cases} \quad (7)$$

где $\mathbf{P}_k = \mathbf{K}_k + \mathbf{W}_k^{\mathrm{T}}\mathbf{M}_k^{-1}\mathbf{W}_k$, а остальные матрицы определяются выражениями

$$\begin{gathered} \mathbf{K}_k = \mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{k+1}(\mathbf{I} - \mathbf{B}\boldsymbol{\Gamma}_k)\mathbf{A} + \mathbf{Q}, \\ \mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{k+1}(\mathbf{I} - \mathbf{B}\boldsymbol{\Gamma}_k)\mathbf{A}, \\ \mathbf{M}_k = \mathbf{M}_{k+1} + \mathbf{W}_{k+1}\mathbf{B}(1 + \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{k+1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}_{k+1}^{\mathrm{T}}, \\ \mathbf{V}_k = \mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}_{k+1}(\mathbf{I} - \mathbf{B}(\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}_{k+1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}_{k+1})\mathbf{A}, \\ \boldsymbol{\Gamma}_k = (1 + \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{k+1}\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{K}_{k+1}, \\ \mathbf{K}_N = 0, \mathbf{W}_N = \mathbf{H}, \mathbf{M}_N = 0, \mathbf{V}_N = \mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{F}\mathbf{H}. \end{gathered} \quad (8)$$

Соотношения (7) для оптимального регулятора можно несколько упростить. Если движения системы (3), к примеру, по физическому смыслу являются разнотемповыми, то ее можно представить в таком виде:

$$\begin{gathered} x(k+1) = \mathbf{A}\,x(k) + \mathbf{B}u(k), \\ \mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & \lambda\mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \lambda\mathbf{A}_{22} \end{pmatrix},\ x(k) = \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{pmatrix}, \end{gathered} \quad (9)$$

где $\lambda > 0$ - малый скалярный параметр, должен удовлетворять условию [5]

$$\lambda = \frac{\|\mathbf{A}_{22}\|}{\|\mathbf{A}_{11}\|} << 1. \quad (10)$$

При этом вектор $x_1(k)$ принято называть подвектором «медленных» переменных, а $x_2(k)$ - подвектором «быстрых».

Согласно дискретному методу возмущений [6] при достаточно малом $\lambda << 1$ оптимальное решение задачи (9), (4) с точностью до $O(\lambda)$ аппроксимируется решением задачи минимизации функционала (4) на траекториях «медленной» системы, которая получается из исходной (9) при $\lambda = 0$:

$$\begin{gathered} \bar{x}(k+1) = \overline{\mathbf{A}}\,\bar{x}(k) + \mathbf{B}\bar{u}(k), \\ \overline{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & 0 \\ \mathbf{A}_{21} & 0 \end{pmatrix},\ \bar{x}(k) = \begin{pmatrix} \bar{x}_1(k) \\ \bar{x}_2(k) \end{pmatrix}. \end{gathered} \quad (11)$$

При этом матрица субоптимального регулятора $\overline{\mathbf{G}}_k$ рассчитывается по формулам (7), (8), в которых вместо матрицы $\mathbf{A}$ нужно использовать $\overline{\mathbf{A}}$.

Таким образом, при выполнении условия (10) для системы (3), оптимальный регулятор $\mathbf{G}_k$, являющийся решением задачи (3), (4), можно с точностью до $O(\lambda)$ аппроксимировать субоптимальным регулятором $\overline{\mathbf{G}}_k$, причем последний наряду с приемлемым качеством реализует обратную связь только по «медленным» переменным в отличие от регулятора $\mathbf{G}_k$, требующего знания всего вектора состояния.

IV. СИНТЕЗ ПОДСИСТЕМЫ СНИЖЕНИЯ

В условиях отсутствия внешних возмущений (в первую очередь ветро-волновых возмущений) для решения задачи вертикального приведения ЛАВТ за заданное конечное время достаточно воспользоваться терминальным законом управления, формирующим, к примеру, вертикальное ускорение A_Y. Однако при морском волнении из-за случайного, неуправляемого движения ПП, помимо задачи приведения по высоте, возникает также задача выбора наиболее благоприятной обстановки для выполнения посадочного маневра - задача поиска «окна посадки» [8]. В связи с этим сосредоточим внимание собственно на алгоритме формирования заданного ускорения A_Y и процедуре выбора интервала вертикального снижения.

Предположим, что в рассматриваемой фазе посадки динамика движения ЛАВТ относительно ПП описывается линейным дифференциальным уравнением для вектора $x \in R^n$:

$$\dot{x} = \mathbf{A}_c x + \mathbf{B}_c u + \mathbf{G}_c v, \quad 0 < t_s \le t_f \quad (12)$$

Здесь вектор x содержит компоненты, описывающие динамику ЛАВТ – подвектор $x_{\text{Л}} \in R^k$, и динамику ПП – подвектор $x_{\text{П}} \in R^m$, $m + k = n$. Пренебрегая взаимным влиянием $x_{\text{Л}}$ и $x_{\text{П}}$, матрицу $\mathbf{A}_c$ в (12) будем иметь блочно-диагональной (далее переменные, соответствующие ЛАВТ помечаем индексом «Л», соответствующие ПП - индексом «П»):

$$\mathbf{A}_c = diag(\mathbf{A}_Л, \mathbf{A}_П)$$

где размерности блоков определяются размерностями векторов $x_Л$ и $x_П$, а векторы u и v суть векторы управлений и возмущений соответственно.

Рассматриваем тот случай, когда управление сосредоточено в канале ЛАВТ, а возмущение - в ПП, т.е.

$$\mathbf{B}_c^{\mathrm{T}} = (\mathbf{B}_Л^{\mathrm{T}}, 0), \quad \mathbf{G}^{\mathrm{T}} = (0, \mathbf{G}_П^{\mathrm{T}}).$$

Считаем также возмущение v белым шумом с нулевым средним и интенсивностью V.

Также как и в подсистеме торможения, управление здесь строим на основе дискретной модели непрерывной системы (12), используя дискретные методы синтеза. В пользу последних говорит и простота реализации, и отсутствие особенностей, характерных для непрерывных методов.

Дискретизируя систему (12) с периодом T_0, получаем дискретную модель вида

$$x(k+1) = \mathbf{A}(T_0)x(k) + \mathbf{B}(T_0)u(k) + \mathbf{G}(T_0)v(k), \quad 0 < N_s \le N_s + n_\tau \qquad (13)$$

Как говорилось выше, в качестве управления ищем вертикальное ускорение, минимизирующее квад-ратичный критерий качества наведения

$$J_s(u) = E\left\{ \begin{array}{c} \frac{1}{2}(f_1 e_1^2(N_s+n_\tau) + f_2 e_2^2(N_s+n_\tau)) + \\ + \frac{1}{2}\sum_{k=N_s}^{N_s+n_\tau-1} u^2(k) \end{array} \right\}, \qquad (14)$$

где обозначено $e_1 = Y_Л - Y_П$ - вертикальное отклонение координаты центра масс ЛАВТ от текущего стояночного положения на ПП; $e_2 = \dot{e}_1 = V_{YЛ} - V_{YП}$ - вертикальная скорость ЛАВТ относительно ПП; $N_s T_0 = t_s$ - момент начала вертикального приведения; $(N_s + n_\tau)T_0 = t_s + \tau$ - момент окончания вертикального приведения; τ - временной интервал снижения ЛАВТ вплоть до касания с ПП. Первые два слагаемых в (14) характеризуют точность завершения процесса посадки по вертикальным координате и скорости, а сумма характеризует суммарные ускорения (или суммарную перегрузку ЛАВТ) на интервале наведения $(t_s, t_s + \tau)$. Индекс s у функционала указывает на тот факт, что значение функционала зависит еще и от состояния системы (13) в момент $N_s T_0 = t_s$. Весовые множители $f_1, f_2 > 0$ задают точность выполнения конечного условия $e = (e_1, e_2) = 0$: при $\min(f_1, f_2) \to \infty$ ошибка $e \to 0$.

При фиксированных t_s и τ решение задачи на минимум (14) при ограничении (13) имеет вид [4]:

$$u(k) = -(1 + \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}(k+1)\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}(k+1)\mathbf{A}x(k), \qquad (15)$$

где $\mathbf{P}(k)$ удовлетворяет разностному уравнению Риккати

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{A}^{\mathrm{T}}(\mathbf{P}^{-1}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{B}^{\mathrm{T}})^{-1}\mathbf{A}, \quad \mathbf{P}(N_s + n_\tau) = \mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{F}\mathbf{H} \qquad (16)$$

В последнем выражении матрица $\mathbf{H} = (\mathbf{H}_Л, -\mathbf{H}_П)$, а преобразования $\mathbf{H}_Л, \mathbf{H}_П$ выделяют координаты и скорости из соответствующих векторов состояния $x_Л, x_П$, а матрица $\mathbf{F} = diag(f_1, f_2)$. Выбор «окна посадки» реализуем по аналогии с непрерывным алгоритмом из [2,9], основная идея которого заключается в нахождении локального минимума критерия (14). На оптимальном решении (15) достигается минимальное значение критерия (16), равное [4]

$$\hat{J}_S = \hat{J}_1 + \hat{J}_2,$$
$$\hat{J}_1 = x^{\mathrm{T}}(N_S)\mathbf{P}(N_S)x(N_S), \qquad (17)$$
$$\hat{J}_2 = \sum_{k=N_S+1}^{N_S+n_\tau} tr(\mathbf{P}(k)\mathbf{G}\mathbf{V}\mathbf{G}^{\mathrm{T}}).$$

Простой подстановкой несложно показать, что решение уравнения (16) можно представить в виде:

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{W}^{\mathrm{T}}(k)(\mathbf{M}(k) + \mathbf{F}^{-1})^{-1}\mathbf{W}(k), \qquad (18)$$

где

$$\mathbf{W}(k) = \mathbf{W}(k+1)\mathbf{A}, \mathbf{W}(N_s + n_\tau) = \mathbf{H},$$
$$\mathbf{M}(k) = \mathbf{M}(k+1) + \mathbf{W}(k+1)\mathbf{B}\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}^{\mathrm{T}}(k+1),$$
$$\mathbf{M}(N_s + n_\tau) = 0.$$

Из последних соотношений можно получить аналитическое выражение для $\mathbf{P}(k)$:

$$\mathbf{W}(k) = \mathbf{H}\mathbf{A}^{N_s+n_\tau-k},$$
$$\mathbf{M}(k) = \sum_{l=k}^{N_s+n_\tau-1} \mathbf{H}\mathbf{A}^{N_s+n_\tau-l-1}\mathbf{B}(\mathbf{H}\mathbf{A}^{N_s+n_\tau-l-1}\mathbf{B})^{\mathrm{T}}, \qquad (19)$$
$$\mathbf{P}(k) = (\mathbf{H}\mathbf{A}^{N_s+n_\tau-k})^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{M}(k) + F^{-1}\right)^{-1}\mathbf{H}\mathbf{A}^{N_s+n_\tau-k}.$$

С учетом (19) функционал в (17) можно определить как квадратичную форму, определенную на значениях оптимального прогноза состояния системы или его линейных форм - ошибок наведения. Обозначив

$$\hat{x}(k, N_s + n_\tau) = \mathbf{A}^{N_s + n_\tau - k} x(k),$$
$$\hat{e}(k, N_s + n_\tau) = \mathbf{H}\hat{x}(k, N_s + n_\tau),$$

для слагаемого $\hat{J}_{S1}$ получаем:

$$\hat{J}_1(k, N_s + n_\tau) = \hat{e}^{\mathrm{T}}(k)(M(k) + F^{-1})^{-1}\hat{e}(k). \quad (20)$$

Слагаемое $\hat{J}_1$ зависит только от $N_s T_0 = t_s$, а $\hat{J}_2$ - от $(N_s + n_\tau)T_0 - N_s T_0 = \tau$, причем, при $(N_s + n_\tau)T_0 \to N_s T_0$ компонент $\hat{J}_2 \to 0$. Слагаемое $\hat{J}_2$ характеризует ошибку прогноза, пропорциональную интенсивности V шума ν. Последнее означает, что с уменьшением времени упреждения точность прогноза возрастает, поэтому при достаточно малом $n_\tau T_0 = \tau$ выбор момента начала снижения с высокой степенью достоверности можно основывать на выражении (20).

В результате получаем дискретный алгоритм вертикального снижения, аналогичный непрерывному [2,9]:

1. Исходя из интенсивности волновых возмущений и инерционности системы управления выбираются длительность интервала наведения $n_\tau T_0 = \tau$, начальные значения высоты $Y_{Л0}$ и вертикальной скорости центра масс ЛАВТ $V_{YЛ0}$, величины $J_{1\min}$ минимума (20) по $(N_s + n_\tau)T_0 = t_s + \tau$, критической высоты $Y_{ЛК}$ и вариации (20) dJ_1.
2. Анализ начинается при $t = 0$ из выбранных на предыдущем шаге начальных условий для ЛАВТ с вычислением в реальном времени функции (20) с шагом дискретности T_0 не более 0,1 с и ее табулированием в памяти бортового компьютера.
3. По мере накопления значений $J_\tau(k) = J_1(k, N_s + n_\tau)$, ищется величина локального минимума $J_\tau(k)$ по k.
4. При условии $\min\limits_{k\in\{0,1,2,\ldots\}} J_\tau(k) < J_{1\min}$ полагаем $N_s = k$, начинаем процесс наведения, т.е. организуем управление системой (12) в соответствии с (15),(19) на интервале $k \in [N_s, N_s + n_\tau - 1]$, и переходим к пункту 5.
5. Иначе продолжаем пункт 3, если $Y_Л(k) > Y_{ЛК}$.
6. Иначе возвращаемся к пункту 1.
7. Одновременно с управлением $\forall k \in [N_s, N_s + n_\tau - 1]$ вычисляем минимум (20), где $N_s + n_\tau$ уже фиксировано, и, если $J_1(N_s, N_s + n_\tau) < dJ_1$, то продолжаем пункт 4.
8. Иначе - запрет посадки и переход к пункту 1.

Представленный выше алгоритм является дискретным аналогом алгоритма, предлагаемого в [2,9]. Основное его преимущество - простота реализации, которая, прежде всего, заключается в отсутствии операций интегрирования.

V. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ

В соответствии с рекомендациями по выбору шага дискретности для дискретизации подсистемы снижения возьмем $T_0 = 0{,}1$ с. Поскольку в качестве управления было выбрано вертикальное ускорение ЛАВТ, то вектор состояния $x_Л$ можно взять двумерным, компонентами которого являются вертикальная координата $Y_Л$ и вертикальная скорость $V_{YЛ}$. Тогда матрицы $\mathbf{A}_Л$ и $\mathbf{B}_Л$ будут иметь вид

$$\mathbf{A}_Л = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{B}_Л = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

Для реализации вертикальной качки ПП воспользуемся математической моделью из [1], которая представляет собой систему 4–го порядка

$$\dot{x}_П = \mathbf{A}_П x_П + \mathbf{G}_П \nu \quad (21)$$

с вектором состояния $x_П = col(Y_П, V_{YП}, a_П, \dot{a}_П)$; с (4×4)–матрицей $\mathbf{A}_П$, имеющей собственные числа $\rho_1 = -0{,}1412 + 0{,}7627i$, $\rho_2 = -0{,}2597 + 0{,}751i$, $\rho_3 = -0{,}1412 - 0{,}7627i$ и $\rho_4 = -0{,}2597 + 0{,}751i$;

$\mathbf{G}_{\text{П}} = (0 \quad 0 \quad 0 \quad 1)^{\text{T}}$, формирует из «белого шума» ν процесс качки;

Для проверки подсистемы снижения и дискретного алгоритма выбора «окна посадки» используем их при моделировании всей автоматической системы посадки. При этом будем использовать непрерывную модель продольного движения ЛАВТ (формула (1)).

Ниже приведены результаты моделирования вышеописанной системы при различных параметрах качки ПП. Варьировались параметры, определяющие работу алгоритма поиска «окна посадки» и наведения ЛАВТ на ПП в подсистеме снижения, а именно τ - длительность интервала наведения; $J_{1\min}$ - величина локального минимума (20).

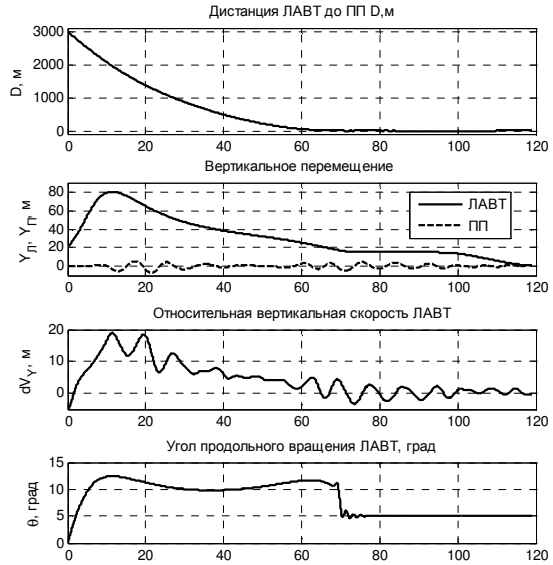


Рис. 1. Результат моделирования системы посадки ЛАВТ при $\tau = 19{,}5$ с

На рисунке 1 изображены осциллограммы расстояния от ЛАВТ до точки посадки, вертикального перемещения ЛАВТ и ПП, вертикальной относительной скорости ЛАВТ и угла вращения ЛАВТ относительно его центра масс в продольной плоскости. Из рисунка видно, что данный способ управления обеспечивает устойчивое «висение» ЛАВТ. Данной реализации соответствуют следующие параметры посадки: момент окончания приведения по дальности $t_f = 70$ момент начала вертикального наведения $t_s = 83$ с; длительность интервала вертикального наведения $\tau = 19{,}5$ с; ошибка вертикального наведения $dY \approx 0{,}1$ м; относительная вертикальная скорость ЛАВТ в момент касания с ПП $dV_Y \approx 0{,}65$ м/с; горизонтальная дальность ЛАВТ до ПП $D \approx 0{,}1$ м.

На рисунке 2 изображены параметры управления ЛАВТ в процессе посадки, пунктирной вертикальной линией показана граница фазы торможения и фазы снижения. Видно, что при переходе ЛАВТ от одной фазы посадки к другой нет резкого изменения в динамике параметров управления.

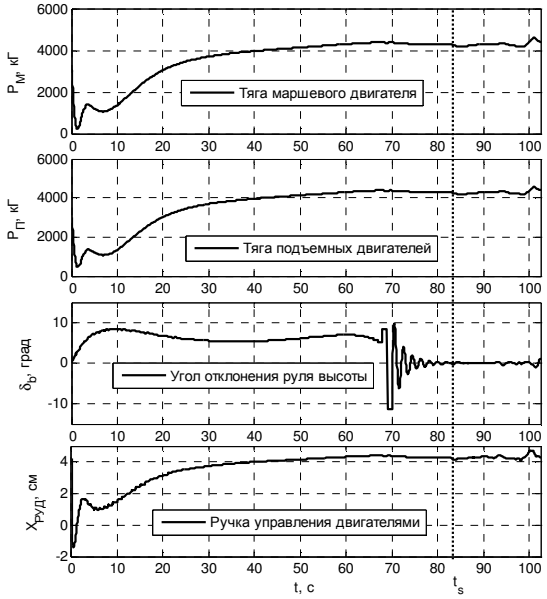


Рис. 2. Параметры управления ЛАВТ в процессе посадки при $\tau = 19{,}5$ с

Надо сказать, что при таком выборе длительности интервала снижения $\tau = 19{,}5$ с значение составляющей критерия (17), учитывающей ошибку прогноза равно $\hat{J}_2 = 188{,}38$, в то время как составляющая $\hat{J}_1$ не более 5, что существенно меньше. Еще, точность вертикального приведения оказалась удовлетворительной.

Теперь посмотрим, как покажет себя система при уменьшении времени упреждения. Параметры посадки ЛАВТ: момент окончания приведения по дальности $t_f = 70$ момент начала вертикального наведения $t_s = 82$ с; длительность интервала вертикального наведения $\tau = 7$ с; ошибка вертикального наведения $dY \approx 0{,}12$ м; относительная вертикальная скорость

ЛАВТ в момент касания с ПП $dV_Y \approx 0{,}6$ м/с; горизонтальная дальность ЛАВТ до ПП $D \approx 0{,}1$ м.

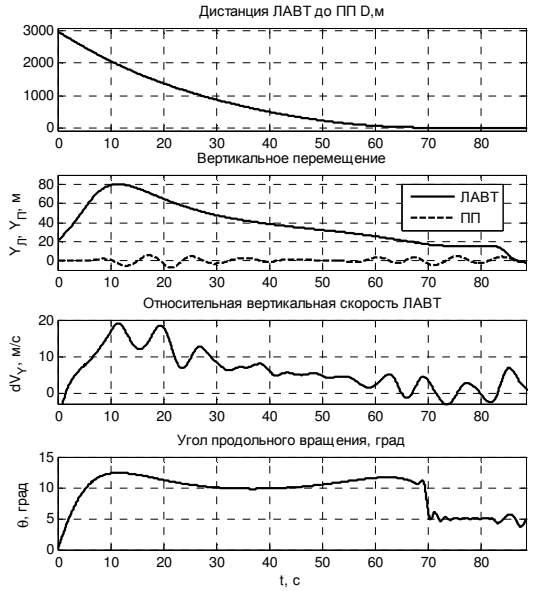


Рис. 3. Результат моделирования системы посадки ЛАВТ при $\tau = 7$ с

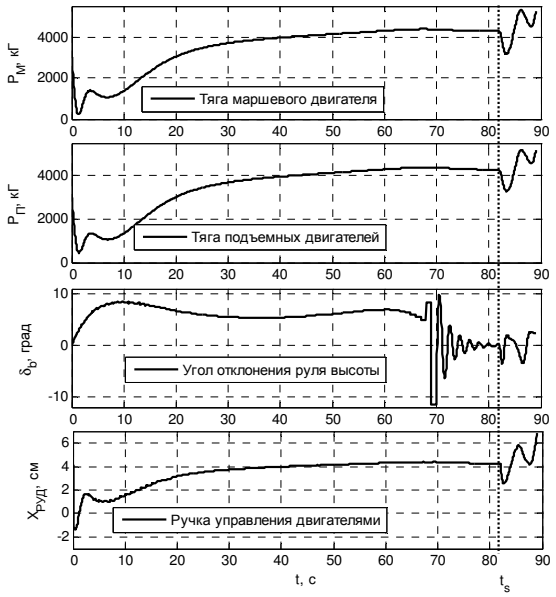


Рис. 4. Параметры управления ЛАВТ в процессе посадки при $\tau = 7$ с

Надо сказать, что при таком выборе длительности интервала снижения $\tau = 7$ с значение составляющей критерия (17), учитывающей ошибку прогноза равно $\hat{J}_2 \approx 90$, составляющая $\hat{J}_1$ в этом случае уже лежит в пределах от 10 до 200. Ясно, что с уменьшением интервала τ слагаемое $\hat{J}_2$ уменьшается, но при этом начинает существенно расти величина $\hat{J}_1$. Это связано с увеличением интенсивности управления при уменьшении времени упреждения. Потому выбор длительности интервала снижения должен быть компромиссным решением между требованием к точности наведения и требованием к точности прогноза качки ПП.

На рис. 4 показаны характеристики параметров управления всей системы при $\tau = 7$ с.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты моделирования показали, что использование дискретных алгоритмов управления позволяет обойти ряд трудностей, связанных с особенностью непрерывных систем в терминальной точке.

Использование дискретных укороченных моделей на основе сингулярно возмущенного представления исходной системы позволяет существенно уменьшить затраты вычислительных ресурсов бортовой САУ. Построенные таким образом субоптимальные регуляторы вместе с простотой реализации обладают и высокой эффективностью, которая подтверждаются результатами математического моделирования, в том числе с использованием нелинейных моделей.

Также стоит заметить, что методы, примененные в данной работе, имеют достаточно общий характер и могут быть использованы при проектировании систем управления аппаратами различных конструкций, в том числе и отличных от рассмотренного.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Дубовик С.А. Математические проблемы синтеза систем управления посадкой летательных аппаратов корабельного базирования / С.А. Дубовик // Информационно-измерительные и управляющие системы. - 2008. - №8. - С.27–37.

[2]. Дубовик С.А. Кабанов А.А. Синтез управления посадкой летательного аппарата с вращающимся вектором тяги // Информационно-измерительные и управляющие системы. - 2009. - №2. - С.41–48.

[3]. Хафер К. Техника вертикального взлета и посадки: Пер. с нем. / К. Хафер, Г. Закс. - М.: Мир, 1985. - 376с.

[4] Ogata K. Discrete-time control system / K. Ogata. - New Jersey: Upper Suddle River, 1994. - 745 p.

[5] Крушель Е. Г. Синтез и моделирование цифровых управляющих систем с двойной шкалой времени: Монография / Е.Г. Крушель, О. В. Степанченко. - М.: Машиностроение-1, 2006. - 96 с.
[6] Zerizer T. Perturbations for linear difference equations / T. Zerizer // Journal of Mathematical Analysis and Applications. - 2005. - №1. - P.43–52.
[7] Дубовик С.А. Метод «замораживания» в синтезе терминального управления многомерной системой / С.А. Дубовик // Радиоэлектроника и информатика. - 2002. - № 4. - С.62–65.
[8] Нечаев Ю.И., Петров О.Н. Обработка измерительной информации в интеллектуальных системах посадки летательных аппаратов корабельного базирования // Информационно-измерительные и управляющие системы. - 2008. - №8. - С.12–18.
[9] Дубовик С.А. Построение алгоритмов управления вертикальной посадкой на основе гиперболических робастных LQ–регуляторов // Информационно-измерительные и управляющие системы. - 2008. - №8. -С.73–84.

Информация об авторе

Кабанов Алексей Александрович - аспирант кафедры технической кибернетики Севастопольского национального технического университета, ул. Университетская, 33, г.Севастополь, 99033, тел.(050)393-32-69
e-mail: patronne@mail.ru, TKSevNTU@gmail.com .

Рецензент: доц. д-р инж. Емил Маринов

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ГРУППИРОВКОЙ CTD-ЗОНДОВ ВЫПОЛНЯЮЩИХ ПРОФИЛЬНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ОКЕАНСКОЙ СРЕДЫ

SYNTHESIS OF CONTROL ALGORITHM FOR CTD-PROBES THAT PERFORM PROFILE MEASUREMENTS OF THE OCEAN ENVIRONMENT

В. Альчаков

Резюме: Исследуется алгоритм управления для группировки CTD-зондов, осуществляющих профильные измерения. Изложена концепция системы, описан алгоритм управления, приведены результаты моделирования в пакете Matlab.
Ключови думи: CTD-зонд, терминальное управление, Matlab

Abstract: The control algorithm for CTD-probes performing profile measurements is researched. The system concept is stated, the algorithm of management is described, results of modeling in packet Matlab are resulted.
Keywords: CTD-probe, terminal control, Matlab

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время автономные CTD-зонды являются основным поставщиком информации о распределении физических свойств морской воды (давление, температура и соленость) по глубине [1]. Данные о структурных свойствах океанской среды могут быть использованы для построения прогнозов дальности действия корабельных гидроакустических средств, выполнения экологического мониторинга в заданном морском регионе и решения других актуальных задач. Эффективность получаемых прогнозов и оценок во многом зависит от того насколько точно выполнены профильные измерения. Возникновение ошибок измерений может быть вызвано относительно большой скоростью зонда, при которой будет существенно сказываться инерционность применяемых датчиков. Существенно повысить качество измерений можно за счет создания автономных CTD-зондов, оснащенных системами терминального управления, обеспечивающей выполнение программы профильных измерений с высокой точностью. При этом роль регулятора сводится к тому, чтобы осуществить перевод управляемого объекта, в качестве которого выступает CTD-зонд, из некоторого начального состояния в предписанное конечное за заданный промежуток времени. Такой режим работы CTD-зонда открывает новые возможности для автоматизации комплексных синхронных измерений профилей океанской среды на больших пространствах, поэтому задача разработки методов конструирования систем управления CTD-зондами является актуальной.

II. CTD-ЗОНДЫ ПРОЕКТА ARGO

В настоящее время известны [2] CTD-зонды, оснащенные системой автоматического управления глубиной погружения. Эти устройства используются для мониторинга глубинной части океанской среды в рамках международного проекта ARGO. Зонды системы ARGO выпускаются несколькими производителями и обладают примерно одинаковыми техническими характеристиками. Модели APEX и SOLO производятся в США, PROVOR – во Франции, NINJA – в Японии. Конструкция типового зонд ARGO [3] изображена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: 1 – датчик температуры/солености, 2 – микропроцессорная система и спутниковый передатчик, 3 – электродвигатель с редуктором, 4 – поршневой насос, 5 – батарея электропитания, 6 – рабочая жидкость, 7 – камера изменения плавучести. Технические характеристики зондов ARGO обеспечивают достижение заданной глубины погружения (до 2000 м) со скоростью 5-10 см/с, что не всегда позво-

ляет добиться заданной точности проводимых измерений.

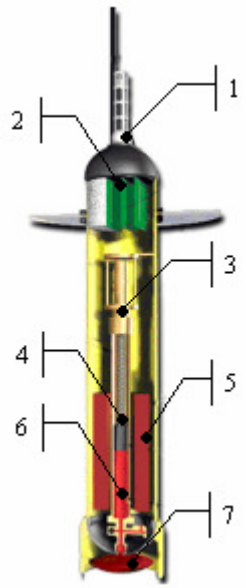


Рис. 1. Конструкция CTD-зонда ARGO

Для проведения измерений в обширных регионах Мирового океана используются группировки зондов. При этом синхронные измерения параметров водной среды пока недоступны, что на сегодняшний день является существенным ограничением возможностей применяемых зондов ARGO. Для компенсации отмеченного недостатка увеличивается частота измерений, что ведет к уменьшению срока жизни данных устройств, а следовательно значительно увеличивает затраты на финансирование проекта. Разработка алгоритма управления, обеспечивающего синхронное погружение CTD-зондов, входящих в группировку, позволит решить данную задачу.

III. КОНЦЕПЦИЯ СИСТЕМЫ

Концепция системы приведена на рис. 2. Зонды десантируются на морскую поверхность, проходят процедуру активации, которая подразумевает задание программы измерений, после чего происходит погружение и измерение параметров водной среды. После проведения сбора данных CTD-зонд всплывает, и измеренная информация передается по космическим каналам связи в центры сбора и обработки метеорологической информации. Устройства рассчитаны на 150 циклов зондирования и работают автономно на протяжении 4-5 лет.

Рис. 2. Концепция системы

Для достижения требуемого движения, каждый CTD-зонд оснащается регулятором, роль которого сводится к тому, чтобы осуществить перевод зонда из некоторого начального состояния в предписанное конечное за заданный промежуток времени. Такой режим работы возможен при использовании терминальных алгоритмов управления.

В работах [4, 5] предложен способ построения терминального регулятора, обеспечивающего соблюдение заданной программы измерений. При конструировании регулятора используется метод, основанный на решении обратной задачи динамики в сочетании с минимизацией функционала качества, учитывающего ограничения на динамику исполнительных устройств зонда. Применение данного типа регулятора позволяет обеспечить заданные программой измерений скорость и время достижения конечной глубины погружения с высокой точностью. При этом значительно уменьшается ошибка измерительных систем зонда, связанная с инерционностью датчиков, установленных на его борту.

IV. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ

Уравнение движения центра масс зонда в вертикальной плоскости описывается уравнением

$$\frac{d^2z(t)}{dt^2} = g - K_1\rho(t)V(t) - K_2\rho(t)\left(\frac{dz(t)}{dt}\right)^2, \quad (1)$$

$$K_1 = \frac{g}{m}, \quad K_2 = \frac{C_D S}{2m},$$

где $z(t)$ – текущая глубина погружения, g – ускорение свободного падения, $\rho(t)$ – плотность морской воды, $V(t)$ – объем корпуса, C_D – гидродинамический коэффициент, S – площадь поперечного сечения корпуса, m – масса, K_1 и K_2 – постоянные модели.

Продифференцируем левую и правую части (1). При этом имеем

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dz^2(t)}{dt}\right) = 2\upsilon_{cp}\frac{\mathrm{d}^2z(t)}{dt^2},$$

где υ_{cp} – средняя скорость погружения зонда. Если допустить, что плотность морской воды на всем протяжении измерений постоянна $\rho(t) = \rho_0$, то в результате получим

$$\frac{d^3z(t)}{dt^3} = -K_1\rho_0\frac{dV(t)}{dt} - K_3\rho_0\frac{\mathrm{d}^2z(t)}{dt^2}, \quad (2)$$

$$K_3 = 2K_2\upsilon_{cp}.$$

Изменение объема камеры плавучести зонда осуществляется за счет работы электродвигателя с редуктором, приводящего в движение поршневой насос. Объем рабочей жидкости, перекаченной в камеру, определяется соотношением

$$V(t) = l(t)s, \quad (3)$$

где $l(t)$ – перемещение поршня насоса $\left(0 \le l(t) \le 0{,}3\ м\right)$, s – площадь поперечного сечения корпуса насоса.

Уравнение, определяющее закон перемещения поршня при помощи электродвигателя можно записать в виде

$$\frac{dl(t)}{dt} = K_n u(t), \quad (4)$$

где K_n – коэффициент передачи двигателя, $u(t)$ – управляющее напряжение.

Учитывая (3) и (4), уравнение (2) перепишем в виде

$$\frac{d^3z(t)}{dt^3} = -K_4\rho_0 u(t) - K_3\rho_0\frac{\mathrm{d}^2z(t)}{dt^2}, \quad (5)$$

$$K_4 = sK_nK_1.$$

Линейное дифференциальное уравнение (5) представляет собой модель динамики зонда как объекта управления с электроприводом для регулирующего органа.

Модель траектории движения зонда к терминальному состоянию примем в виде

$$y(t) = \sum_{i=0}^{k} C_i t^i, \quad (6)$$

$$k = a + b - 1,$$

где a – число граничных условий на левом конце траектории, b – число граничных условий на правом конце траектории.

Установим начальные и конечные условия следующими: $y(t_0) = 0$, $\dot{y}(t_0) = 0$, $\ddot{y}(t_0) = 0$, $y(t_f) = 100$, $\dot{y}(t_f) = 0$, $\ddot{y}(t_f) = 0$, где t_0 – начальный момент времени, $t_f = 1000\ c$ – терминальное время.

В рассматриваемом случае (6) примет вид

$$y(t) = 10^{-6}t^3 - 1{,}5\cdot10^{-9}t^4 + 6\cdot10^{-13}t^5. \quad (7)$$

Синтез управления, обеспечивающего движение зонда по назначенной траектории, выполним методом, основанным на решении обратной задачи динамики при минимизации функционала качества, который имеет вид

$$G(u(t)) = \frac{1}{2}\left[\frac{d^3z^*(t)}{dt^3} - \frac{d^3z(t,u)}{dt^3}\right]^2, \quad (8)$$

где $z^*(t)$ – требуемые значения траектории, $z(t)$ – реальные значения траектории, $u(t)$ – управляющая функция.

Требуемые значения производной задаются соотношением

$$\frac{d^3z^*(t)}{dt^3} = \frac{d^3y(t)}{dt^3} + h_2\frac{d^2\left(y(t)-z(t)\right)}{dt^2} + h_1\frac{d\left(y(t)-z(t)\right)}{dt} + h_0\left(y(t)-z(t)\right), \quad (9)$$

где составляющие в правой части выступают в роли ограничений на динамику отклонений $\delta(t) = y(t) - z(t)$ от назначенной траектории. Параметры h_0, h_1, h_2 находятся из уравнения

$$\frac{d^3\delta(t)}{dt^3} + h_2\frac{d^2\delta(t)}{dt^2} + h_1\frac{d\delta(t)}{dt} + h_0\delta(t) = 0 \quad (10)$$

где выбор h_0, h_1 и h_2 обусловлен условиями асимптотической устойчивости решения (10) и ограничений на время переходного процесса. Численные значения параметров h_i могут быть получены методом моделирования уравнений (10) в среде Simulink в сочетании с применением процедуры параметрической оптимизации. Функционал $G(u(t))$ с учетом (9) имеет вид

$$G(u(t)) = \frac{1}{2}\left[\begin{array}{l} \dfrac{d^3y(t)}{dt^3} + \\ + h_2\dfrac{d^2\big(y(t)-z(t)\big)}{dt^2} + \\ + h_1\dfrac{d\big(y(t)-z(t)\big)}{dt} + \\ + h_0\big(y(t)-z(t)\big) + \\ + K_4\rho_0 u(t) + K_3\rho_0\dfrac{\mathrm{d}^2z(t)}{dt^2} \end{array}\right]^2 \quad (11)$$

Скорость изменения варьируемой функции $u(t)$ определяется дифференциальным соотношением

$$\frac{du(t)}{dt} = -\lambda\frac{dG(u(t))}{du(t)},\ \lambda = const, \quad (12)$$

которое с учетом (11) можно переписать в виде

$$\frac{du(t)}{dt} = \lambda K_4\rho_0\left(\frac{d^3z^*(t)}{dt} - \frac{d^3z(t)}{dt}\right). \quad (13)$$

Искомый закон управления следует из (14) после интегрирования его левой и правой частей.

$$u(t) = K_5\left(\frac{d^2z^*(t)}{dt} - \frac{d^2z(t)}{dt}\right), \quad (14)$$

где

$$K_5 = \lambda K_4\rho_0,$$

$$\frac{d^2z^*(t)}{dt^2} = \frac{d^2y(t)}{dt^2} + h_2\frac{d\big(y(t)-z(t)\big)}{dt} + h_1\big(y(t)-z(t)\big) + h_0\int_0^t\big(y(t)-z(t)\big)dt. \quad (15)$$

Так как техническая реализация терминального регулятора предполагается на базе микроконтроллера, то его синтезированная структура приведена к дискретному виду на основе использования метода Тастина. Информация о текущих значениях параметров траектории зонда

$$z^{(i)}(kT)\ i = 0, 1, 2.$$

может быть получена по показаниям бортового измерительного комплекса в составе глубиномера и акселерометра.

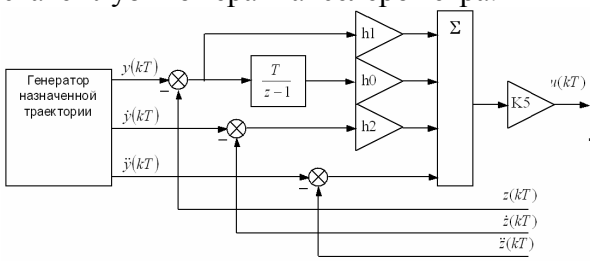
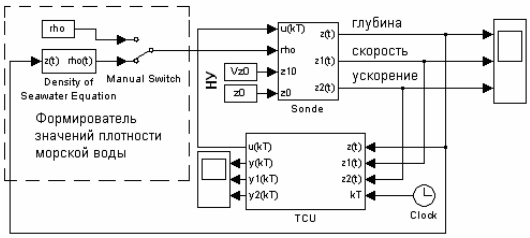


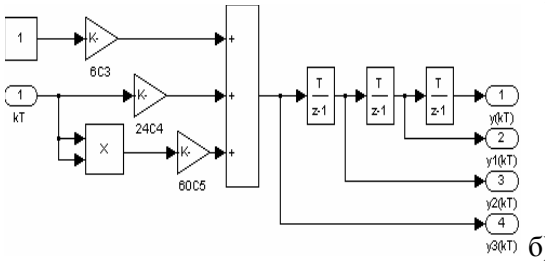
Рис. 3. Структурная схема цифрового терминального регулятора

V. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ В MATLAB

Исследование синтезированной системы выполнено методом моделирования с использованием пакета Matlab. Модель системы, построена в Simulink и представляет собой комбинацию непрерывной нелинейной модели объекта Sonde и дискретного блока терминального регулятора TCU. Структура модели в Simulink приведена на рисунке 4(а), а структура блока, формирующего программную траекторию движения на рисунке 4(б).



а)



б)

Рис. 4 – Структура модели Simulink (а). Модель вычислителя назначенной траектории (б)

Результаты моделирования приведены на рисунках 5 – 6.

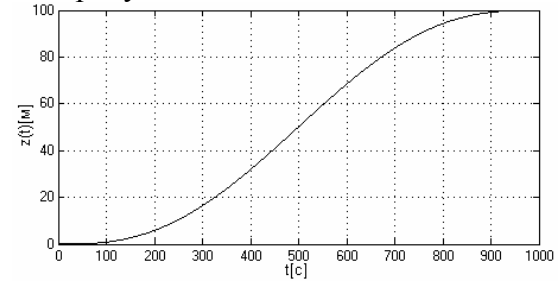


Рис. 5. Глубина погружения зонда, оснащенного терминальным регулятором

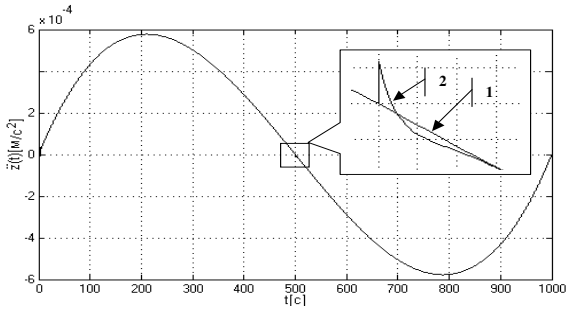


Рис. 6. Ускорение движения зонда с терминальным регулятором в среде со скачкообразным изменением плотности (1 – назначенное ускорение, 2 – реальное ускорение в момент скачкообразного изменения плотности)

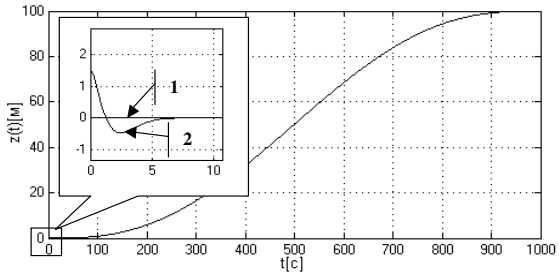


Рис. 7. Результаты моделирования движения зонда с терминальным регулятором при ненулевых начальных условиях (1 – назначенная траектория, 2 – реальная траектория)

При моделировании были учтены случайные возмущения, действующие на систему управления зонда, в качестве которых рассматривались неоднородности морской среды, характеризуемые изменением плотности воды. Из графиков, изображенных на рисунках 5 и 6, следует, что зонд, оснащенный системой терминального управления, независимо от характера среды достигает терминального состояния за заданное время.

Исследовался режим десантирования зондов при помощи авиации. Этот режим характеризуется ненулевыми значениями начального состояния системы терминального управления. Из графика, приведенного на рисунке 7, видно, что зонд, оснащенный системой терминального управления, начиная движение после десантирования не из нулевого начального состояния, выходит достаточно быстро на заданную траекторию и вовремя достигает терминального состояния.

VI. ВЫВОДЫ

Результаты моделирования системы управления зонда с терминальным регулятором в условиях, когда существенно меняются ее начальное состояние и плотность морской воды, свидетельствуют о возможности реализации групповых синхронных профильных измерений, выполняемых в целях мониторинга структуры морской среды в обширных регионах.

В рамках выполненных исследований в дальнейшем предполагается разработка алгоритма формализованного синтеза и создание на этой основе специализированного программного обеспечения.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Л.А.Краснодубец Алгоритмическое обеспечение морских наблюдательных систем с подвижными платформами сбора данных // Изв. РАН. ТиСУ. 2001. №3. – С. 15–26.

[2]. М.А. Данченков Прект ARGO – создание глобальной сети океанографических станций // Подводные технологии и мир океана. 2005. №1.

[3]. http://www.argo.ucsd.edu/index.html

[4]. А.П. Батенко Системы терминального управления — М.: Радио и связь, 1984. — 160 с.

[5]. П.Д. Крутько Алгоритмы терминального управления линейными динамическими системами // Известия РАН. Теория и системы управления. — 1998. — Вып.6. — С. 33–45.

Контакты

ассистент кафедры технической кибернетики Севастопольского национального технического университета Василий Альчаков, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Украина, 99053, E-Mail: alchakov@gmail.com

Рецензент: доц. д-р инж. Наско Атанасов

МЕТОДЫ ПОЛИНОМИАЛЬНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ИССЛЕДОВАНИЯ АВТОКОЛЕБАНИЙ

METHODS OF POLYNOMIAL ANALYSIS IN PROBLEMS OF AUTO-OSCILLATIONS INVESTIGATION

А. Барабанов, Д. Старинская

Резюме: Рассматривается алгебраическая форма метода гармонического баланса. Формулируется схема решения полученной системы уравнений методами полиномиального анализа для однозначных и неоднозначных нелинейностей.
Ключевые слова: Автоколебания, метод гармонического баланса, обобщенный метод Рауса, результант.

Abstract: The algebraic form of harmonic balance method is considered. The scheme of the derived set of equations solving by polinomial analysis methods is formulated for single-valued and multiple-valued nonlinearities.
Keywords: auto-oscillations, harmonic balance method, general Routh method, resultant.

I. ВВЕДЕНИЕ

При проектировании нелинейной САУ одной из важнейших задач является анализ возможности существования колебательных режимов. Несмотря на всестороннее и успешное развитие методов анализа систем управления нелинейными процессами и объектами, основным инженерным подходом остаются графоаналитические частотные методы, основывающиеся на графическом построении и визуальном анализе частотных характеристик линейной части системы. Графоаналитическим методам присущи следующие недостатки, затрудняющие их применение в современных САПР и АСНИ. Во-первых, при построении частотной характеристики невозможно вычислить все континуальное множество её точек, поэтому ограничиваются конечным их числом, что может привести к неправильному представлению о форме кривой, а следовательно, и к неправильному выводу о свойствах системы. Во-вторых, необходимость геометрических построений и их визуального анализа исследователем ограничивает возможности автоматизации исследований.

Основная цель работы заключается в применении эффективной методики анализа автоколебаний, основывающейся на предложенном в [1-3] подходе к решению ряда фундаментальных задач теории систем (в том числе, проблем исследования нелинейных САУ) как задач вещественного полиномиального анализа. Такой подход представляется наиболее полным, поскольку позволяет устранять все вышеперечисленные препятствия, сохраняя в то же время основные достоинства частотных методов и повышая их точность.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ. АЛГЕБРАИЧЕСКАЯ ФОРМА МЕТОДА ГАРМОНИЧЕСКОГО БАЛАНСА

Пусть рассматривается нелинейная система с выделенной нелинейностью $y = F(x, \dot{x})$ в отрицательной обратной связи и с заданной передаточной функцией $W(s) = p(s) / q(s)$ линейной части (рис. 1).

Во многих нелинейных системах периодические процессы на выходе инерционной линейной части оказываются близкими к синусоидальным. Это дает основания считать, что линейная часть системы обладает свойством низкочастотного фильтра, пропускающего без ослабления основную и существенно ослабляющего высшие гармонические составляющие. Будем предполагать, что частота автоколебаний достаточно большая, так что частота $2\omega_0$ лежит вне полосы пропускания.

Иными словами, $|W(jn\omega_0)| \ll |W(j\omega_0)|$, где ω_0 – предполагаемая частота автоколебаний, n = 2, 3,... На основании гипотезы фильтра первое приближение искомого периодического решения обычно рассматривается в виде: $x_0 = a_0 \sin \omega_0 t$, где a_0 – амплитуда, ω_0 – частота автоколебаний и $\omega_0 < \omega_n$, а $2\omega_0 > \omega_n$, где ω_n – полоса пропускания линейной части системы. Гармоники с частотами $2\omega_0$, $3\omega_0$, … подавляются. Вследствие этого можно произвести гармоническую линеаризацию нелинейного элемента. Тогда в первом приближении решить вопрос о существовании и параметрах (амплитуда a_0, частота ω_0) автоколебаний в нелинейной системе позволяет уравнение гармонического баланса:

$$(K + K' j)W(j\omega_0) = -1, \qquad (1)$$

где K и K' – коэффициенты гармонической линеаризации нелинейности, являющиеся в общем случае функциями амплитуды и частоты гармонического сигнала.

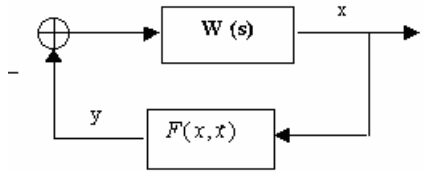


Рис. 1. Структурная схема нелинейной системы

Теперь рассмотрим изложенный в [1] и развитый в [4] алгебраический метод решения уравнения (1). Будем далее для упрощения записей вместо a_0, ω_0 писать a, ω пока параметры автоколебаний не определены.

Вещественную и мнимую частотные характеристики линейной части системы $P(\omega) = \mathrm{Re}W(j\omega)$ и $Q(\omega) = \mathrm{Im}W(j\omega)$ можно представить в виде

$$P(\omega) = A(\xi)/D(\xi),$$
$$\omega Q(\omega) = B(\xi)/D(\xi),\ \xi = -\omega^2,$$

где

$$A(s^2) = \text{чет } p(s)q(-s),$$
$$B(s^2) = \text{чет } (-s)p(s)q(-s), \qquad (2)$$
$$D(s^2) = \text{чет } q(s)q(-s)$$

и чет $(\alpha_0 + \alpha_1 s + \alpha_2 s^2 + \ldots) = \alpha_0 + \alpha_2 s^2 + \ldots$

Тогда уравнение гармонического баланса примет вид

$$(K + K' j)\left[A(\xi) + \frac{1}{\omega}B(\xi) j\right] = -D(\xi). \qquad (3)$$

Из этого соотношения следуют два уравнения

$$\left.\begin{aligned} K\frac{1}{\omega}B(\xi) + K' A(\xi) = 0 \\ KA(\xi) - K'\frac{1}{\omega}B(\xi) + D(\xi) = 0 \end{aligned}\right\}, \qquad (4)$$

для двух в общем случае неизвестных ω, a.

Задачу анализа системы уравнений (4) можно определить как систему следующих подзадач:

– имеет ли система (4) решение;

– если система имеет решение, то будет ли это решение единственным или же решений несколько;

– необходимо указать точный или приближенный способ нахождения решений.

III. СЛУЧАЙ ОДНОЗНАЧНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ. ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЕННОГО МЕТОДА РАУСА

Если $y = F(x, \dot{x})$ – однозначная нелинейность, то имеет место простейший случай $K'(a,\omega) = 0$. Уравнения (4) принимают вид

$$\left.\begin{aligned} B(\xi) = 0 \\ KA(\xi) + D(\xi) = 0 \end{aligned}\right\}. \qquad (5)$$

Корень $\xi = \xi_0 < 0$ первого уравнения определяет возможную частоту автоколебаний $\omega_0^2 = -\xi_0$. Из второго уравнения (5) находим

$$K(a_0) = -D(\xi_0)/A(\xi_0). \qquad (6)$$

Это соотношение по заданной функции $K(a)$ позволяет определить амплитуду автоколебаний a_0, соответствующую найденному значению ξ_0.

В [4] доказываются следующие утверждения.

Утверждение 1. Если уравнения гармонического баланса разрешимы, то

$$\rho^{-}(B) \geq 1, \qquad (7)$$

где $\rho^{-}(B)$ – число всех различных отрицательных корней многочлена $B(\xi)$. Поэтому неравенство (7) может рассматриваться как необходимое условие существования автоколебаний.

Утверждение 2. Для существования решения системы уравнений (5) необходимо и достаточно неравенство

$$\rho^{-}(B / A^{-}) \geq 1, \qquad (8)$$

где $\rho^{-}(B / A^{-})$ – число всех различных отрицательных корней многочлена $B(\xi)$, дающих отрицательные значения многочлену $A(\xi)$.

Для проверки условия (8) с помощью обобщенных алгоритмов Рауса - Гурвица может быть использовано равенство [2]

$$2\rho^{-}(B / A^{-}) = \rho^{-}(B) - \rho^{-}(C) - I_{-\infty}^{0} AB' / B$$

где $C(\xi) = \text{НОД}A(\xi), B(\xi)$ – наибольший общий делитель многочленов $A(\xi)$, $B(\xi)$; $I_{-\infty}^{0} AB' / B$ – индекс Коши рациональной функции AB' / B относительно отрицательной вещественной полуоси.

Обобщение метода Рауса как универсального метода анализа широкого круга алгебраических задач теории систем предложено в цикле работ [1] – [3]. В [1] рассмотрен ряд задач теории систем: анализа состава корней характеристического многочлена, определения запасов устойчивости и частотных показателей качества, анализа условий гармонического баланса, частотных условий абсолютной устойчивости и д.р. Для этих задач получены основные конструкции решения в полиномиальной форме. Анализ полученных алгебраических методов решения опирается на характерные задачи алгебры многочленов:

а) о взаимных свойствах пары многочленов и индексе Коши рациональной функции (пары многочленов);

б) о распределении корней многочлена относительно вещественной оси;

в) о распределении корней многочлена относительно мнимой оси.

Эта совокупность задач алгебры многочленов формулируется как общая проблема Рауса, поскольку в ее содержании главной остается задача о составе корней многочлена.

В обобщенном алгоритме Рауса по исходным данным, определяемым задачей, формируются таблицы, элементы которых позволяют дать решение указанных выше задач алгебры многочленов. Основная вычислительная операция указанного алгоритма такая же, как и в классическом алгоритме Рауса. Его обобщение заключается, прежде всего, в операции сдвига элементов вспомогательной строки на число подряд идущих нулей при переходе к очередной строке таблицы и правилах обработки первых и последних элементов строк. Благодаря этому данный алгоритм не имеет случаев вырождения и всегда может быть завершен.

Представленные в [2] теоремы позволяют в полной мере получить решение большого круга задач, не прибегая к другим известным способам.

IV. СЛУЧАЙ НЕОДНОЗНАЧНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА РЕЗУЛЬТАНТОВ

Рассмотрим предложенную в [4] обобщенную схему анализа для общего случая, когда коэффициенты гармонической линеаризации являются функциями и амплитуды, и частоты гармонического сигнала

$$K = K(a,\omega), K' = K'(a,\omega). \qquad (9)$$

Вместо уравнений (2) вводится еще

одна форма «полиномиального» представления уравнений гармонического баланса. Для этого уравнение (1) записывается в виде

$$A(\xi)+\frac{1}{\omega}B(\xi)\,j=-\frac{K-K'\,j}{K^2+K'^2}D(\xi),$$

откуда следуют уравнения

$$A(\xi)+rD(\xi)=0,\ B(\xi)+r'\,\omega\,D(\xi)=0,$$

где

$$r=\frac{K}{K^2+K'^2},\ r'=-\frac{K'}{K^2+K'^2}. \quad (10)$$

В общем случае коэффициенты r, r' являются функциями амплитуды и частоты. Пусть они определены в силу (9) и (10) как функции $r=r(a,\omega), r'=r'(a,\omega)$.

Рассмотрим уравнения для неоднозначных нелинейностей с зависящими от амплитуды и частоты коэффициентами гармонической линеаризации

$$\left.\begin{aligned}A(-\omega^2)+r(a,\omega)D(-\omega^2)=0\\ B(-\omega^2)+r'(a,\omega)\omega D(-\omega^2)=0\end{aligned}\right\}. \quad (11)$$

Решение этих уравнений упрощается, когда частота не входит в зависимости (9). Тогда уравнения (11) принимают следующий вид (система уравнений для неоднозначных нелинейностей с независящими от частоты коэффициентами гармонической линеаризации)

$$\left.\begin{aligned}A(-\omega^2)+r(a)D(-\omega^2)=0,\\ B(-\omega^2)+r'(a)\omega D(-\omega^2)=0\end{aligned}\right\}. \quad (12)$$

Теперь речь идет об общем корне ω_0 полиномиальных уравнений при некотором $a=a_0$. Для удобства запишем уравнения (12) в виде:

$$\left.\begin{aligned}F(\xi,a)=0,\\ G(\omega,a)=0\end{aligned}\right\}, \quad (13)$$

где

$$F(\xi,a)=A(-\omega^2)+r(a)D(-\omega^2)=0, \quad (14)$$

$$G(\omega,a)=B(-\omega^2)+r'(a)\omega D(-\omega^2)=0. \quad (15)$$

Изложенную выше схему анализа периодических режимов в системах с неоднозначными нелинейностями можно упростить в случае нелинейности типа реле с гистерезисом [5]. Для этого случая получена конструкция решения, позволяющая применить обобщенный метод Рауса, как и в случае однозначной нелинейности.

Здесь рассмотрим общий случай решения системы (13), когда коэффициенты гармонической линеаризации не зависят от частоты [6].

Будем рассматривать (13) как систему двух полиномиальных уравнений от трех неизвестных: ω, r и r'. Рассматривая полиномы (14), (15) как многочлены от ω, можно вычислить их результант [7]

$$R=\mathrm{Res}(F,G,\omega). \quad (16)$$

Результантом [7] Res(f,g,x) полиномов f и g по отношению к x называется определитель матрицы Сильвестра:

$$\mathrm{Res}(f,g,x)=\det(\mathrm{Syl}(f,g,x)).$$

Согласно [7], если $f, g\in k[x]$ – полиномы положительной степени, то Res(f,g,x) является целочисленным полиномом от коэффициентов полиномов f и g; кроме того, f и g имеют общий делитель в $k[x]$ в том и только том случае, когда

$$\mathrm{Res}(f,g,x)=0.$$

При этом возможен, во-первых, регулярный случай, когда результант (12) является полиномом от переменных r и r', где $r(a)$ и $r'(a)$ определяются, в свою очередь, соотношениями (10). Во-вторых, возможен нерегулярный случай, когда $\mathrm{Res}(F,G,\omega)\equiv 0$. Нерегулярный случай требует дополнительного анализа и здесь рассматриваться не будет.

Подставляя (10) в полином (16) и решая нелинейное уравнение

$$R(a)=0, \quad (17)$$

определим значения a, при которых

выполняется условие существования НОД многочленов

$$F(\omega) = F(\omega, r(a)),\ G(\omega) = G(\omega, r'(a)).$$

Если существует такое a, при котором выполнено (17) и условие

$$\rho^{+}(C) \geq 1,$$

где $\rho^{+}(C)$ – число всех различных положительных корней многочлена

$$C(\omega) = \text{НОД} F(\omega, a) G(\omega, a),$$

то уравнения (12) разрешимы и положительные корни многочлена $C(\omega)$ определяют возможные значения частоты автоколебаний ω, а решения уравнения (17) – значения амплитуды a.

Рассмотренная схема приводит к необходимости численного решения сложного уравнения (17). Однако предложенная методика эффективна в случае невысокой размерности системы.

V. ВЫВОДЫ

Представлена алгебраическая форма метода гармонического баланса. В случае однозначных нелинейностей задача полностью решена в [4] методами вещественного полиномиального анализа на основе обобщенного метода Рауса [1]-[3]. Также полностью поддается решению указанными средствами задача для неоднозначной нелинейности типа реле с гистерезисом [5].

Алгоритм анализа обобщенной алгебраической формы уравнения гармонического баланса для неоднозначных нелинейностей опирается на методы полиномиального анализа и теории результантов [6]. Проведение вычислений согласно предложенному алгоритму может быть легко осуществлено в математической системе Maple.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. А.Т. Барабанов Метод Рауса в теории систем. Обобщение проблемы Рауса в задачах теории систем. I //Изв. АН СССР. Сер. Техн. кибернетика.–1991.–№1.–С.35 - 44.
[2]. А.Т. Барабанов. Полное решение общей проблемы Рауса в теории систем. II //Изв. АН СССР. Сер. Техн. кибернетика.–1991.–№2.–С.39-47.
[3]. А.Т. Барабанов. Гурвицевы формы решения общей проблемы Рауса //Изв. РАН. Сер. Техн. кибернетика.–1994.–№1.–С.3-19.
[4]. А.Т. Барабанов, Д.Н. Безденежных. Алгебраическая форма анализа периодических режимов в нелинейной системе //Вестн. СевГТУ. – 2000. – №27. – С.4-10.
[5]. А.Т. Барабанов, Д.Н. Старинская. Алгебраическая форма анализа периодических режимов в системе с релейной гистерезисной нелинейностью ///Вестн. СевГТУ.–2003.–№.–С.19-24.
[6]. А.Т. Барабанов, Д.Н. Старинская. Применение методов полиномиального анализа к задаче исследования автоколебаний в САУ с неоднозначной нелинейностью //Вестн. СевГТУ.–2004.–№58.–С.66-72.
[7]. Д.Кокс, Дж.Литтл, Д.О'Ши. Идеалы, многообразия и алгоритмы. Введение в вычислительные аспекты алгебраической геометрии и коммутативной алгебры.–М.:Мир,2000.–687с.

Контакты

проф. Александр Барабанов, доктор технических наук, кафедра технической кибернетики, Севастопольский национальный технический университет, г. Севастополь, ул. Университетская 33. e-mail: atbarabanov@gmail.com.
ст. преп. Дарья Старинская, кафедра технической кибернетики, Севастопольский национальный технический университет,
e-mail: dnstars@gmail.com.

Рецензент: доц. д-р инж. Наско Атанасов

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ФАДДЕЕВА-ЛЕВЕРРЬЕ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ РИККАТИ В ЗАДАЧЕ ЛИНЕЙНО-КВАДРАТИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

MODIFIED FADDEEV-LEVERRIER ALGORITHM FOR CONSTRUCTION OF THE STABILIZING SOLUTION OF RICCATI EQUATION ON THE PROBLEM OF LINEAR QUADRATIC OPTIMIZATION

А. Барабанов, А. Балабанов

Резюме: Рассматривается модифицированный алгоритм Фаддеева-Леверрье (МАФЛ) вычисления коэффициентов характеристического многочлена матрицы Гамильтона и элементов представления матрицы линейной редукции, определяющей линейное матричное уравнение для стабилизирующего решения алгебраического уравнения Риккати(СРАУР). Даются рекомендации по повышению вычислительных свойств МАФЛ, рассматривается задача, где МАФЛ может быть использован в качестве составной вычислительной проблемы. Поиск СРАУР проводится в контексте задачи линейно-квадратической оптимизации.
Ключевые слова: Алгебраическое уравнение Риккати, метод резольвенты, линейно-квадратическая оптимизация, вычисление характеристического многочлена матрицы Гамильтона.

Abstract: The modified Faddeev-Le Verrier (MAFL) algorithm which is used for searching of characteristic polynomial of a Hamilton matrix and elements of linear representation of a linear reduction matrix, defining linear matrix equation under the stabilizing solution of algebraic Riccati equation (SSARE), is considered. Recommendations about increasing of MAFL computing properties are given and the problem where MAFL can be used as a part of computing problem is considered. Problem of SSARE is discussed on a context of a problem of linear quadratic optimization.
Keywords: Algebraic Riccati equation, a resolvent method, linear quadratic optimization, characteristic polynomial of a Hamilton matrix.

I. ВВЕДЕНИЕ, ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В задаче оптимального управления линейным динамическим объектом

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu,\ x(0) = x_0,\ x \in \mathbf{R}^n,\ u \in \mathbf{R}^m \quad (1)$$

с квадратическим функционалом качества

$$\mathbf{J}(u) = \int_0^\infty \left[x^{\mathrm{T}}(t)Px(t) + u^{\mathrm{T}}(t)Ru(t)\right]dt \to \min, \quad (2)$$

где $A, B, P = P^T \geq 0,\ R = R^T > 0$ – известные матрицы соответствующих размерностей, центральную роль играет поиск стабилизирующего решения алгебраического уравнения Риккати (СРАУР)

$$A^T K + KA + P - KQK = 0,\ Q = BR^{-1}B^{\mathrm{T}}, \quad (3)$$

т.е. такого решения, что матрица замкнутой системы $(A - QK)$ – гурвицева. Оптимальное управление в этом случае может быть получено в виде $u(t) = -R^{-1}B^{\mathrm{T}}Kx(t)$.

В [1] СРАУР предлагается искать из линейного матричного уравнения

$$\mathbf{U}\begin{bmatrix} I_n \\ K \end{bmatrix} = 0, \quad (4)$$

где I_n – здесь и далее единичная матрица соответствующей размерности $n \times n$, $\boldsymbol{U}$ – $2n \times 2n$ вещественная матрица определённая интегральным соотношением

$\mathbf{U} = \frac{1}{2\pi j}\int_C \Theta(s)ds$, $\Theta(s) = (sI_{2n} - \mathbf{H})^{-1}$ – резольвента матрицы Гамильтона

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} A & -Q \\ -P & -A^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}, \qquad (5)$$

C – замкнутый контур, проходящий в положительном направлении охватывающий все полюсы резольвенты, расположенные строго в правой полуплоскости.

Данный метод поиска СРАУР в [1] назван методом резольвенты. Для матрицы $\boldsymbol{U}$ возможно представление [2]

$$\mathbf{U} = \frac{1}{2} I_{2n} + \mathbf{H}\sum_{k=0}^{n-1} \gamma_{n-k-1}\Psi_k , \qquad (6)$$

где элементы представления γ_r, $r = 0,1,...,n-1$ – элементарные интегрально-квадратические функционалы

$$\gamma_r = \frac{1}{2\pi j}\int_C \frac{s^{2r}}{\Delta(s)}ds , \qquad (7)$$

способы их вычисления описаны в [2]; матрицы Ψ_r, $r = 0,1,...,n-1$ вычисляются модифицированным алгоритмом Фаддеева-Леверрье (МАФЛ)

$$\left.\begin{array}{llll} \mathbf{G}=\mathbf{H}^2, & & \Psi_0 = I_{2n}, \\ \mathbf{G}_1 = \mathbf{G}, & \delta_1 = \dfrac{-\mathrm{tr}\mathbf{G}_1}{2}, & \Psi_1 = \mathbf{G}_1 + \delta_1 I_{2n}, \\ \mathbf{G}_2 = \mathbf{G}\Psi_1, & \delta_2 = \dfrac{-\mathrm{tr}\mathbf{G}_2}{4}, & \Psi_2 = \mathbf{G}_2 + \delta_2 I_{2n}, \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ \mathbf{G}_k = \mathbf{G}\Psi_{k-1}, & \delta_k = \dfrac{-\mathrm{tr}\mathbf{G}_k}{2k}, & \Psi_k = \mathbf{G}_k + \delta_k I_{2n}, \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ \mathbf{G}_{n-1} = \mathbf{G}\Psi_{n-2}, & \delta_{n-1} = \dfrac{-\mathrm{tr}\mathbf{G}_{n-1}}{2(n-1)}, & \Psi_{n-1} = \mathbf{G}_{n-1} + \delta_{n-1} I_{2n}, \\ \mathbf{G}_n = \mathbf{G}\Psi_{n-1} & \delta_n = \dfrac{-\mathrm{tr}\mathbf{G}_n}{2n}, & \Psi_n = \mathbf{G}_n + \delta_n I_{2n} = 0. \end{array}\right\} \qquad (8)$$

Одновременно вычисляются коэффициенты многочлена $\delta(x) = \sum_{k=0}^{n} \delta_k x^k$, по которому может быть определён характеристический многочлен

$$\det(sI_{2n} - \mathbf{H}) = \Delta(s) = \delta(s^2) \qquad (9)$$

матрицы Гамильтона. Если многочлен $\Delta(s)$ не имеет чисто мнимых корней, то выполнима факторизация

$$\Delta(s) = (-1)^n q(s)q(-s) \qquad (10)$$

с гурвицевым многочленом

$$q(s) = \sum_{i=0}^{n} q_i s^i . \qquad (11)$$

Факторизацию $\Delta(s)$ можно осуществить, вычислив корни $x_i, i = 1,2,...,n$ многочлена $\delta(x)$, а затем все корни многочлена $\Delta(s)$ как $\lambda_i = \pm\sqrt{x_i}$. В заключение по соотношению $q(s) = \prod_{i=1}^{n}(s - \lambda_i) = \sum_{k=0}^{n} q_k s^k$, $\mathrm{Re}\,\lambda_i < 0$ определяются коэффициенты многочлена $q(s)$.

II. ОБ ОДНОМ СВОЙСТВЕ МАФЛ

Для матрицы $\mathbf{G}$ (8) справедливо равенство

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} A & -Q \\ -P & -A^{\mathbf{T}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} A & -Q \\ -P & -A^{\mathbf{T}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^2 + QP & QA^T - AQ \\ A^T P - PA & \left(A^2 + QP\right)^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{22} \end{bmatrix}.$$

Из него следуют симметрические свойства её $n \times n$ блоков

$$\mathbf{G}_{11} = \mathbf{G}_{22}{}^T, \mathbf{G}_{12} = -\mathbf{G}_{12}{}^T, \mathbf{G}_{21} = -\mathbf{G}_{21}{}^T .$$

Для любой натуральной степени матрицы $\mathbf{G}^k = \begin{bmatrix} X & Y \\ Z & W \end{bmatrix}$ выполняются те же симметрические свойства, а именно $X = W^T, Y = -Y^T, Z = -Z^T$. Это свойство легко проверяется при *k=2*

$$\mathbf{G}^2 = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{11}{}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{11}{}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11}{}^2 + \mathbf{G}_{12}\mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{11}\mathbf{G}_{12} + \mathbf{G}_{12}\mathbf{G}_{11}{}^T \\ \mathbf{G}_{21}\mathbf{G}_{11} + \mathbf{G}_{11}{}^T\mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{21}\mathbf{G}_{12} + \mathbf{G}_{11}{}^{2T} \end{bmatrix}.$$

Общее утверждение доказывается по индукции. Пусть оно верно для матрицы $\mathbf{G}^k$, тогда найдём

$$\mathbf{G}^{k+1} = \mathbf{G}\mathbf{G}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{11}{}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X & Y \\ Z & X^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11}X + \mathbf{G}_{12}Z & \mathbf{G}_{11}Y + \mathbf{G}_{12}X^T \\ \mathbf{G}_{21}X + \mathbf{G}_{11}{}^T Z & \mathbf{G}_{21}Y + \mathbf{G}_{11}{}^T X^T \end{bmatrix}$$

или в другом представлении

$$\mathbf{G}^{k+1} = \mathbf{G}^k\mathbf{G} = \begin{bmatrix} X & Y \\ Z & X^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{11}{}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X\mathbf{G}_{11} + Y\mathbf{G}_{21} & X\mathbf{G}_{12} + Y\mathbf{G}_{11}{}^T \\ Z\mathbf{G}_{11} + X^T\mathbf{G}_{21} & Z\mathbf{G}_{12} + X^T\mathbf{G}_{11}{}^T \end{bmatrix}.$$

Из этих двух соотношений следует, что $\mathbf{G}^{k+1}$ обладает указным свойством. Согласно рекуррентным соотношениям (8), для матриц Ψ_r, $\mathbf{G}_r$, $r = 0,1,...,n$ справедливы представления $\Psi_r = \sum_{i=0}^{r} \delta_{r-i}\mathbf{G}^i$ и $\mathbf{G}_r = \sum_{i=0}^{r-1} \delta_{r-i}\mathbf{G}^i$ соответственно. Значит, для этих матриц также справедливы указанные симметрические свойства.

Данные свойства позволяют приблизительно вдвое снизить вычислительные затраты МАФЛ. Рассмотрим пример системы малой размерности *n=2*. Пусть матрицы системы (1) и критерия качества (2) заданы как

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & -1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} 32 & 0 \\ 0 & 8 \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad R = 1.$$

Гамильтонова матрица (5) и её квадрат имеют следующие численные значения

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & -1 & 0 & -1 \\ -32 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & -8 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & -1 \\ -2 & 11 & 1 & 0 \\ 0 & -16 & 2 & -2 \\ 16 & 0 & -1 & 11 \end{bmatrix}.$$

На первом шаге алгоритма (8) имеем

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{G}, \ \delta_1 = \frac{-tr\,\mathbf{G}_1}{2} = -13,$$

$$\Psi_1 = \begin{bmatrix} -11 & -1 & 0 & -1 \\ -2 & -2 & 1 & 0 \\ 0 & -16 & -11 & -2 \\ 16 & 0 & -1 & -2 \end{bmatrix}$$

на втором

$$\mathbf{G}_2 = diag\{-36, \ -36, \ -36, \ -36\},$$

$$\delta_2 = \frac{-tr\,\mathbf{G}_2}{4} = 36,$$

$$\Psi_2 = [0].$$

Данный пример иллюстрирует указанные свойства блоков матриц **G**, $\mathbf{G_1}$, $\mathbf{G_2}$, Ψ_1 и Ψ_2. Очевидно, что для определения всех элементов g_{ij}, *i,j= 1,2,3,4* матрицы **G** непосредственно вычислить можно только элементы g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22}, g_{14} и g_{32} остальные определяются согласно указанным свойствам симметричности блоков. Аналогично, то же справедливо и для указанных выше матриц. Обобщая, можно сказать, что выполняя вычисления по МАФЛ, в случае матриц произвольной размерности нетрудно реализовать подобную же стратегию – вычислять только половину элементов соответствующих матриц. Кроме того, указанные свойства симметрии можно использовать в реализации

МАФЛ, во первых, в общем случае в *k*-ой строке МАФЛ (8) допустимо вычисление коэффициента δ_k многочлена $\delta(x)$ как $\delta_k = -\frac{tr\mathbf{G}_k^{11}}{k}$, где $\mathbf{G}_k^{11} \in \mathbf{R}^{n\times n}$ – соответствует блочному разбиению $\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_k^{11} & \mathbf{G}_k^{12} \\ \mathbf{G}_k^{21} & \mathbf{G}_k^{22} \end{bmatrix}$. Во вторых, диагональные элементы матриц $\mathbf{G}_k^{12}, \mathbf{G}_k^{21}$ (и соответственно $\Psi_k^{12} = \mathbf{G}_k^{12}$, $\Psi_k^{21} = \mathbf{G}_k^{21}$) по построению равны нулю и могут не вычисляться.

Отметим также, что МАФЛ может быть применён не только в основе представления (6), но также и в задаче построения СРАУР с помощью известного соотношения Басса

$$q(\mathbf{H})\begin{bmatrix} I_n \\ K \end{bmatrix} = 0. \qquad (12)$$

В (12)

$q(\mathbf{H}) = \mathbf{H}^n + q_{n-1}\mathbf{H}^{n-1} + ... + q_i\mathbf{H}^i + ... + q_1\mathbf{H} + q_0\mathbf{I}_{2n}$,

q(s) – полином факторизации (11).

При таком применении МАФЛ используется для определения характеристического многочлена $\Delta(s)$ согласно (9) с последующей факторизацией и определением q(s) (см. выше).

Более эффективный способ вычисления матрицы $V = q(\mathbf{H})$ по сравнению со схемой Горнера следует из представления

$$V = \sum_j q_{2j}\mathbf{G}^j + H\sum_k q_{2k+1}\mathbf{G}^k ,$$

где j=0,2,…,e; k= 0,2,…,l, а

$$e = \begin{cases} n/2, & n - чётное, \\ (n-1)/2, & n - нечёт., \end{cases}$$

$$l = \begin{cases} n/2-1, & n - чётное, \\ (n-1)/2, & n - нечёт. \end{cases}$$

с учётом выше обозначенных симметрических свойств блоков матриц $\mathbf{G}^j, \mathbf{G}^k$.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, МАФЛ является эффективным средством построения элементов преставления (6) и коэффициентов характеристического многочлена (9) матрицы Гамильтона.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. А. Т. Барабанов. Стабилизирующее решение алгебраического уравнения Риккати. Метод резольвенты. Изв. РАН. ТиСУ. 2008 г.. № 3.

[2]. А.Т. Барабанов. Алгоритмы построения стабилизирующего решения алгебраического уравнения Риккати на основе его линейной редукции в задачах аналитического конструирования регуляторов. Изв. РАН. ТиСУ. 2008 г.. №5.

Контакти

Барабанов Александр Трифонович, д.т.н., проф. кафедры ”Техническая кибернетика”(ТК) СевНТУ, 99003, г. Севастополь, ул. Гамарника 10, кв. 3.

Балабанов Алексей Николаевич, ассистент каф. ТК СевНТУ, 99057, г. Севастополь, пр. Октябрьской революции 25, кв.9.. e-mail: alexey-bolic@yandex.ru

Рецензент: доц. д-р инж. Наско Атанасов

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЩЕСТВЕННОГО ПОЛИНОМИАЛЬНОГО АНАЛИЗА ЧАСТОТНЫХ КРИТЕРИЕВ АБСОЛЮТНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ В ЗАДАЧЕ ПОСТРОЕНИЯ АЛГОРИТМОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

A CONSTRUCTION OF AUTOMATED ABSOLUTE STABILITY ALGORITHMS USING REAL POLYNOMIAL ANALYSIS OF FREQUENCY DOMAIN CRITERIONS

А. Барабанов, А. Лисогурский

Резюме: Рассматриваются практические аспекты применения вещественного полиномиального анализа частотных критериев абсолютной устойчивости в задаче формирования алгоритмов полностью автоматизированного исследования устойчивости нелинейных систем. Обсуждаются необходимость построения указанных алгоритмов и недостатки частотного подхода при решении подобных задач. Формулируются рекомендации по использованию рассматриваемых алгоритмов и предложенного подхода к исследованию абсолютной устойчивости нелинейных систем.
Ключови думи: Абсолютная устойчивость, нелинейные системы, критерии абсолютной устойчивости, машинно-ориентированные алгоритмы.

Abstract: This paper discusses an practical application of real polynomial analysis of the frequency domain absolute stability criterions in the task of algorithms formation for automated absolute stability analysis of the nonlinear systems. A necessity of such algorithms and disadvantages of frequency domain approach are discussed. Usage guidelines of involved algorithms and approach for absolute stability research are stated.
Keywords: Absolute stability, nonlinear systems, absolute stability criterions, computed-based algorithms.

I. ВВЕДЕНИЕ

Широко известны конструктивные результаты в задаче анализа абсолютной устойчивости нелинейных систем для случая одной нелинейности [1, 2]. Они основываются на построении частотных характеристик рассматриваемых систем и их последующем анализе. Неоспоримым преимуществом подобного подхода является исключительная наглядность получаемых геометрических интерпретаций, однако такая методика обладает двумя существенными недостатками: необходимостью рассмотрения неравенств на полубесконечном интервале частот и неопределенностью в выборе шага по частоте.

Наряду с известными частотными методами интерес представляют эквивалентные алгебраические критерии, а также разработка алгоритмов по их проверке с учетом особенностей машинной реализации. В инженерной практике используются и частотные и алгебраические критерии абсолютной устойчивости. Например, в [3] показана эффективная компьютерная реализация алгебраических критериев на основе предложенной в [4] общей формы вещественного полиномиального анализа. Здесь не требуется каких-либо геометрических построений и, следовательно, субъективного анализа получаемых графических результатов. Кроме того, алгебраические критерии, как правило, легче реализуются с помощью компьютерных программных пакетов [3].

Использование полиномиального подхода к анализу абсолютной устойчивости в совокупности с современными компьютерными средствами позволяет разрабатывать программное обеспечение для полностью автоматизированного анализа критериев абсолютной устойчивости

нелинейных систем, в том числе и систем с несколькими нелинейными блоками.

В данной работе рассматривается задача построения машинно-ориентированных алгоритмов исследования абсолютной устойчивости нелинейных систем на основе вещественного полиномиального анализа частотных критериев устойчивости. Предложена общая схема формирования алгоритмов автоматизированного анализа абсолютной устойчивости, формулируются рекомендации по реализации указанных алгоритмов в современных программных пакетах.

II. ВЕЩЕСТВЕННЫЙ ПОЛИНОМИАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ КРИТЕРИЕВ АБСОЛЮТНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ

Рассмотрим исходные положения полиномиального анализа частотных критериев абсолютной устойчивости в терминах работы [4]. На основе этих положений далее сформулируем рекомендации по построению машинно-ориентированных алгоритмов исследования абсолютной устойчивости нелинейных систем.

Итак, будем рассматривать частотные критерии абсолютной устойчивости систем с одной нелинейностью [1, 2, 4]

1) круговой

$$\mathrm{Re}[1+k_1W(j\omega)][1+k_2W(j\omega)]^* > 0, \quad (1)$$

2) критерий В.М. Попова

$$\frac{1}{k}+\mathrm{Re}[(1+j\omega\theta)W(j\omega)] > 0, \quad (2)$$

3) критерий для систем с дифференцируемой нелинейностью В.А. Якубовича

$$\mathrm{Re}\left\{[1+k_1W(j\omega)]^*[1+k_2W(j\omega)]\right\}+ + \frac{\theta}{\tau_1+\tau_2\omega^2}\mathrm{Re}[j\omega W(j\omega)] > 0. \quad (3)$$

Здесь числа k_1, k_2 характеризуют сектор нелинейности [2], причем неравенство (2) записано для случая $k_1 = 0$, $k_2 = k$; $W(s)$ – передаточная функция линейной части системы [1]. Указанные типы частотных неравенств существенно различаются тем, что неравенство (1) не содержит неопределенных параметров (нульпараметрическое неравенство), неравенство (2) содержит один, а неравенство (3) – два параметра. Как известно [2], для третьего параметра θ в (3) без ограничения общности можно ограничиться лишь значениями $\theta \in \{0,1,-1\}$.

Представим указанные частотные неравенства в вещественной форме с помощью многочленов (и определяемых ими рациональных функций) вещественной переменной на отрицательной полуоси, при этом необходимые и достаточные условия выполнения неравенств (1), (2) и (3) выразим через свойства соответствующих многочленов и рациональных функций.

Пусть

$$W(s) = \frac{p(s)}{q(s)} = \frac{b_0 s^m + \ldots + b_{m-1}s + b_m}{a_0 s^n + \ldots + a_{n-1}s + a_n},$$

где $a_0 \neq 0, b_0 \neq 0, n > m$ и все корни многочлена $q(s)$ лежат в левой полуплоскости.

Для частотных характеристик

$$P(\omega) = \mathrm{Re}\,W(j\omega),$$
$$Q(\omega) = \mathrm{Im}\,W(j\omega),$$
$$M^2(\omega) = |W(j\omega)|^2$$

воспользуемся представлениями

$$P(\omega) = \frac{1}{2}[W(j\omega)+W(-j\omega)],$$
$$Q(\omega) = \frac{1}{2j}[W(j\omega)-W(-j\omega)],$$
$$M^2(\omega) = W(j\omega)W(-j\omega),$$

из которых следует при $x = -\omega^2$

$$\left.\begin{aligned} &P(\omega)=A(x)/D(x),\quad \omega Q(\omega)=B(x)/D(x),\quad M^2(\omega)=d(x)/D(x),\\ &A(s^2)=\frac{1}{2}\left[p(s)q(-s)+p(-s)q(s)\right]=чет\ p(s)q(-s),\\ &B(s^2)=\frac{1}{2}\left[(-s)p(s)q(-s)+sp(-s)q(s)\right]=чет\ (-s)p(s)q(-s),\\ &D(s^2)=q(s)q(-s)=чет\ q(s)q(-s),\quad d(s^2)=p(s)p(-s)=чет\ p(s)p(-s),\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

где $чет\left(a_0+a_1s+a_2s^2+\ldots\right)=a_0+a_2s^2+\ldots.$

Если записать многочлены $p(s)$ и $q(s)$ в виде

$$p(s)=u(s^2)+sv(s^2),\quad q(s)=U(s^2)+sV(s^2), \tag{5}$$

где

$$\left.\begin{aligned} &u(x)=b_m+b_{m-2}x+b_{m-4}x^2+\ldots,\quad v(x)=b_{m-1}+b_{m-3}x+b_{m-5}x^2+\ldots,\\ &U(x)=a_n+a_{n-2}x+a_{n-4}x^2+\ldots,\quad V(x)=a_{n-1}+a_{n-3}x+a_{n-5}x^2+\ldots,\end{aligned}\right\} \tag{6}$$

то нетрудно получить

$$\left.\begin{aligned} &A(x)=u(x)U(x)-xv(x)V(x),\quad B(x)=x\left[u(x)V(x)-v(x)U(x)\right],\\ &D(x)=U^2(x)-xV^2(x),\quad d(x)=u^2(x)-xv^2(x).\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

С помощью представлений (4) – (7) в [4] получены эквивалентные полино-миальные формы известных [1, 2] частотных критериев абсолютной устойчивости:

1) кругового критерия

$$\pi(x)=G(x)>0,\ x\le 0, \tag{8}$$

где

$$G(x)=D(x)+(k_1+k_2)A(x)+k_1k_2d(x); \tag{9}$$

2) критерия В.М. Попова

$$\pi(x)=G(x)-\theta B(x)>0,\ x\le 0, \tag{10}$$

где

$$G(x)=1/kD(x)+A(x); \tag{11}$$

3) критерия для систем с дифференцируемой нелинейностью

$$\pi(x)=(\tau_1-\tau_2x)G(x)-\theta B(x)>0,\ x\le 0, \tag{12}$$

где $G(x)$ имеет вид (9).

Пусть $\rho^-(\pi)$ – число всех различных вещественных отрицательных корней многочлена $\pi(x)$. Очевидно, что для выполнения неравенств (8), (10), (12) необходимо и достаточно существование таких параметров (в (10), (12)), чтобы выполнялось условие

$$\pi(0)>0,\ \rho^-(\pi)=0. \tag{13}$$

Таким образом, частотным неравенствам указанных критериев абсолютной устойчивости придается форма неравенств для многочленов, рассматриваемых на вещественной отрицательной полуоси. Вещественные отрицательные корни многочленов определяют далее свойства функций, рассматриваемых при анализе неравенств, в частности, рациональной функции

$$R(x)=\frac{G(x)}{B(x)}. \tag{14}$$

В анализе неравенств будем опираться на следующее утверждение.

Лемма [4]. *Если неравенства* (10), (12), $\tau_1>0$ *выполняются при* $\theta\ne 0$, *то*

а) верно неравенство

$$G(0)>0; \tag{15}$$

б) для всех различных вещественных отрицательных корней $\beta_i,\ i=1,2...,s$ *многочлена* $B(x)$

$$G(\beta_i)>0,\ i=1,2...,s; \tag{16}$$

в) для всех различных вещественных отрицательных корней $\gamma_i,\ i=1,2...,l$ *многочлена* $G(x)$

$$\left.\begin{aligned} &B(\gamma_i)<0,\ i=1,2...,l,\\ &либо\ B(\gamma_i)>0,\ i=1,2...,l.\end{aligned}\right\} \tag{17}$$

III. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Необходимо отметить, что соотношения (13) являются основой методики по-

строения машинно-ориентированных алгоритмов проверки условий абсолютной устойчивости. Действительно, если многочлен $\pi(x)$ не содержит неопределенных параметров, как в случае кругового критерия (8), то исследование абсолютной устойчивости нелинейной системы с одной произвольной нелинейностью из сектора сводится к анализу распределения корней многочлена $G(x)$ (9) относительно вещественной оси. В этом случае условия (13) можно проверить с помощью обобщенного алгоритма Рауса [5] конечным числом арифметических операций над коэффициентами многочлена $\pi(x)$. Кроме того, могут использоваться численные алгоритмы поиска корней многочлена по его коэффициентам, в достаточном объеме представленные в системе автоматизации математических расчетов Matlab [6]. В этом случае алгоритм автоматизированного анализа абсолютной устойчивости будет содержать следующие основные пункты:

– проверку необходимых условий абсолютной устойчивости (устойчивость системы сравнения [1, 2]);

– построение критериального многочлена $\pi(x)$;

– проверку выполнения условий (13).

В случае, когда многочлен $\pi(x)$ содержит неопределенные параметры можно поступать двумя способами. В основе первого лежит прямая проверка условий (13) при назначенных значениях неопределенных параметров. Машинная реализация данного способа не вызывает сложностей, однако при отрицательном результате возникает ситуация неопределенности – то ли неудачно выбраны значения неопределенных параметров, то ли исследуемая система не обладает нужными свойствами.

Второй способ заключается в проведении аналитического исследования самого критерия с целью полного исключения либо сокращения числа неопределенных параметров из условий абсолютной устойчивости. При этом производится построение последовательности условий, организованных по принципу «от простого к сложному», совокупное выполнение которых эквивалентно выполнению условий абсолютной устойчивости для рассматриваемого критерия.

Рассмотрим этот способ на примере критерия В.М. Попова с одним неопределенным параметром θ в полиномиальной форме, который путем аналитического анализа условия (10) может быть сведен к нуль-параметрическому критерию абсолютной устойчивости [4].

Запишем неравенство (10) в виде

$$\pi(x) = B(x)[R(x) - \theta] > 0,\ x \le 0,$$

где $R(x)$ определена в виде (14). Очевидно [4], что функция $R(x)$ будет распадаться на ветви $R_i^+(x)$ и $R_i^-(x)$ (в зависимости от знака $B(x)$), если многочлен $B(x)$ имеет отрицательные вещественные корни. Пусть $R_{\min}^+$ – наименьшее и $R_{\max}^-$ – наибольшее значения $R(x)$ на множестве ветвей $R_i^+(x)$ и $R_i^-(x)$ соответственно. Тогда для выполнения неравенства (10) в случае, когда многочлен $B(x)$ не меняет знака на отрицательной полуоси $x < 0$, необходимы и достаточны неравенства

$$\theta < R_{\min}^+ \text{ при } B(x) \ge 0 \text{ и}$$

$$\theta > R_{\max}^- \text{ при } B(x) \le 0;$$

в случае, когда многочлен $B(x)$ меняет знак на отрицательной полуоси $x < 0$, необходимы и достаточны неравенства

$$R_{\max}^- < \theta < R_{\min}^+.$$

Причем условия леммы являются необходимыми условиями выполнения (10) [4]. Более того, если многочлен $B(x)$ не имеет отрицательных корней, то условие (16) снимается, условие (17) выполняется. Необходимым и достаточным условием выполнения неравенства (10) оказывается условие (15). Если многочлен $B(x)$ имеет отрицательные корни, но не меняет знака при $x < 0$ (все отрицательные корни четной кратности), то необходимыми и достаточными условиями

выполнения неравенства (10) оказываются условия (16), (17).

На основании высказанных выше положений можно сформулировать следующий алгоритм анализа абсолютной устойчивости системы с одним нелинейным блоком.

Алгоритм анализа абсолютной устойчивости на основе аналитического исследования критерия В.М. Попова в полиномиальной форме.

1) Анализ необходимых условий устойчивости исследуемой нелинейной системы (устойчивость соответствующей системы сравнения);

2) построение многочленов $B(x)$, $G(x)$ в (10) по известной передаточной функции линейной части системы и требуемому размеру сектора нелинейности k;

3) проверка условий леммы;

4) если многочлен $B(x)$ не меняет знака при $x \le 0$, то условия абсолютной устойчивости выполняются, иначе переходим к следующему шагу;

5) нахождение экстремумов $R^{+}_{\min}$, $R^{-}_{\max}$ ветвей функции $R(x)$ и проверка условия $R^{-}_{\max} < R^{+}_{\min}$.

Положительным исходом алгоритма считается случай, когда выполнены пункты 1 – 3 и многочлен $B(x)$ не имеет вещественных отрицательных корней, либо когда выполняются пункты 1 – 4, либо выполнены все пункты кроме 4 (случай, когда многочлен $B(x)$ меняет знак при $x < 0$). Таким образом, однопараметрическое неравенство (10) сводится к нуль-параметрической вычислительной процедуре (процедуре однозначной, без параметра). Следует также отметить, что условия леммы (16) и (17) легко проверяются без вычисления корней с помощью алгоритмов обобщенного метода Рауса [5].

Аналогичным образом проводится аналитический анализ критерия для системы с дифференцируемой нелинейностью в полиномиальной форме (12), при этом число неопределенных параметров в общем случае удается сократить до одного, в частных случаях вычислительная процедура является нуль-параметрической [4, 7].

В случае нескольких нелинейных блоков частотные неравенства указанных выше критериев преобразуются в неравенства для эрмитовых матриц [2, 8]. Здесь уже анализ положительной определенности эрмитовых матриц критериев не может быть заменен геометрическими построениями как в скалярном случае. Более того, уже при двух нелинейных элементах начинает проявляться феномен размерности. Главным образом он выражается в проблеме априорно задаваемых параметров.

В случаях, когда число нелинейных блоков невелико, возможно аналитическое исследование критериев абсолютной устойчивости [2, 8, 9]. Так для систем с двумя нелинейностями удается сформулировать алгоритмы проверки положительной определенности эрмитовых матриц кругового критерия и критерия В.М. Попова. Анализ положительной определенности эрмитовой матрицы критериев здесь заменяется набором последовательно проверяемых скалярных частотных (либо полиномиальных) неравенств. При этом анализ выполнения указанных неравенств, как в случае системы с одной нелинейностью, удается полностью локализовать, т.е. рассмотрение частотных неравенств на полубесконечном интервале частот заменить исследованием свойств соответствующих многочленов и рациональных функций.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На примере частотного критерия В.М. Попова для системы с одной стационарной нелинейностью рассмотрено применение вещественного полиномиального анализа частотных критериев в задаче построения машинно-ориентированных алгоритмов исследования абсолютной устойчивости. Такой подход базируется на представлении частотных неравенств в вещественной форме с по-

мощью многочленов и определяемых ими рациональных функций вещественной переменной на отрицательной полуоси. Последующий анализ не требует каких-либо геометрических построений с перебором частот на полубесконечном интервале и анализа получаемых графических результатов. Применением полиномиального подхода к анализу неравенств рассмотренных частотных критериев абсолютной устойчивости удается полностью локализовать соответствующие вычислительные процедуры.

Применение рассмотренных машинно-ориентированных алгоритмов эффективно в случаях, когда при исследовании нелинейной системы построение частотных годографов связано с трудностями, определяемыми свойствами конкретной системы (сложный вид комплекснозначной кривой, разномасштабность годографа на существенно различающихся частотах и т.п.). Продолжением подхода, представленного в данной работе, может стать разработка модуля расширения программного пакета Matlab, в котором будут представлены реализации алгоритмов исследования устойчивости систем с нелинейностями различных классов.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Справочник по теории автоматического управления; под ред. Красовского А.А. – М.: Наука, 1987. – 712с.

[2]. Методы исследования нелинейных систем автоматического управления; под ред. Р.А. Нелепина. – М.: Наука, 1975. – 448с.

[3]. Барабанов А.Т. Компьютерная реализация критерия абсолютной устойчивости В.М. Попова / А.Т. Барабанов, А.С. Лисогурский // Збірник наукових праць СНУЯЕтаП – Севастополь: СНУЯЕтаП, 2007. – Вип.1(21).– С.165-172.

[4]. Барабанов А.Т. Вещественный полиномиальный анализ частотных критериев абсолютной устойчивости / А.Т. Барабанов // Изв. РАН. Сер. Теория и системы управления. – 2000. – № 1. – С. 5–14.

[5]. Барабанов А.Т. Анализ распределения корней многочлена на основе обобщенной схемы Рауса / А.Т. Барабанов // Динамические системы.– 1994.– Вып.13.– С.107–118.

[6]. Дьяконов В.П. Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 в математике и моделировании / В.П. Дьяконов. – М.: Солон-Пресс, 2005. – 576 с.

[7]. Барабанов А.Т. Построение секторов абсолютной устойчивости в задаче управления боковым движением летательного аппарата для дифференцируемых аэродинамических нелинейностей / А.Т. Барабанов, А.С. Лисогурский // Оптимізація виробничих процесів: зб. наук. пр. – Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2009. – Вип. 11. – С. 10–19.

[8]. Лисогурский А.С. Абсолютная устойчиовсть систем с двумя нелинейностями / А.С. Лисогурский, А.Т. Барабанов // Вестник СевГТУ: Сб. науч. тр. – Севастополь, 2006. – Вып. 72. – С. 13-25.

[9]. Барабанов А.Т. Абсолютная устойчивость системы управления морским зондом /А.Т. Барабанов, А.С. Лисогурский // Системы контроля окружающей среды: Сб. науч. тр./ НАН Украины. МГИ: – Севастополь, 2006. – С. 118-125.

Контакты

Барабанов Александр Трифонович, д.т.н., профессор кафедры Технической кибернетики Севастопольского национального технического университета, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Украина, 99053.

Лисогурский Александр Сергеевич, аспирант кафедры Технической кибернетики Севастопольского национального технического университета. e-mail: lisogurskiy@gmail.com

Рецензент: доц. д-р инж. Витан Димитров

ИЗМЕРЕНИЕ РАССТОЯНИЯ ПРИ ПОМОЩИ СТЕРЕОЗРЕНИЯ

DISTANCE MEASURING USING STEREOVISION

К. Варламов, П. Светличный

Резюме: Рассматривается триангуляционный метод вычисления расстояний при помощи двух откалиброванных веб-камер.
Ключови думи: стереозрение, вычисление расстояний, калибровка, мобильные роботы

Abstract: In the article the triangular method for distance measuring is presented. The algorithm of computation of the distance with help of two calibrated cameras is described.
Keywords: stereovision, distance measure, calibration, mobile robots

I. ВВЕДЕНИЕ

Определение расстояния при помощи технических средств используется во многих областях деятельности человека. Его используют для управления полётами самолётов, в топографии, навигации и робототехнике. Одним из новых направлений является определение расстояний при помощи снимков, полученных с веб-камер. Данный метод обеспечивает высокую точность, является сравнительно дешевым относительно дрyгих методов определения расстояний, кроме того камеры могут иметь миниатюрные размеры, что является очень важным в робототехнике. Также применение данного метода обусловлено стремительным увеличением вычислительных возможностей современной вычислительной техники, что позволяет проводить расчёты в реальном времени. Помимо вычисления расстояния возможно так же определение формы, структуры при распознавании объектов. В данной работе зрительная система является частью информационной системы робота и в качестве результатов по требованию управляющего программного обеспечения робота выдаёт трёхмерные мировые координаты обнаруженных объектов окружающего мира.

II. ПРИНЦИПЫ СТЕРЕОЗРЕНИЯ

Рассмотрим общий принцип определения пространственного расположения точек с помощью стереоскопической системы. Будем полагать, что две камеры установлены так, что их оси X коллениарны, а оси Y и Z параллельны. Ось Y перпендикулярна плоскости рисунка. Начало координат левой камеры (центр проектирования) смещено относительно начала координат правой камеры вдоль оси X на величину b, которая называется базой стереоскопической системы. При наблюдении некоторой точки P объекта сцены на левом изображении формируется точка P_l а на правом – точка P_r .Глубина связана с координатами точек P_l и P_r изображений следующим образом:

$$z = \frac{fb}{x_l - x_r} = \frac{fb}{d}, \qquad (1)$$

где d – величина рассогласования (диспарантность), равная разности координат точек на левом и правом изображениях. Из уравнения (1) видно, что расстояние до точки P увеличивается при уменьшении рассогласования и уменьшается при увеличении рассогласования. Расстояние стремится к бесконечности при приближении рассогласованности к нулю. По построению стереоскопической системы на рисунке 1 рассогласование двух координат y точек на двух изображениях отсутствует. Таким образом для заданной точки $P_1(x1, y1)$ изображения I_1 соответствующая точка $P_2(x2, y2)$ на изображении I_2 лежит на той же строке изображения, т.е. $y_1 = y_2$. Такая конфигурация называется нормальной парой. В случае реальных условий камеры могут быть на-

правлены под углом друг к другу, но в данной работе этот случай не рассматривается.

Далее рассмотрим вычисление трёхмерных координат в глобальной системе координат W[1]. С каждой из камер также свяжем свою систему координат C_1 и C_2. Координаты точки P объекта в мировой системе обозначим как

$$^{W}P=[^{W}P_x, ^{W}P_y, ^{W}P_z] .$$

Для определения их значений необходимы:

1) расположение камеры C_1 в рабочем пространстве W, а так же внутренние параметры (эти параметры можно получить эксперементально путём калибровки камеры). Все эти параметры записываются в форме матрицы камеры, которая математически описывает лучи в трёхмерном пространстве для формирования каждой точки изображения P^1

2) аналогично необходима матрица камеры C_2 .

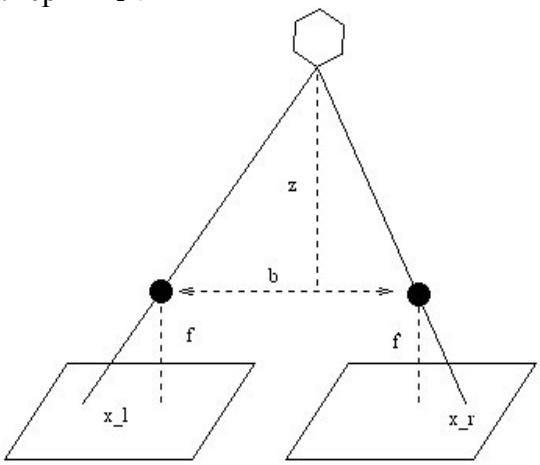


Рис. 1. Геометрическая модель простой стереоскопической системы

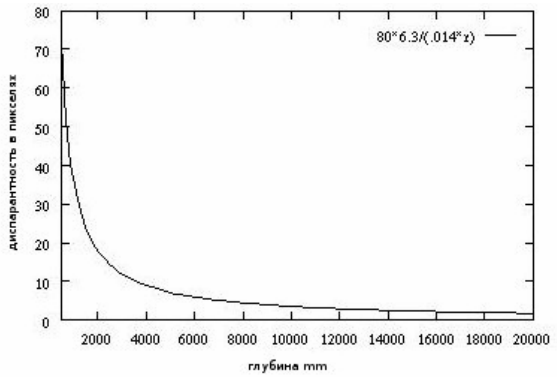


Рис. 2. Зависимость расстояния от велечины смещения

Связь координат объекта в мировой системе координат и в системе координат каждой камеры описывается при помощи перспективной проекции в виде:

$$s^{I}P=\frac{I}{W}C\,P\ , \qquad (2а)$$

$$\begin{bmatrix} s^{I}P_r \\ s^{I}P_c \\ s \end{bmatrix}=\frac{1}{W}C\begin{bmatrix} {}^{I}P_x \\ {}^{I}P_y \\ {}^{W}P_z \end{bmatrix}, \qquad (2б)$$

$$_{W}^{I}C = A[R\,|\,T], \qquad (2в)$$

$$A[R\,|\,T]=\begin{bmatrix} f_x & 0 & c_x \\ 0 & f_y & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & t_1 \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & t_2 \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & t_3 \end{bmatrix}, \qquad (2г)$$

где $(s^{I}P_r, s^{I}P_y)$ - координаты проекции в пикселях; A - матрица камеры (матрица внутренних параметров);

f_x, f_y - фокусное расстояние вычисленное в пикселях; (c_x, c_y) - центр изображения; [R | T] - матрица переноса и поворота для преобразования мировых координат в координаты камеры. Это преобразование эквивалентно следующему преобразованию:

$$[x \quad y \quad z]=R[X \quad Y \quad Z]+t\,; \qquad (3а)$$

$$x'=\frac{x}{z};\ y'=\frac{y}{z}\ , \qquad (3б)$$

$$u=f_x * x' + c_x \quad v=f_y * y' + c_y\,, \qquad (3в)$$

где $_{W}^{I}C$ - полная матрица камеры, которая определяет преобразование координат точек мировой системы координат в пиксельные координаты изображения. Значения её элементов вычисляются согласно процедуре подбора для опорных точек (калибровка). Для этого на сцену помещаеться специальный объект с известными характерными размерами (калибровочный стенд), соответственно мы получаем набор точек из реального мира с известными координатами.

Пусть $[x_j, y_j, z_j]$ - известные точки калибровочного объекта, а $[u_j, v_j]$ - соответствующие писксельные координаты. Исключая масштабный множитель s из уравнения получения изображений получаем:

$$u_j = (c_{11} - c_{31}u_j)x_j + (c_{12} - c_{32}u_j)y_j + (c_{13} - c_{33}u_j)z_j + c_{14} \quad (4а)$$

$$v_j = (c_{21} - c_{31}u_j)x_j + (c_{22} - c_{32}u_j)y_j + (c_{23} - c_{33}u_j)z_j + c_{24} \quad (4б)$$

Разделяя неизвестные получим:

$$\begin{bmatrix} x_j & 0 \\ y_j & 0 \\ z_j & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & x_j \\ 0 & y_j \\ 0 & z_j \\ 0 & 1 \\ -x_j u_j & -x_j v_j \\ -y_j u_j & -y_j v_j \\ -z_j u_j & -z_j v_j \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{12} \\ c_{13} \\ c_{14} \\ c_{21} \\ c_{22} \\ c_{23} \\ c_{24} \\ c_{31} \\ c_{32} \\ c_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_j \\ v_j \end{bmatrix}, \quad (5)$$

Каждый проектирующий луч даёт два таких уравнения, таки образом для n калибровочных точек мы получаем 2n линейных уравнений. Эти уравнения кратко можно представить в матричной форме: $A_{2nx11}x_{11x1} \approx b_{2nx1}$, где x – это вектор-столбец неизвестных , а b – вектор-столбец координат на изображении.Так как в системе 11 неизветных, а количество уравнений 12 и более, то данная система является переопределённой. Не существует такого вектора x, который являлся бы решением всех уравнений. Для нахождения наилучшего решения подходит метод наименьших квадратов. С его помощью надо определить набор неизвестных параметров, для которых оказывается минимальной сумма (по всем уравнениям) квадратов разностей наблюдаемых координат и координат вычесленных с помощью матрицы камеры. Такие разности называются невязками. Для нахождения этого решения достаточно заметить, что $A^t r = 0$ (вектор неувязок r= b –Ax ортогонален столбцам матрицы A), откуда получаем:

$$A^t Ax = A^t b, \quad (6а)$$

$$x = (A^t A)^{-1} A^t b. \quad (6б)$$

Существуют более совершенные алгоритмы калибровки, в частности алгоритм Z. Zhang[2]. В нем в качестве калибровочного стенда используется шахматная доска, напечатанная на листе бумаги с высоким качеством (рис. 4), где в качестве модельных точек используются вершины квадратов, найденные оператором выделения краёв.

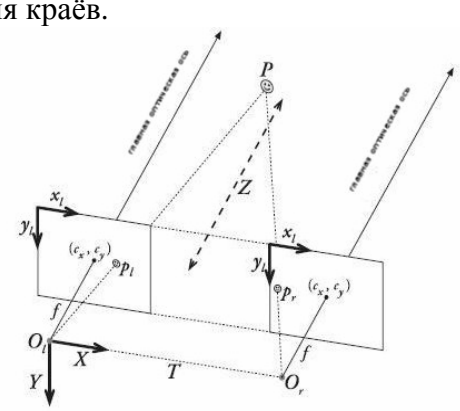


Рис. 3. Стереокоординатная система

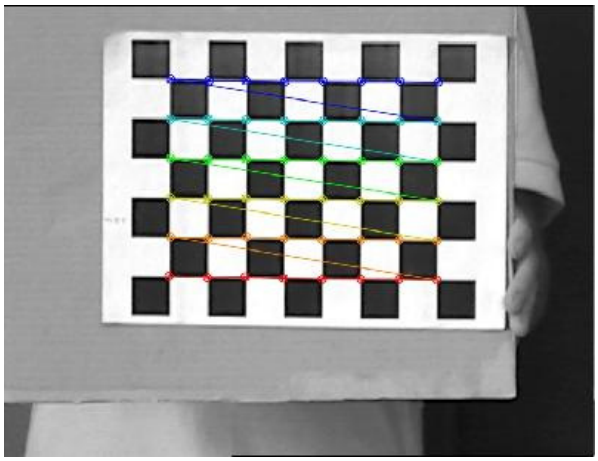


Рис. 4. Калибровка при помощи шахматной доски

Следующий этап после получения параметров - вычисление соответствий между точками двух изображений объекта. Для этого используется кореляционный метод поиска стереосответствия, разработанный Kurt Konolige[3], который использует скользящие суммы абсолютных различий между яркостью пикселей левого изображения и пискселей в правом изображении.

$$SAD_v(x,y) = \sum_j \sum_i \| g_t(x+i, y+j) - g_{t-1}(x+v_x+i, y+v_{y+J}+j) \| \quad (7)$$

Принцип действия показан на рис. 5. Изображния сдвинуты на некоторое количество пикселей(между minDisparity и minDisparity + numberOfDisparities). Чтобы улучшить качество алгоритма в него

включается пред-фильтрация и пост-фильтрация, работает алгоритм только при смещении изображений по оси X. Данный метод - один из самых быстрых и может вычислять стереосоответствия в режиме реального времени.

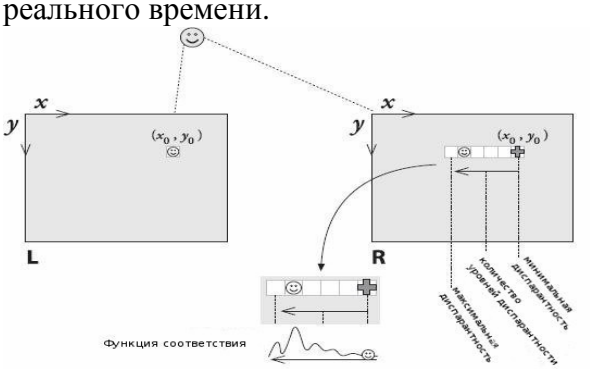


Рис. 5. Поиск соответствий методом Kurt Konolige

Каждое совпадение будет находиться в одинаковых строках двух изображений и лежит в диапазоне [minDisparity minDisparity + numberOfDisparities], где поисковое окно (SAD Window) помещается в точку (x_0, y_0) и перемещается влево, основываясь на расположении лучей проектирования.

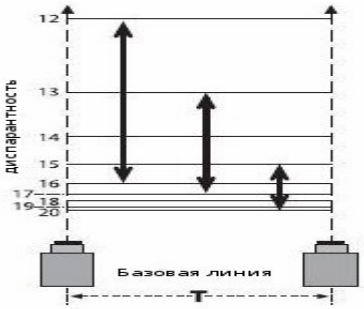


Рис. 6. Все точки разбиваются по плоскостям, количество которых задаётся «различиями» - disparity

На выходе получаем карту различий (disparity map) стереопары. Это позволяет вычислить трёхмерные координаты искомых точек объекта при помощи следущего матричного уравнения:

$$Q\begin{bmatrix} x \\ y \\ d \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \\ W \end{bmatrix}, \qquad (8а)$$

где $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -c_x \\ 0 & 1 & 0 & -c_y \\ 0 & 0 & 0 & f \\ 0 & 0 & -1/T_x & (cx - cx')/T_x \end{bmatrix}$, (8б)

Здесь слева координаты точки на изображении, координаты объекта $[X/W; Y/W; Z/W]^T$, T_x - расстояние между камерами по оси X (база), f - фокусное расстояние. c_x, c_y - координаты точки на главном(ценральном луче) левой камеры, c_x' - x координата на левой точки на правом изображении. Полученные данные могут быть впоследствии использованы для построения векторной карты местности, которую можно использовать для перемещения робота в пространстве с обходом препятствий.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

В качестве эксперимента было вычислено стереосоответствие по двум изображениям с откалиброванных камер. На основе рассчитанной карты диспарантности были вычислены трёхмерные координаты найденных точек объекта. Полученное облако точек визуализировано в пакете Matlab. Исходные данные и результаты моделирования приведены на рисунках 7-10.

Рис. 7. Первое исходное изображение стереопары

Рис. 8. Второе исходное изображение стереопары

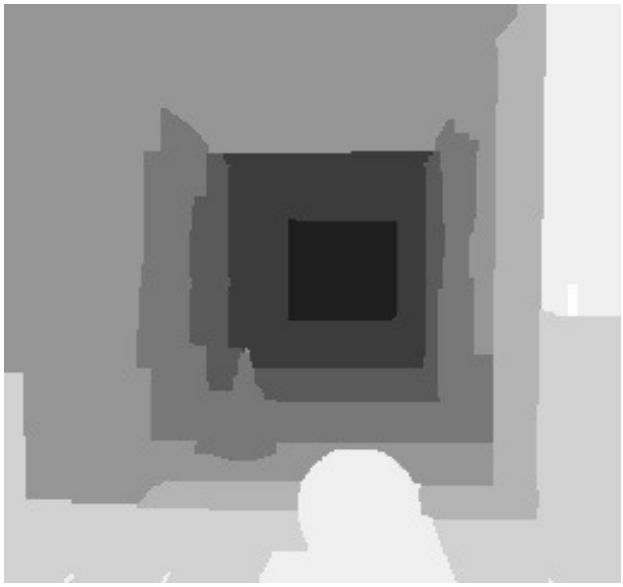


Рис. 9. Карта диспарантности

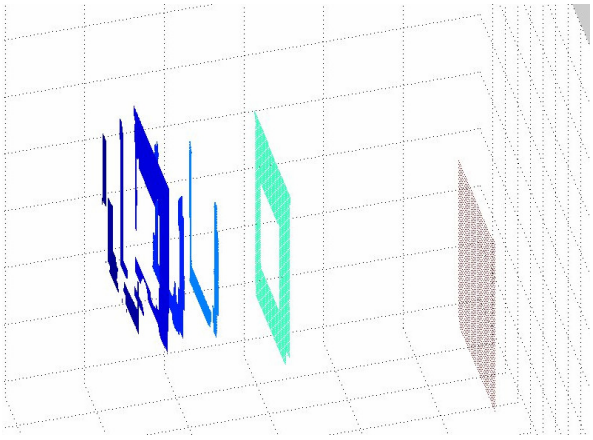


Рис. 10. Облако найденных трёхмерных точек объекта

IV. ВЫВОДЫ

На основе полученных экспериментальных данных можно сделать вывод об адекватности применяемой модели. Результаты могут быть существенно улучшены в случае изменения ориентации камер относительно друг друга и применение процесса ректификации для совмещения полученных изображений, что увеличит угол обзора камер и количество распознаваемых объектов сцены.

В дальнейшем так же возможно находить только характеристические точки принадлежащие отдельным объектам сцены. Найти эти точки можно при помощи процедуры сегментации. На основе этого может быть построена векторная карта местности и каркасные модели объектов сцены. Кроме того для практического использования необходим алгоритм автокалибровки на основе произвольных объектов сцены. В частности эту модель можно применить к задаче управления мобильным роботом Robotino немецкой фирмы Festo, так как он допускает подключении двух веб-камер.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Л. Шапиро , Дж. Стокман / Компьютерное зрение .— М.: Бином.Лаборатория знаний. — 2009. — 752 с.

[2]. Z. Zhang, «A flexible new technique for camera calibration'», IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol.22, No.11, pages 1330—1334, 2000

[3]. G. Bradski, A. Kaehler Learning Opencv — O'Reilly Media, 2008. — 576 pages.

Контакты

Варламов Константин Владимирович
Севастопольский национальный технический университет, Кафедра технической кибернетики, ул.Университетская, 33, г.Севастополь, 99053, Украина
email: konstantyn.develop@gmail.com
Светличный Павел Леонидович
Севастопольский национальный технический университет, Кафедра технической кибернетики, ул.Университетская, 33, г.Севастополь, 99053, Украина
email: svetlichny.go@gmail.com

Рецензент: доц. д-р инж. Витан Димитров

АСИМПТОТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА КОГНИТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

ASYMPTOTIC METHODS OF SYNTHESIS OF COGNETIVE CONTROL SYSTEM

С. Дубовик

Резюме: Для многомерных стохастических систем с вырожденным коэффициентом диффузии предлагается регуляризованный алгоритм прогноза критических состояний.
Ключови думи: асимптотическое разложение, большие уклонения, возмущение, критическая ситуация

Abstract: For multivariables of stochastic systems with singular factor of diffusion offers regularized algorithm of the forecast of critical condition.
Keywords: asymptotic expansion, great deviations, perturbation, risk situation

I. ВВЕДЕНИЕ

Существующий в теории подход к синтезу систем управления, функционирующих в условиях неопределенности, основывается обычно на достаточно простых моделях неопределеннгости. Это позволяет создать «монолитный» регулятор, раз и навсегда сориентированный на решение фиксированной задачи управления в рамках принятой модели возмущений и линейной модели объекта. Так возникают различного рода оптимальные, робастные, гарантирующие и т.п. алгоритмы. Отличаются они тем, что их априорно высокое качество безвозвратно теряется, как только перестают действовать положенные в их основу постулаты и модели. Некоторым аналогом этого является первая сигнальная система высшей нервной деятельности (животных и человека), основанная на рефлексах и непосредственных образах и не использующая слова и понятия. Такой подход, давно и надолго укоренившийся в теории управления, вообще не нуждается в понятии языка (которое является одним из центральных в теории искусственного интнллекта, т.е. в дисциплине, прямо ориентированной на создание систем, действуюзих в условиях разнообразной неопределенности). Конечно, если взять какой-либо оптимальный регулятор, являющийся результатом той или иной процедуры «аналитического конструирования» (АКОР, LQG, H^{∞}-синтез и т.п.), то формально там можно обнаружить некоторый синтаксис, т.е. язык, но с абсолютно вырожденными семантикой и прагматикой. Отсюда многочисленные и все возрастающие примеры отказов автоматики, связанные не только с неадекватной ее работой в нештатных ситуациях, но и с трудностями, а то и с невозможностью, вмешательства в управление операторов (пилотов, рулевых и т.п.). Между тем, асимптотическими методами математического анализа и теории вероятностей уже достаточно давно подготовлена следующая идея – задача синтеза формулируется в самом общем виде и для ее элементов строится асимптотическое представление (декомпозиция), порождающее семантику для выводов на втором уровне управления (вторая сигнальная система). Получаемую в результате систему мы называем когнитивной (системой, основанной на знаниях). Когнитивный регулятор - это сеть, реконфигурируемая в зависимости от ситуации управления. В рассматриваемой здесь задаче синтеза ситуация управления определяется величиной уклонения от устойчивого состояния равновесия - аттрактора.

II. СЛАБО ВОЗМУЩЕННАЯ СИСТЕМА

Математической моделью больших уклонений для динамической системы являются стохастические дифференциаль-

ные уравнения с малым коэффициентом диффузии. Появление малого параметра означает только то, что вероятность больших уклонений мала на любом конечном промежутке $[t_1, t_2]$. Таким образом, слабо возмущенная система семантически адекватна той ситуации, когда движение с вероятностью близкой к единице осуществляется штатно (в малой окрестности устойчивого состояния равновесия – аттрактора), но с некоторой малой вероятностью возможно большое уклонение от аттрактора, квалифицируемое как критическое состояние (кризис).

Пусть необходимо выбрать r- вектор управления $U = U(t)$ объектом, движения которого описываются слабо возмущенным дифференциальным уравнением для n-вектора состояния $x = x(t)$:

$$\dot{x} = \alpha\,(x, U) + \varepsilon\,\sigma(x)\,w, \quad x(0) = x_0 \quad ,(1)$$

где $\varepsilon > 0$ – малый параметр, w – k-вектор возмущений типа «белого шума», α, σ – гладкие матричные функции, а управления $U(t)$ формируются в виде обратных связей по состоянию x таким образом, чтобы обеспечить состояние равновесия ξ невозмущенной системы (получается из (1) при $\varepsilon = 0$). В результате замыкания исходной системы (1) таким управлением получим автономную систему

$$\dot{\tilde{x}} = a(\tilde{x}) + \varepsilon\sigma(\tilde{x})w\,. \qquad (2)$$

Этот первый или локальный уровень управления нас интересует в меньшей степени, т.к. процедуры построения стабилизирующего управления к настоящему времени исследованы в достаточной степени. Одна из наиболее популярных – линейно-квадратический (LQ) регулятор – используется и в настоящей работе.

Для контроля качества и надежности стабилизации (второй, глобальный уровень) введем функционал [1-3], оценивающий интенсивность возмущения v_t:

$$I(v) = I_{0\,t_f}(v) = \varepsilon^{-2}\,S_{0\,t_f}(v) = \\ = \int_0^{t_f} \gamma^2 v^T v\; dt,\; 1/\gamma = \varepsilon. \qquad (3)$$

Какой бы качественной ни была стабилизация первого уровня, она не гарантирует стопроцентной надежности – сохраняется возможность больших уклонений от ξ, вплоть до выхода фазовой точки (2) на границу ∂O_ξ области притяжения O_ξ точки ξ. Оказывается, что вероятность P_∂ такого критического события оценивается с помощью функционала действия (3): из всех возможных вариантов кризисного развития процесса с подавляющей вероятностью реализуется наименее затратный для возмущения (в интегрально-квадратическом смысле (3)) перевод системы на границу области D. Для точного формулирования результата наряду со стохастическим слабо возмущенным уравнением (2) введем обыкновенное дифференциальное уравнение

$$\dot{\varphi} = a(\varphi) + \sigma(\varphi)\,v\,,\ \varphi(0) = x_0 \in D\,, \qquad (4)$$

и условие принадлежности траектории φ множеству F_D (реализующему событие $x(t) \in D$, вероятность которого оценивается) из семейства функций, непрерывных на отрезке:

$$\varphi \in F_D \subset X = C_{0\,t_f}\,. \qquad (5)$$

Таким образом, получаем задачу Лагранжа-Понтрягина (ЛП) (3)-(5) для оценки вероятности события A, связанного с процессом (2).

Результатом решения задачи ЛП является тройка $(\hat{v}, \hat{\varphi}, \hat{t}_f)$, т.е. экстремаль, определяющая минимальное значение (3) $\hat{I} = I_{0\,\hat{t}_f}(\hat{v}) = \varepsilon^{-2}\,\hat{S}$. Соответствующее оптимальное управление $\hat{v}$ будем называть контруправлением, поскольку оно описывает внешние воздействия, наихудшие для управляющей стороны в том смысле, что они наиболее экономным для возмущения способом приводят управляемый процесс к кризису. Эта экстремаль, которую будем называть экстремалью действия (ЭД), и даст искомую оценку вероятности выхода фазовой точки (2) на границу ∂D заданной области D:

$$P_\partial = e^{-\varepsilon^{-2}\hat{S}}\,. \qquad (6)$$

В частности, область D может совпадать с областью притяжения аттрактора

O_ξ, но в этой работе нас будет интересовать более «узкое» множество, соответствующее выходу объекта на критические значения состояния $D \subset O_\xi$. В работе [1] показано, что для любого $x \in D \subset O_\xi$ с вероятностью, стремящейся к единице при $\varepsilon \to 0$, ЭД $\bar{\varphi}$ попадает в малую окрестность ξ, прежде чем окажется на ∂D. Это значит, что для построения долговременного прогноза задачу (6)-(8) нужно решать при дополнительном условии

$$t_0 \to -\infty,\ x \to \xi. \qquad (7)$$

Следуя [1], определим квазипотенциал системы (4) как функцию точки X, равную действию (3), переводящему систему из состояния равновесия ξ в $\varphi = x$:

$$V(\xi, x) = \inf \{ I_{t_0 t_f}(\varphi)$$

$$: \varphi \in C_{t_0\, t_f}(R^n), \varphi_{t_0} = \xi,\ \varphi_{t_f} = x\},$$

а соответствующую ЭД $\bar{\varphi}$ при условии (7) будем называть квазипотенциальной (КЭД). КЭД определяется с точностью до сдвига [3].

III. БОЛЬШИЕ УКЛОНЕНИЯ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗОВАННОЙ СИСТЕМЫ

Базовым элементом предлагаемой методики является стохастическое уравнение (2) с аддитивно входящим возмущением в виде «белого шума». В данной работе рассматривается случай «не очень больших уклонений», особенность которого в том, что существенными являются даже небольшие отклонения от номинальной линии движения. Это позволяет в качестве уравнения (2) принять линеаризованное уравнение в отклонениях от номинала. Уравнение (4) тогда имеет вид ($a(x) = Ax, \sigma(x) = \sigma$):

$$\dot{\varphi} = A\varphi + \sigma v, \qquad (8)$$

Для сопряженных переменных получим начальную задачу

$$\dot{\psi} = -A^T \psi,\ \psi(t_f) = \psi_f. \qquad (9)$$

Оптимальное контруправление, выводящее на критическое множество, вычисляется по сопряженным переменным:

$$v = \sigma^T \psi. \qquad (10)$$

Подставляя решения начальной задачи (9) в (10) и (8), получим для ЭД $\varphi(t)$

$$\dot{\varphi} = A\varphi + \sigma\sigma^T \exp\{A^T(t_f - t)\}\psi_f,$$

$$\varphi(t_f) = x_f.$$

Предполагая гурвицевость матрицы A (локальный уровень стабилизации) имеем отсюда:

$$\varphi(t) = \exp\{A(t - t_f)\}x_f + J(t)\psi_f, \qquad (11)$$

где

$$J(t) = \int_{t_f}^{t} \exp\{A(t-\tau)\}\sigma\sigma^T \exp\{A^T(t_f - \tau)\}d\tau =$$

$$= D\exp\{A^T(t_f - t)\} - \exp\{A(t - t_f)\}D,$$

а симметричная положительно определенная матрица D удовлетворяет уравнению Ляпунова:

$$\sigma\sigma^T = -AD - DA^T. \qquad (12)$$

Обратимся к (11) при $t = t_0$:

$$\varphi(t_0) = \exp\{A(t_0 - t_f)\}\ (x_f - D\psi_f)$$

$$+ D\exp\{A^T(t_f - t_0)\}\psi_f. \qquad (13)$$

Функционал действия на отрезке $t_0 \le t \le t_f$ равен (с учетом (8),(10)):

$$I_{t_0 t_f}(v) =$$

$$= \int_{t_0}^{t_f} \psi_f^T \exp\{A(t_f - \tau)\}\sigma\sigma^T \exp\{A^T(t_f - \tau)\}\psi_f\, d\tau =$$

$$= = \psi_f^T [D - \exp\{A(t_f - t_0)\}D\exp\{A^T(t_f - t_0)\}]\psi_f \qquad (14)$$

Имея в виду возможность долговременного прогноза, устремим в (13),(14) $T = t_f - t_0$ к бесконечности или $t_0 \to -\infty$. Для любых фиксированных t_0, $t_f > t_0$ и гурвицевой A соотношение (13) определяет взаимно однозначное соответствие: $\varphi(t_0) \leftrightarrow \psi_f$, в котором правая часть ограничена условием (9) (условие трансверсальности для (5)). Это значит, что для аттрактора ξ может не существовать подходящего значения ψ_f, поэтому предел $\varphi_{-\infty} = \lim_{t_0 \to -\infty} \varphi(t_0)$ существует тогда и только тогда, когда уравнение

$$x_f - D\psi_f = 0 \qquad (15)$$

имеет решение, удовлетворяющее граничному условию (9). В противном

случае к аттрактору можно приблизиться, выбирая ψ_f следующим образом

$$\|\phi(t_0)\| \to \inf_{\psi_f \in M_f}, \qquad (16)$$

где

$$\phi(t_0) = \exp\{A(t_0 - t_f)\}\ (x_f - D\psi_f).$$

Определим также проекцию на КЭД текущего состояния x как такое значение $\tilde{\varphi}_* = \tilde{\varphi}_*(t)$ функции (13), при котором обеспечивается $\inf_{t\in(-\infty,t_f]} \|x - \tilde{\varphi}(t)\|^2$.

В итоге получаем следующий алгоритм контроля для когнитивного регулятора.

1. Определяется единственное положительно определенное решение уравнения Ляпунова (12).
2. Вычисляется КЭД (13) при ψ_f, определяемом в соответствии с уравнениями LQ-регулятора.
3. Определяется проекция на КЭД текущего состояния системы (2) $\tilde{x}(t)$, причем аргумент $\tilde{\varphi}_*(t)$ совмещается с текущим, т.к. КЭД определяется с точностью до сдвига.
4. Вычисляется соответствующее моменту $t_0 = t$ значение функционала действия по формуле (14) и оценка вероятности $P_\partial = P_\partial(t)$ по формуле (6).

Контролируя вероятность, нетрудно организовать перестройку регулятора от штатной стабилизации к антикризисному управлению.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Вентцель А.Д. Флуктуации в динамических системах под действием малых случайных возмущений / А.Д. Вентцель, М.И. Фрейдлин.– М.: Наука, 1979.– 424 с.

[2]. Дубовик С.А. Алгоритм прогноза критического состояния динамической системы / С.А. Дубовик // Динамические системы, 1998. – Вып.14. – С. 40-44

[3]. Нечаев Ю.И., Дубовик С.А. Анализ устойчивости нелинейной стохастической модели динамики корабля на волнении с помощью функционала действия // Нелинейные краевые задачи мат. физики и их приложения. Киев: Ин-т математики НАН Украины, 1993. –С.101-103

Контакти

Дубовик Сергей Андреевич — д-р.техн.наук, профессор кафедры технической кибернетики Севастопольского национального технического университета, ул. Университетская, 33, г.Севастополь, 99033, duboviksa@tavrida.com

Рецензент: доц. д-р инж. Наско Атанасов

РАЗРАБОТВАНЕ НА НЕЛИНЕЕН МАТЕМАТИЧЕН МОДЕЛ НА ПРОЕКТИРАН АВТОНОМЕН БЕЗПИЛОТЕН ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ

DEVELOPMENT OF NONLINEAR MATHEMATICAL MODEL OF DESIGN RULE UNMANNED AIRCRAFT

Ст. Билидеров, М. Камбушев

Резюме: В настоящия доклад се разглеждат принципите за разработване на нелинеен математичен модел на проектиращ се в момента автономен безпилотен летателен апарат. Този модел се използва за синтезиране на подходящо управление при автономно движение по зададена траектория.
Ключови думи: автономен, безпилотен, летателен, математичен, модел

Abstract: This report discusses those principles to develop a nonlinear mathematical model of design is now an autonomous unmanned aircraft. This model is used to synthesize the appropriate management and movement of the autonomous apparatus set trajectory.
Keywords: autonomous, unmanned, flying, mathematical, model

I. ВЪВЕДЕНИЕ

През последните години в световен мащаб се наблюдава нарастващ интерес към безпилотните летателни апарати (БЛА). Все повече фирми и университети създават собствени програми при разработване и изследване на БЛА за различни области на живота, както и за обучение. В отбраната и сигурността БЛА се радват на същия интерес, а основното им предимство е, че платформата на БЛА е извънредно гъвкава, приложима и за множество граждански цели. Стремежът на производителите на безпилотни системи (БС) е крайната цена на продукта да попадне в долните нива на пазарния сегмент при запазване на ефективността и качествата в сравнение с подобните на пазара. Следваща стъпка при развитието на безпилотните средства, това е залагане в тях на определена автономност.

Предимствата на автономните безпилотни летателни апарати (АБЛА) пред останалите БЛА са:

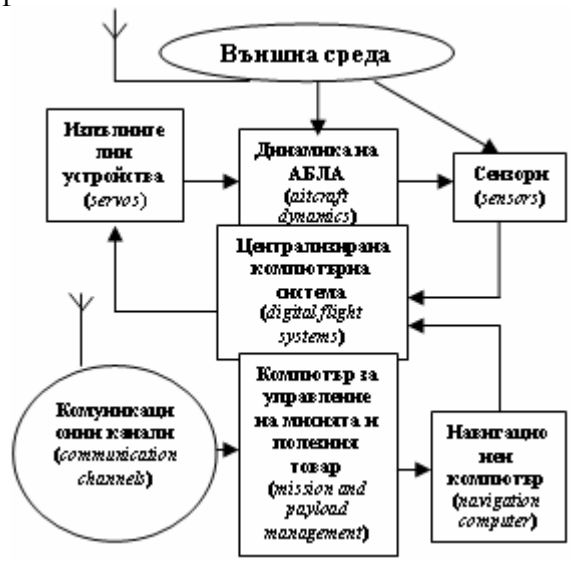
1. Високо интегрирана хардуерна и софтуерна платформа за осъществяване на напълно автономни полети;
2. Методи на управление включващи: автономно излитане и кацане; автоматично следене на траекторията на полета; автоматично отследяване на зададени и открити цели;
3. Вградена функционалност, която включва: автоматично изпълнение на задачите базирано на предварително планирана траектория на полета; високо ниво на представяне на познание с разсъждение; система за дигностика и мониторинг и хронологична система за разпознаване.
4. Хибридна софтуерна архитектура и система за контрол;
5. Комплексирана сензорна платформа, която включва: система за обработка на изображения и техники за обединяване на информацията от различни сензори;
6. Интегрирането на АБЛА в различни структури използвайки кооперативна мултиагентна рамка.

Целта, която се преследва е: разработване на подходяща хардуерна и софтуерна платформа за напълно автономен полет. Системната архитектура на АБЛА изпълнява информационно обединяване на отделните мисии. Поради тази причина основните задачи, върху които се фокусират разработчиците при изпълнението на тази архитектура са:

1. Синтезирането на алгоритмите и тяхната симулация;
2. Тестването на хардуера в затворена система и полетни демонстрации.

Освен това архитектурата на АБЛА трябва също така да бъде приспособима и за работа с използване на многочислени такива апарати. Традиционната хардуерна

архитектура на един АБЛА е показана на фиг. 1.



Фиг. 1. Хардуерна архитектура на АБЛА

Гъвкавостта на системата произлиза от приложението на компютърните системи и технологии при реализацията и управлението на АБЛА.

Бъдещите разработки на АБЛА са насочени към интегриране на традиционната архитектура със системи за: избягване на сблъсъци и заобикаляне на препятствия; навигация и следене на пътя заедно с комплексиране на все повече сензори в единна система. Това само по себе си води до по-голяма автономност и интелигентност на БЛА.

В настоящия доклад се разглеждат принципите за разработване на нелинеен математичен модел на проектиращ се в момента автономен безпилотен летателен апарат, който да се използва за синтезиране на подходящо управление.

II. РАЗРАБОТВАНЕ НА МАТЕМАТИЧНИЯТ МОДЕЛ НА ПОЛЕТА НА АБЛА

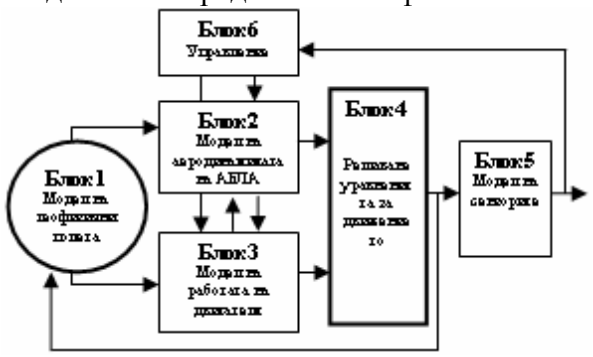
Един от първите етапи при създаване на системата за автоматично управление (САУ) на полета на АБЛА, това е разработването на математичен модел на движението му. При това пълнотата и точността на този модел зависи от предназначението и задачите, които ще изпълнява АБЛА.

Целта на настоящата работа се явява разработката на нелинейни алгоритми за математическо моделиране на полета на АБЛА, с последващото им отработване на имитационни модели и приложението им при управление на полета на АБЛА.

Опростяванията, които се приемат при разработването на математичният модел на АБЛА са следните:

- Летателният апарат се разглежда като абсолютно твърдо тяло;
- Масата на летателният апарат не се изменя по време на полета;
- Масата на АБЛА е симетрично разпределена спрямо главните инерционни оси;
- Използва се стандартна атмосфера;

Функционалната блокова схема на изследването е представена на фиг.2.



Фиг. 2. Функционална блокова схема на разработването на нелинейния математичен модел

Поради факта, че различните сензори на борда на АБЛА измерват в различни координатни системи (КС) е необходимо техните показания да се проектират в свързаната координатна система ($Ox_1y_1z_1$). Другите координатни системи, които се използват при моделиране движението на АБЛА са следните: Нормална земна ($O_oX_gY_gZ_g$); Нормална ($Ox_gY_gZ_g$); Скоростна ($Ox_aY_aZ_a$) и Траекторна ($Ox_кY_кZ_к$). Прехода между координатните системи се осъществява с матрици на направляващи косинуси (МНКос) съответно:

- Нормална земна → Нормална (радиус вектора на т.Or(O_oO));

- Нормална → Свързана (ъгли на Ойлер (υ, γ, ψi), при $\upsilon \neq \pi/2$);
- Свързана → Скоростна (ъгъли на атака и плъзгане (α,β)) спрямо истинската скорост $V_{ист}$;
- Нормална → Траекторна (ъгли на наклона на траекторията и пътен ъгъл (Θ,Ψ)).

Моделирането е направено по блокове, съгласно фиг.2.

Блок1

В този блок се осъществява моделирането на присъщите за планетата Земя геофизични полета. Тези полета са: полето на атмосферата; гравитационното и магнитното поле на Земята. Освен това тук се моделира формата на Земята и на тази база се подбира координатна мрежа свързана с приетата форма.

За целите на изследването на този етап е необходимо да се моделира атмосферата и гравитационното поле на Земята.

Атмосферата се моделира съгласно международната стандартна атмосфера (МСА) и има за вход текущата височина $H_{баро}$ на полета. На изхода се получават сигнали за барометричното налягане $P_{ст}$, температурата T, плътността на въздуха ρ и скоростта на звука *a* за текущата височина.

Вектора на силата на тежестта се измерва в нормалната КС и има следния вид:

$$\mathbf{G}_g = \begin{bmatrix} 0 & -gm & 0 \end{bmatrix}^T \tag{1.1}$$

където g = 9.81 м/с^2 е ускорението при свободно падане.

За да се решат уравненията от **Блок4** е необходимо вектора на силата на тежеста да се проектира в свързаната КС.

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}_{CB}^{H} \cdot \mathbf{G}_g \tag{1.2}$$

Блок2

Тук се моделира аеродинамиката на АБЛА и по конкретно повърхностните сили и моменти, които възникват при движението на летателния апарат (ЛА) във въздушната среда.

Аеродинамичните сили и моменти действащи на АБЛА се определят, както от конфигурацията му, така и от характера на обтичане от въздушния поток. Равнодействащата на всички аеродинамични сили **R** се определя в скоростната КС и се изчислява по формулата:

$$\mathbf{R} = qS \begin{bmatrix} c_x \\ c_y \\ c_z \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

където: **q** е скоростния напор; **S** е площта на крилото на АБЛА; $\mathbf{c_x}$, $\mathbf{c_y}$, $\mathbf{c_z}$ са аеродинамичните коефициенти на силите.

Аеродинамичния момент $\mathbf{M_{aero}}$ се изчислява по формулата:

$$\mathbf{M}_{aero} = qS\mathbf{B} \begin{bmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

където: ***B*** е диагонална матрица характеризираща линейните размери на АБЛА; $\mathbf{m_x}$, $\mathbf{m_y}$, $\mathbf{m_z}$ са аеродинамичните коефициенти на моментите действащи по осите на свързаната КС.

Блок3

Моделиране работата на силовата установка се извършва в **Блок3**. Този модел се състои от две части: модел на витлото и модел на двигателя. Силата и жироскопичния момент създавани от двигателя се определят с изразите:

$$P_x = \frac{4}{\pi^2} \rho R_{prop}^4 \Omega^2 C_T \tag{2.3}$$

$$M_{prop\,x} = -\frac{4}{\pi^3} \rho R_{prop}^5 \Omega^2 C_P \tag{2.4}$$

$$M_{prop\,z} = P_x \left(r_{PC\,y} - r_{CG\,y} \right) \tag{2.5}$$

където: $\mathbf{R_{prop}}$ радиус на витлото; $\mathbf{\Omega}$ е ъгловата скорост на въртене на витлото; $\mathbf{C_T}$ и $\mathbf{C_P}$ са коефициенти на силата на тягата и мощността; $\mathbf{M_{propz}}$ е съставяща на жироскопичния момент на двигателя, когато точките на прилагане на тягата на двигателя и центъра на маса не съвпадат.

Блок4

За да може да се решат уравненията всички сили и моменти трябва да се проектират в свързаната КС. Самото движение се разделя на две части съответно: движение на центъра на маса и движение около центъра на маса.

Уравненията за постъпателното движение се получават като следствие от тео-

ремата за изменение на количеството на движение:

$$m\frac{d\vec{V}}{dt}=\sum\vec{F} \qquad (2.6)$$

където: $\vec{F}=\left(\vec{G}+\vec{P}+\vec{R}\right)$ е главния вектор на силите в свързаната КС; $\vec{G}$ е вектора на силата на тежестта в свързаната КС; $\vec{P}$ е вектора на силата на тягата на двигателя в свързаната КС; $\vec{R}$ е вектор на равнодействащата на всички аеродинамични сили в свързаната КС; **m** е масата на АБЛА.

Въртенето около центъра на маса се описва от теоремата за изменение на кинетичния момент:

$$\frac{d\vec{K}}{dt}=\sum\vec{M} \qquad (2.7)$$

където: $\vec{M}$ е главният вектор на моментите на АБЛА.

Действащия на АБЛА главен вектор на моментите се явява сума:

$$\vec{M}=\vec{M}_{\text{àåðî}}+\vec{I}_{prop}+(r_{AC}-r_{CG})\times\vec{R}+(r_{PC}-r_{CG})\times\vec{P} \qquad (2.8)$$

където: $\vec{M}_{\text{àåðî}}$ е аеродинамичния момент; $\vec{I}_{prop}$ е момента създаван от силовата установка; $\mathbf{r_{AC}}$ е точката на прилагане на аеродинамичните сили; $\mathbf{r_{PC}}$ е точката на прилагане на силите на силовата установка; $\mathbf{r_{CG}}$ е точката на прилагане на силата на тежестта на АБЛА.

След интегриране на диференциалните уравнения (2.6) и (2.7) се намират значенията на векторите на линейната и ъглова скорости: $\mathbf{V=(V_x,V_y,V_z)}$ и $\boldsymbol{\omega}=(\omega_x, \omega_y, \omega_z)$ в свързаната КС.

Положението на АБЛА в пространството се определя в нормалната КС, чрез преминаване от свързаната КС, със съотношението:

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_g\\ \dot{H}_g\\ \dot{z}_g\end{bmatrix}=\left(\mathbf{D}_{CB}^{H}\right)^{T}\begin{bmatrix}V_x\\ V_y\\ V_z\end{bmatrix} \qquad (2.9)$$

Блок5

В блока се осъществява моделиране на сензорите поставени на борда на АБЛА, заедно с техните грешки. Този блок не е предмет на настоящото изследване.

Блок6

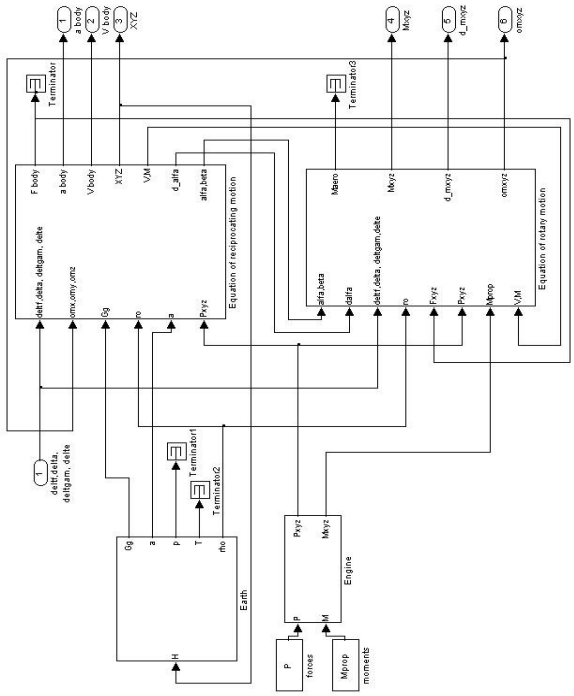
В **Блок6** от фиг.2 се задават или се изчисляват подходящите управления за пилотиране и навигация на АБЛА. С този блок може да се имитира и работата на наземната станция за управление на полета.

III. ИЗСЛЕДВАНЕ ЗА УСТОЙЧИВОСТ И УПРАВЛЯЕМОСТ НА НЕЛИНЕЙНИЯТ МОДЕЛ

При имитационното моделиране на АБЛА, той се разглежда, като динамичен обект, състоянието на който се описва със система диференциални уравнения.

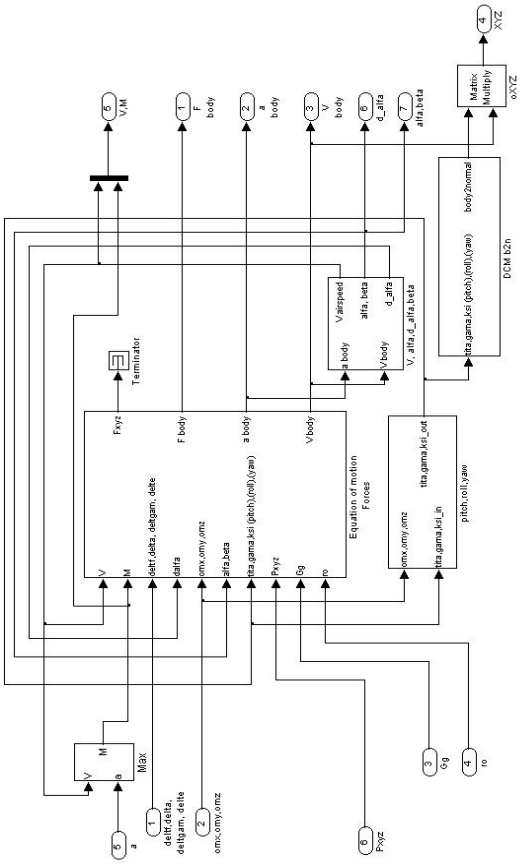
Необходимоста от наличие на такъв модел се обуславя от процеса на разработването и осигуряването на необходимите алгоритми за управление на полета. Този математичен модел на АБЛА се използва за синтеза на законите за управление и избора на алгоритмите за формиране на сигналите за управление.

Самото имитационно моделиране е извършено в средата на програмния продукт MATLAB 2009b (Ver. 7.9.0.59) с програмен пакет Simulink (Ver. 7.4).



Фиг. 3. Simulink блокова схема на разработения нелинеен математичен модел

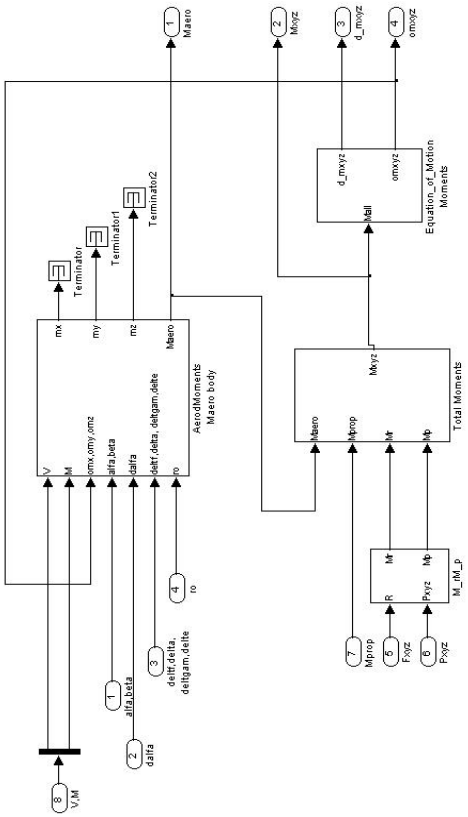
На фиг.3 е представен разработения нелинеен математичен модел на движението на АБЛА в средата на Simulink, а на фиг. 4 и фиг. 5 са развити изрази (2.6) и (2.7).



Фиг. 4. Simulink блокова схема за решаване на уравненията за движение на центъра на маса

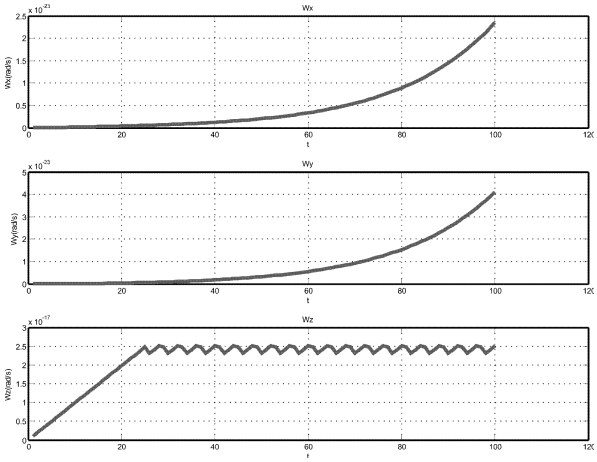
В динамиката на полета се изучава движението на летателния апарат под действие на инерционните сили и тягата на двигателя, а също така и външните сили и моменти, т.е. връзката между силите и моментите, кинематичните параметри на движението: скорост и ъглова скорост, както и динамичните параметри: ускорение, и ъглово ускорение.

Основата на такова изследване е изучаване на динамичните свойства на летателния апарат, към който се отнасят устойчивост на движението и управляемост. Изследването на динамиката се предшества от изследване на статическите свойства на летателния апарат: движения, при които отсъстват инерционни сили (например при равномерен праволинеен полет). Статиката характеризира статичната управляемост и устойчивост, които са свързани с балансировката на сили и моменти, действащи на летателния апарат в полет, и които в известна степен предопределят тези свойства.



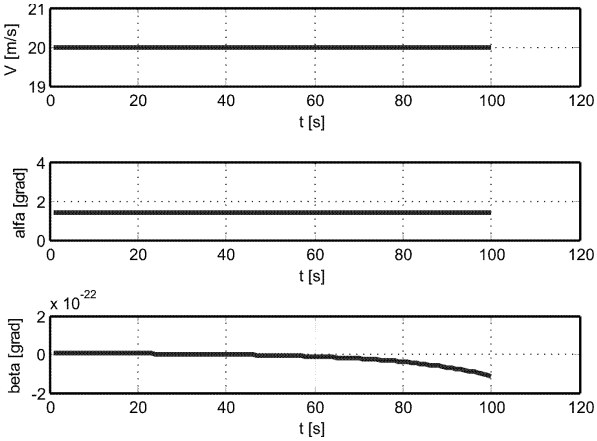
Фиг. 5. Simulink блокова схема за решаване на уравненията за движение около центъра на маса

На фиг.6 и фиг.7 е показано моделираното движението при предварителна балансировка за праволинеен хоризонтален полет.

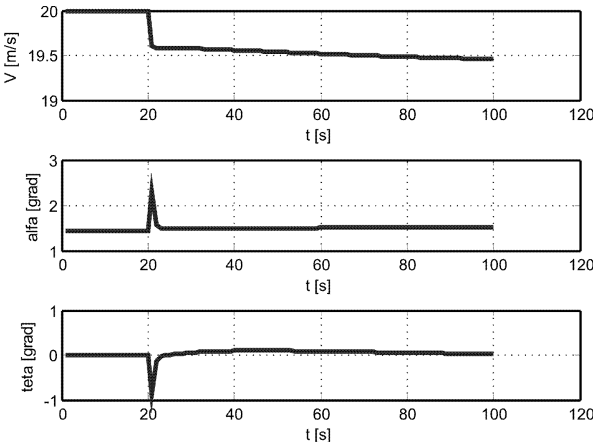


Фиг. 6. Ъглови скорости по осите но свързаната координатна система

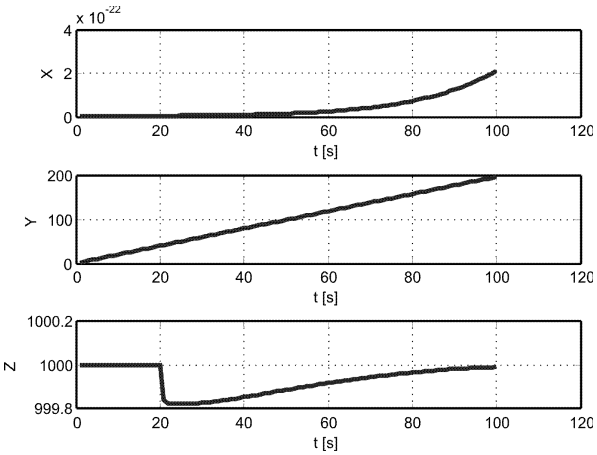
На Фиг.8-11 е показано поведението на модела при единично смущаващо въздействие. Извършена е първоначална балансировка за праволинеен хоризонтален полет. В 20-та секунда е подадено смущаващо въздействие - рязко е увеличен ъгълът на атака.



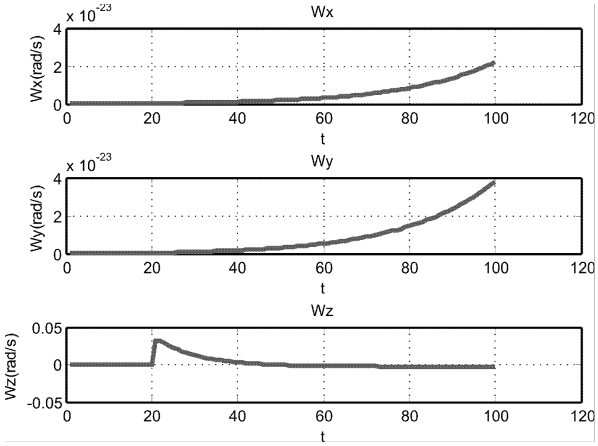
Фиг. 7. Въздушна скорост, ъгъл на атака и ъгъл на плъзгане



Фиг. 8. Въздушна скорост, ъгъл на атака и ъгъл на наклон на траекторията



Фиг. 9. Движение на центъра на маса в нормална координатна система



Фиг. 10. Въздушна скорост, ъгъл на атака и ъгъл на плъзгане

IV. ИЗВОДИ

1. Получен е нелинеен математичен модел на мини(до 50 кг.) летателен апарат.
2. Моделирано е движението на ЛА в среда MATLAB 2009b (Ver. 7.9.0.59) с програмен пакет Simulink (Ver. 7.4).
3. Поведението на модела в надлъжния канал, при поява на смущаващо въздействие, отговаря на изискванията за устойчивост [1,2,4].

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Д. Гешев, С. Узунов, В. Савов, К. Димитров. Аеродинамика и динамика на полета на самолета. София, “Св. Георги победоносец”, 1996г.
[2]. Н. М. Лысенко. Динамика полета. София, МНО, 1977г.
[3]. A. Tewari. Modern control design with Matlab and Simulink. Weley, 2002г.
[4]. B. Stevensen, F. Lewis. Aircraft control and simulation, 2nd Edition. Weley, 2003г.
[5]. U. Dynamics. Aerosim Blokset V.1.2 User’s Guide. USA , 2004г.

За контакти
инж. Стефан Билидеров, гл. асистент д-р в Катедра ”Електротехника, автоматика и информационни технологии” при Факултет Авиационен на НВУ „Васил Левски”, град Долна Митрополия.
e-mail: bilideroW_ss@yahoo.com
инж. Мартин Камбушев, асистент д-р в Катедра ”Електротехника, автоматика и информационни технологии” при Факултет Авиационен на НВУ „Васил Левски”, град Долна Митрополия.
e-mail: m_kambushev@yahoo.com

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

ИМИТАЦИОННО МОДЕЛИРАНЕ НА ТРАЕКТОРНОТО ДВИЖЕНИЕ НА ПРОЕКТИРАН АВТОНОМЕН БЕЗПИЛОТЕН ЛЕТАТЕЛЕН АПАРАТ

SIMULATION MODELING OF TRAJECTORY DESIGN MOVEMENT RULE UNMANNED AIRCRAFT

Ст. Билидеров, М. Камбушев

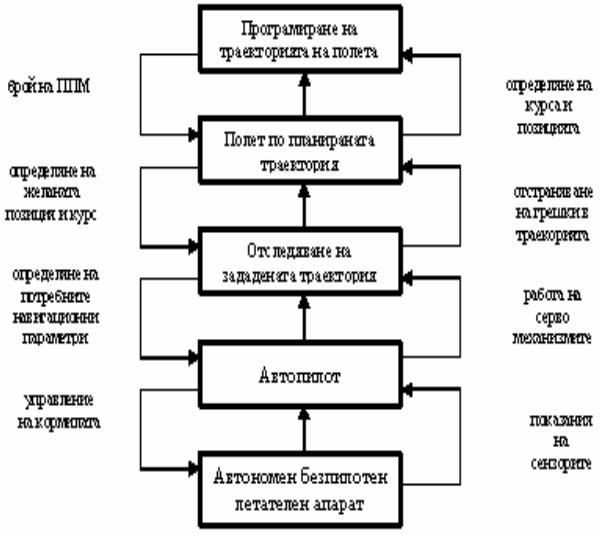
Резюме: В доклада е разработен модел на траекторното движение на проектиращ се автономен безпилотен летателен апарат. Движението се осъществява посредством действащите на апарата сили и моменти в свързаната координатна система, а самото то се разглежда в глобална и местна локална координатни системи. Движението на центъра на маса се осъществява по частни ортодромии.
Ключови думи: автономен, безпилотен, летателен, траекторно, ортодромии

Abstract: This report has worked on trajectory movement designer, is an autonomous unmanned aircraft. Movement is via the existing sets of forces and moments in the associated coordinate system, and it is considered in a global and local coordinate systems. Traffic management center of mass takes place in private great circles.
Keywords: autonomous, unmanned, flying, trajectory, great circles

I. ВЪВЕДЕНИЕ

За изпълнение на своята мисия, автономения безпилотен летателен апарат (АБЛА) трябва да изпълнява полет по оптимална траектория със зададен режим на следване по време и излизане над зададена точка в пространството.

Пилотажно-навигационния комплекс (ПНК) осигурява висока степен на автоматизация на решението на навигационната задача на борда на АБЛА и изпълнение на полет по зададена траектория. Софтуерната архитектура на ПНК на АБЛА е показана на фиг. 1.



Фиг. 1. Софтуерна архитектура на системата за навигация и контрол на АБЛА

Фактическата траектория на полета на АБЛА се явява пространствена крива, описвана от центъра му на маса (ц.м.). Разглеждайки тази крива във вертикалната и хоризонтални равнини получаваме съответно профила и маршрута на полета.

Маршрута, профила на полета, режима на следване на полета по зададената траектория във времето, както и изхода в зададените точки на пространството се избират оптимални по критерии: минимално време за полет към зададена точка в пространството; минимален разход на гориво или капацитет на акумулаторната батерия; избор на направлението за завоите и др. Обобщаването на тези критерии трябва да доведе до най-висока ефективност на полета на АБЛА.

Между всеки два промеждутъчни пункта на маршрута (ППМ) се осъществява полет по планираната траектория, като на завойните пунктове се изчислява желаната позиция и курс на АБЛА. За да може полета да се осъществява по предварително планираната траектория, постоянно се следи за отклонението на ц.м. на АБЛА от нея. По този начин, чрез отследяване на зададената траектория се определят потребните навигационни параметри, за да може полета да бъде винаги по планираната траектория.

При АБЛА на самата машина е дадена самостоятелност, при възникнали ситуации да отреагира чрез вземане на решение основано на вложения в нея изкуствен интелект. В случая имаме разширяване на системата за автоматично управление на АБЛА със система за вземане на решения.

Целта на настоящия доклад е да се покажат принципите за разработване на модел на траекторното движение на проектиращ се АБЛА, основан на реално изпълняващи се дейности преди и по време на самия полет. На тази база се задават, както функциите, така и мисията на самия АБЛА.

II. МОДЕЛИРАНЕ НА ТРАЕКТОРНОТО ДВИЖЕНИЕ НА АБЛА

Пространствената траектория на полета на АБЛА се представя с маршрута (линията на пътя) и профила на полета (изменението на височината по време на полет).

Маршрута на полета се разработва в индивидуалния щурмански план. В него върху авиационна карта се нанасят определените ППМ, пътната скорост между тях и времето за достигане на следващ ППМ.

Профила на полета се дава в инженерно - щурманския разчет, в който заедно с индивидуалния щурмански план се изчислява необходимото гориво за полет, определя се по цифровата карта минималната безопасна височина на полета, а също така се изчислява изминатия път и времето на целия полет.

Чрез така разработените маршрут и профил на полета се съставя програма на полета на АБЛА, която се залага в ПНК и служи за база при изпълнение на неговите задачи.

Самата програма на полета се задава в глобална координатна система (КС), а при изпълнението на конкретна задача се преминава в местна локална координатна система. За глобална координатна система се взема обикновенно геодезичната и то тази, която се задава от WGS-84, докато в местната локална КС програмата на полета се задава с уравнения на праволинейни и криволинейни отрязъци от траекторията

Когато са зададени всички опорни точки на маршрута (ОТМ), пилотирането на ЛА се осъществява по частно-ортодромични маршрути, зададени през всеки два ППМ на определена височина, равна на абсолютната височина над елипсоида h.

Частно-ортодромичен маршрут напълно се задава от координатите (геоцентричната ширина и дължина) (φ_i, λ_i) на ППМ при i=(1,2,...n-1) и радиусите на свързващите завои r_i, които са радиуси на координирани завои изпълнявани с постоянен ъгъл на крена γ, и изчислени по формулата:

$$r_i = W_i^2 / (g . tg\, \gamma_i) \qquad (2.1)$$

където: g = 9,81 $[m/s^2]$ – земното ускорение за средни ширини; W_i – пътната скорост на полета по i–тата ортодромия.

Тъй като координатите на ППМ се задават в геодезична координатна система, преминаването в ортодромична се осъществява чрез прехода:

$$(B,L,h) \rightarrow (x,y,z) \leftrightarrow (\varphi,\lambda,R) \rightarrow (\Phi,\Lambda,R)$$

Текущата стойност на оставащото разстояние до следващ ППМ, при движение на ЛА по частно-ортодромичен маршрут на зададена височина над елипсоида се намира по формулата:

$$S = (a\xi + h).l_{21} \qquad (2.2)$$

За всеки два следващи ППМ, се извършват изчисления в текущата за тях ортодромична координатна система, а самите ППМ са разположени на екватора на тази координатна система. Изчислява се линейното изпреварване на завоя (ЛИЗ) по формулата:

$$d_{i,i-1} = r_i tg\,(0{,}5.|\alpha_{i,i-1}|) \qquad (2.3)$$

където: r_i - радиуса на координираният завой, се изчислява по (2.1).

Чрез сравняване на ЛИЗ с оставащото разстояние до следващият ППМ, се подава команда за преминаване на следваща частна ортодромия при изпълнение на условието:

$$S \le d_{i,i-1} \tag{2.4}$$

Стойността на зададеният жироскопичен пътен ъгъл се намира от отношението:

$$\begin{pmatrix} \xi_з \\ \eta_з \\ \varsigma_з \end{pmatrix} = U. \begin{pmatrix} x_з - x \\ y_з - y \\ z_з - z \end{pmatrix}, D_{жз} = Arctg \frac{\xi_з}{\eta_з}, [0, 2.\pi] \tag{2.5}$$

където: $x_з, y_з, z_з$ са правоъгълните координати на зададената точка; x, y, z са правоъгълните координати на текущата точка от траекторията.

За всяка точка от траекторията на полета в индивидуалният щурмански план се изчисляват геодезичните (B,L) и ортодромичните геодезични координати (Φ', Λ') чрез интегриране с постоянна стъпка вектора на състоянието $(B, L, A, \Phi', \Lambda')$ по методът на Рунге-Кута, задавайки техните първоначални значения.

Приема се, че за целите на изследването, завоите на ЛА в хоризонталната равнина са част от правилен вираж със странично претоварване:

$$n = \frac{\dot{D}_{ж}.W}{g} \tag{2.6}$$

Страничното претоварване може да се сформира и по линеен закон:

$$n = k.\left(D_{ж} - D_{жз}\right) \tag{2.7}$$

В този случай при големи разсъгласувания $(D_{ж} - D_{жз})$, ще се получат излишно големи претоварвания. За да се ограничат тези претоварвания в диапазона $[-\pi, \pi]$, вместо по линеен закон е въведена функцията: $\sin(0,5.(D_{ж} - D_{жз}))$ на половината ъгъл.

Управлението в хоризонталната равнина при траекторното движение има вида:

$$\dot{D}_{ж} = u_2 = \frac{gn}{W} = -\frac{gn_m}{W} \mu_1 \left[s.\sin 0,5(D_{ж} - D_{жз}) + 1 - s^2 \right] \tag{2.8}$$

където: $n_m = tg\gamma_m$ е максимално допустимото странично претоварване; $D_{ж}, D_{жз}$ са съответно жироскопичния и зададения жироскопичен пътен ъгъл.

По принцип траекторното движение се разглежда отделно от аеродинамиката на летателния апарат (ЛА), като се фокусира предимно на движението на ц.м. на АБЛА, а не полет на реален ЛА с неговите аеродинамични характеристики. Това позволява да се опише движението на АБЛА в триизмерното пространство с помощта на система диференциални уравнения в кинематична форма.

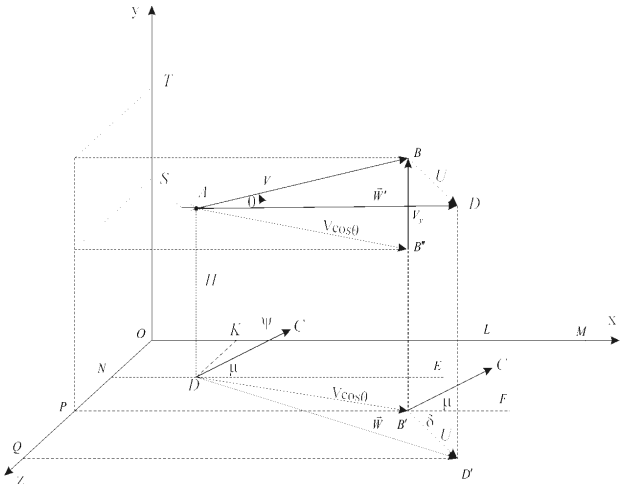
За разлика от общоприетите принципи при моделиране на траекторията, настоящата разработка се основава на конкретна аеродинамика на АБЛА. По този начин силите и моментите, които действат, се определят в свързаната с ЛА координатна система, а не се задават изкуствено.

Работата по намирането на реалните сили и моменти се извършва в [3].

За извеждане на системата диференциални уравнения в кинематична форма, описващи движението на АБЛА в 3D пространството се използва диаграмата на скоростите действащи на АБЛА по време на полет фиг.2 Движението на АБЛА относно повърхността на Земята се обуславя от въздушната скорост V и скоростта на вятъра U. Векторната разлика между тези две скорости дава пътната скорост W.

Преминавайки от геодезичната в местна декартова координатна система, движението на АБЛА се разглежда, като постъпателно: около оси OX, OY и OZ на местната система, и въртеливо относно

осите на свързаната координатна система: около oy_1 при изменение на движението в хоризонталната плоскост, и около oz_1 при изменение височината на полета.



Фиг.2 Триъгълник на скоростите действащи на АБЛА по време на полет

Диференциалните уравнения описващи постъпателното движение на ВС относно неподвижната декартова КС са следните:

$$\begin{cases} \dot{X} = V.\cos(\Theta).\cos(\psi - \mu) + U.\cos(\delta - \mu) \\ \dot{Z} = V.\cos(\Theta).\sin(\psi - \mu) + U.\sin(\delta - \mu) \\ \dot{Y} = V.\sin\Theta \end{cases} \quad (2.9)$$

където: Θ е ъгъла на наклон на траекторията; ψ е курса на АБЛА; μ е ъгъла между местния меридиан и декартовата координатна система; δ е ъгъла на вятъра; V е истинската скорост на полета; U е скоростта на вятъра.

При маневриране в 3D пространството, АБЛА изменя своята постъпателна скорост, направлението на полета в хоризонталната плоскост и направлението на полета във вертикалната плоскост.

Надлъжното ускорение в свързаната КС по оста ox_1 се намира при решаване на ДУ:

$$\dot{V} = \frac{(P - X)}{m} - g.\sin\Theta = g.\sin\Theta.(n_x - 1) \quad (2.10)$$

където: P е силата на тягата по оста ox_1; X е челното съпротивление на АБЛА; m е масата на АБЛА; n_x е надлъжното претоварване по тази ос.

Въртеливо движение в хоризонталната плоскост около ос oy_1 в свързаната координатна система се изчислява при интегриране:

$$\dot{\psi} = \frac{Y.\sin(\gamma).g}{G.V.\cos(\Theta)} = \frac{n_y.g.\sin(\gamma)}{V.\cos(\Theta)} \quad (2.11)$$

където: γ е ъгъла на крена; n_y е претоварването във вертикалната равнина; G е силата на теглото на АБЛА; Y е подемната сила действаща на АБЛА.

Въртеливо движение във вертикалната плоскост около оста oz_1 в свързаната координатна система се намира от:

$$\dot{\Theta} = \frac{Y}{m.V} - \frac{G}{m.V}.\cos(\Theta) = \frac{g}{V}.(n_y - \cos(\Theta)) \quad (2.12)$$

Системата ДУ съставени от изрази (2.9) ÷ (2.12), позволява да се изчислят: скоростта на движение на АБЛА около осите на неподвижната избрана местна декартова координатна система; надлъжното ускорение; ъгловите скорости на завой.

При интегрирането на тази система ДУ се определят: съставящите на пътя АБЛА по осите на местната КС; неговото текущо положение; параметрите на постъпателното и въртеливо движение.

Чрез сравняване на получените координати с разработената програма за движение се определя отклонението на АБЛА от зададената траектория. По големината и знака на това отклонение се осъществява управлението на АБЛА.

III. ИМИТАЦИОННО ПРОИГРАВАНЕ НА РАЗРАБОТЕНАТА ПРОГРАМА ЗА ПОЛЕТ

Пълнотата и точността на разработваните математични модели зависи от предназначението и задачите, които ще изпълнява АБЛА. Целта на настоящата работа се явява разработката на нелинейни алгоритми за математическо моделиране на траекторното движение на АБЛА, с

последващото им отработване на имитационни модели и приложението им при управление на полета на АБЛА по зададена траектория.

Опростяванията, които се приемат при разработването на математичния модел на траекторното движение на АБЛА са следните:

- конструкцията на АБЛА се счита за абсолютно твърда;
- масата в плоскостите на симетрия на АБЛА е разпределена равномерно;
- използва се стандартна атмосфера;
- вектора на сумарния кинетичен момента на двигателя е насочен по надлъжната на АБЛА.

В свързаната координатна система ($Ox_1y_1z_1$) са моделирани силите и моментите действащи на АБЛА, в нормална земна КС ($O_oX_gY_gZ_g$) е моделирано траекторното движение на АБЛА при изпълнение на полетната задача, а в геодезичната КС (B,L,H) е моделирано управелнието по частни ортодромии.

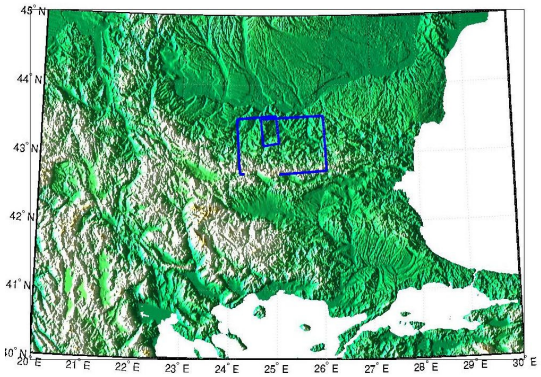
При имитационното моделиране на траекторното движение на АБЛА се използват ДУ в кинематична форма заедно с ДУ за изчисляване на количеството и момента на количеството движение.

Имитационно моделиране е проведено в средата на програмния продукт MATLAB 2009b (Ver. 7.9.0.59) с програмен пакет Simulink (Ver. 7.4).

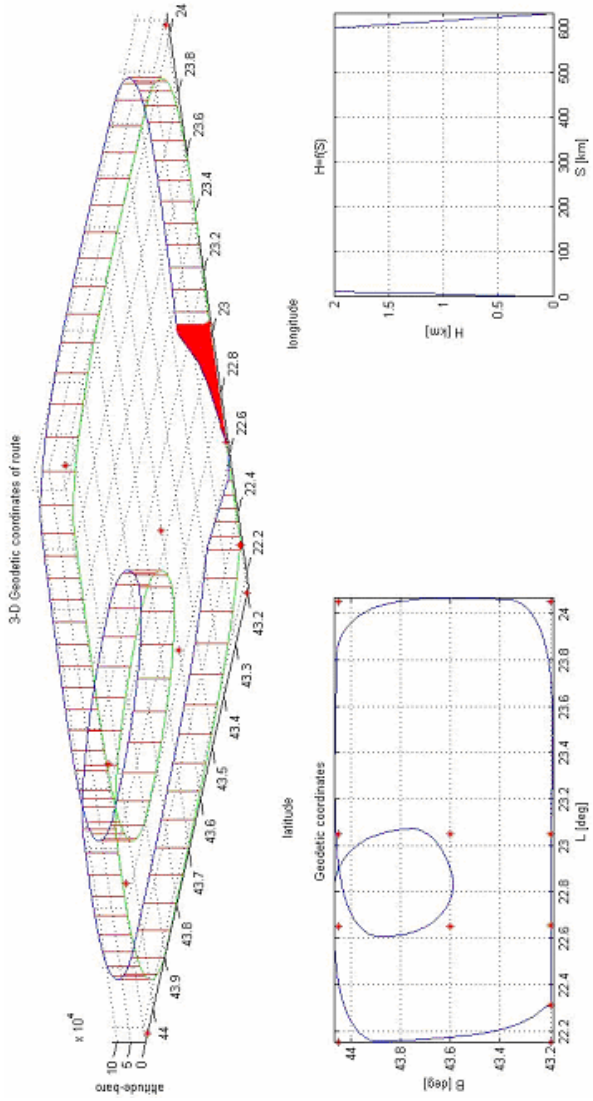
В началото е разработен индивидуален щурмански план, заедно с инженерно-щурмански разчет. На фиг. 3 е показан нанесения маршрутен полет за една типична задача изпълнявана от АБЛА. На цифровата карта е разработен инженерно-щурманския разчет, в който се включва и индивидуалния щурмански план.

Имитационния полет по разработената програма заедно с маршрута и профила на полета е показан на фиг.4.

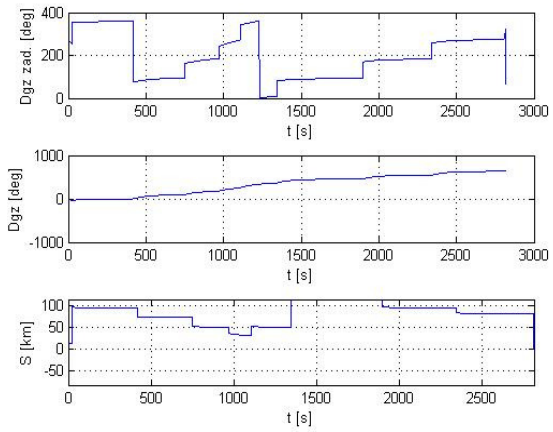
На следващата фиг.5 е показано изменението на пътя на АБЛА в етапа на полета по зададения маршрут, заедно с $D_ж$ и $D_{жз}$.



Фиг. 3. Индивидуален щурмански план на полета



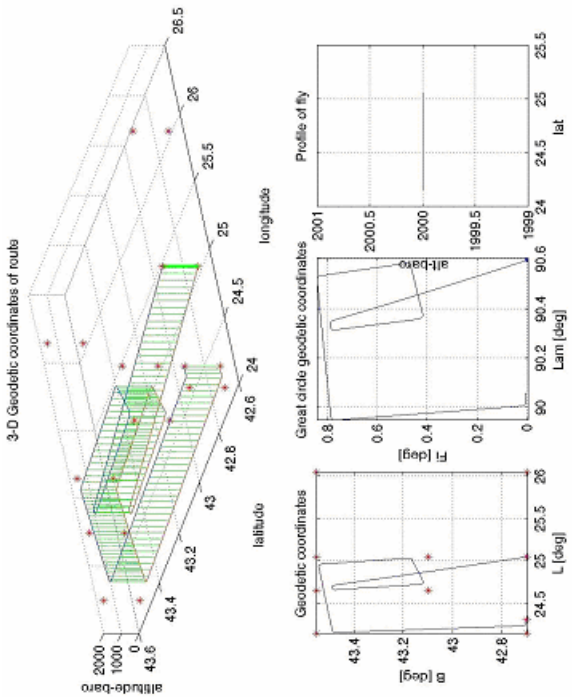
Фиг. 4 Имитационно моделиране на траекторното движение заедно с индивидуалния щурмански план и инженерно-щурманския разчет



Фиг. 5. Изменението на пътя на АБЛА заедно с Dж и Dжз

Автономността на безпилотния ЛА се основава на вземане на решения при промяна на конкретната обстановка.

Симулация на работата на системата за вземане на решения е показана на фиг.6. На тази фигура се вижда как системата променя маршрута на АБЛА при реална промяна на оперативната обстановка (например при получаване на пробойна).



Фиг. 6. Симулации на работата на системата за вземане на решения

IV. ИЗВОДИ И ПОЛУЧЕНИ РЕЗУЛТАТИ

1. Програмата на полета за АБЛА се задава в глобална КС;
2. Управлението на траекторното движение се осъществява в частна ортодромична КС;
3. За изпълнението на конкретната мисия се преминава към полет в местна декартова КС;
4. В местната декартова система силите и моментите се изчисляват съгласно аеродинамиката на АБЛА.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. А. Н. Маджаров. Жироскопи и инерциални навигационни системи. Д. Митрополия, 2000г.
[2]. Д. Гешев, С. Узунов, В. Савов, К. Димитров. Аеродинамика и динамика на полета на самолета. София, “Св. Георги победоносец”, 1996г.
[3]. С. Билидеров, М. Камбушев. Разработване на нелинеен математичен модел на проектиран автономен безпилотен летателен апарат. Варна, Автоматика, управление и информационни технологии, 2010г.
[4]. Л. М. Воробьев. Воздушная навигация. Москва, Машиностроение, 1984г.
[5]. Н. М. Лысенко. Динамика полета. София, МНО, 1977г.
[6]. A. Tewari. Modern control design with Matlab and Simulink. Weley, 2002г.
[7]. B. Stevensen, F. Lewis. Aircraft control and simulation, 2nd Edition. Weley, 2003г.
[8]. U. Dynamics. Aerosim Blokset V.1.2 User’s Guide. USA , 2004г.

За контакти
инж. Стефан Билидеров, гл. асистент д-р в Катедра ”Електротехника, автоматика и информационни технологии” при Факултет Авиационен на НВУ „Васил Левски”, град Долна Митрополия.
e-mail: biliderow_ss@yahoo.com

инж. Мартин Камбушев, асистент д-р в Катедра ”Електротехника, автоматика и информационни технологии” при Факултет Авиационен на НВУ „Васил Левски”, град Долна Митрополия.
e-mail: m_kambushev@yahoo.com

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

ВЛИЯНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПОЛИНОМИАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ПЕРВОГО ПОРЯДКА НА СВОЙСТВА АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

COEFFICIENTS OF THE POLYNOMIAL FIRST ORDER DIGITAL FILTER AND THEIR INFLUENCE ON THE AMPLITUDE-FREQUENCY CHARACTERISTIC'S PROPERTIES

В. Ситников, А. Швец, А. Сильчук

Резюме: В докладе исследуются цифровые полиномиальные фильтры Баттерворта и инверсный фильтр Чебышева первого порядка и их коэффициенты. Выявляются зависимости между коэффициентами фильтра, а также их влияние на свойства амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) для фильтров нижних и верхних частот с целью осуществления, линейного(раздельного и комплексного) управления характеристиками фильтра, что позволит повысить эффективность и облегчить настройку и эксплуатацию специализированных систем, в которых применяются адаптивные фильтры.

Abstract: In the report are investigated digital polynomial filters of Butterworth and Chebyshev type II first order and their coefficients. Reveals the dependence of the filter on the coefficients, and their influence on the properties of amplitude-frequency characteristic for the lowpass and highpass filters to implement the linear (separate and integrated) control of the characteristics of the filter, that would enhance and facilitate the setup of specialized systems that use adaptive filters.

I. ВВЕДЕНИЕ

В специализированных компьютерных систем возникает задача фильтрации и первичной обработки сигналов от датчиков, когда помеха меняется в широких пределах, как по амплитуде, так и по частоте. В этих условиях проектирование канала фильтрации обуславливает необходимость подстройки параметров канала непосредственно на объекте эксплуатации. Для корректной подстройки требуется решить задачу анализа влияния коэффициентов передаточной функции цифрового фильтра на свойства амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), поскольку управление свойствами АЧХ возможно как раздельное, так и комплексное [1, 2]. Подобная задача характерна для адаптивных и перестраиваемых фильтров [3, 4].

Полиномиальные цифровые фильтры имеют плоскую и гладкую АЧХ в полосе пропускания, что обуславливает их широкое применение. К таким фильтрам относятся фильтр Баттерворта и инверсный фильтр Чебышева [2].

Анализ влияния коэффициентов передаточной функции полиномиального цифрового фильтра на свойства его характеристик проведен на передаточной функции первого порядка вида

$$H(z)=\frac{a_0+a_1z^{-1}}{1+bz^{-1}}, \qquad (1)$$

где a_0, a_1, b – соответственно действительные коэффициенты числителя и знаменателя.

При этом фильтру нижних частот (ФНЧ) соответствует передаточная функция (1) при коэффициенте числителя $a_1>0$, а фильтру верхних частот (ФВЧ) – $a_1<0$. Следует отметить, что коэффициенты числителя нормированных цифровых фильтров первого порядка равны, т.е.

$$|a_0|=|a_1|. \qquad (2)$$

Тогда передаточную функцию (1) можно записать в виде

$$H(z)=|a_0|\frac{1\pm z^{-1}}{1+bz^{-1}}, \qquad (3)$$

где "+" – в числителе соответствует ФНЧ, а "–" – ФВЧ.

За счет подстановки $z^{-1} = e^{-j\bar{\omega}}$ или по формуле Эйлера $z^{-1} = \cos\bar{\omega} - j\sin\bar{\omega}$, где $\bar{\omega}$ - нормированная угловая частота, $\bar{\omega} = 2\pi\frac{f}{f_d}$, $\bar{\omega} \in [0, \pi]$, f_d - частота дискретизации, получим комплексный коэффициент передачи, а на его основе АЧХ и ФЧХ.

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

1. Фильтр нижних частот

Частотнозависимый коэффициент передачи (АЧХ) фильтра нижних частот в общем виде описывается выражение

$$H(\bar{\omega}) = \sqrt{\frac{(a_0 + a_1)^2 - 2a_0a_1(1-\cos\bar{\omega})}{(1+b)^2 - 2b(1-\cos\bar{\omega})}}$$

или с учетом (2)

$$H(\bar{\omega}) = |a_0|\sqrt{\frac{2(1+\cos\bar{\omega})}{(1+b)^2 - 2b(1-\cos\bar{\omega})}}. \quad (4)$$

На нулевой частоте коэффициент передачи $H(0)$ будет определяться соотношением

$$H(0) = |a_0|\frac{2}{1+b}. \quad (5)$$

Исходя из того, что коэффициент передачи на нулевой частоте нормированного полиномиального фильтра первого порядка равен единице $H(0) = 1$ [2] то, коэффициент числителя a_0 из (5) равен

$$a_0 = \frac{1+b}{2}, a_0 > 0. \quad (6)$$

Частоту среза $\bar{\omega}_c$ на уровне c, где $0 < c < 1$, определим из (4)

$$\bar{\omega}_c = \arccos\left(-\frac{1-2c^2\frac{1+b^2}{(1+b)^2}}{1-4c^2\frac{b}{(1+b)^2}}\right). \quad (7)$$

При этом уровень c частоты среза $\bar{\omega}_c$ задается для фильтра Баттерворта на уровне 0.5, а для инверсного фильтра Чебышева показателем пульсаций ε в полосе задержания

$$c = \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}. \quad (8)$$

Для ФНЧ первого порядка Баттерворта и инверсного Чебышева получена формула определения коэффициента знаменателя b передаточной функции (3) по частоте среза $\bar{\omega}_c$ и по уровню c

$$b = -\left\{1 - \frac{2c^2(1-\cos\bar{\omega}_c)}{2c^2 - (1+\cos\bar{\omega}_c)}\left(1 - \sqrt{\frac{(1+\cos\bar{\omega}_c)(1-c^2)}{(1-\cos\bar{\omega}_c)c^2}}\right)\right\} \quad (9)$$

На рисунке 1 построена зависимость коэффициента знаменателя b от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$ при разных значениях пульсаций ε для фильтра Баттерворта, а на рисунке 2 - для инверсного фильтра Чебышева

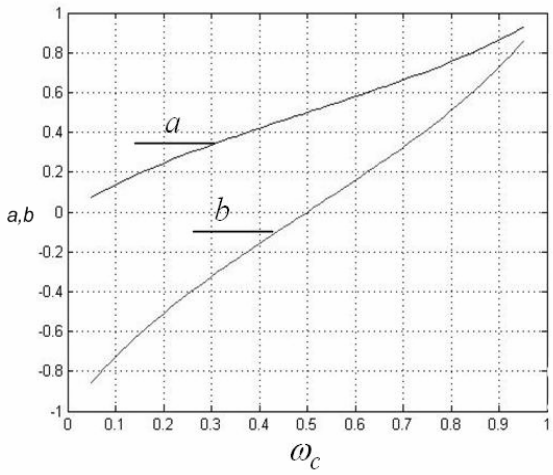


Рис. 1 График зависимости коэффициента числителя a и знаменателя b передаточной функции ФНЧ Баттерворта от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$.

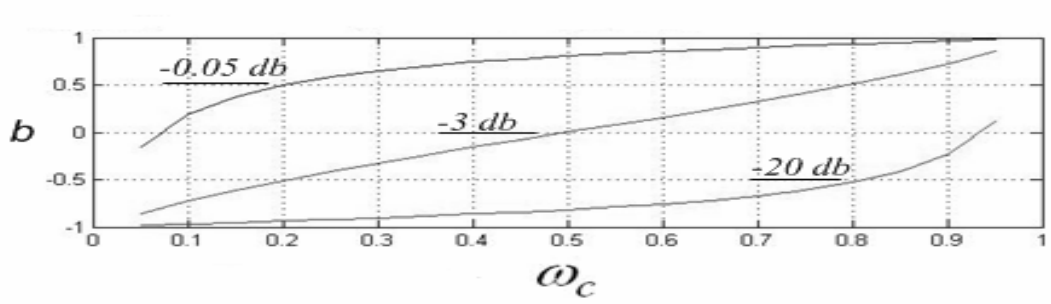


Рис. 2. График зависимости коэффициента знаменателя b передаточной функции ФНЧ инверсного Чебышева от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$ при уровнях пульсаций в полосе задержания ε -0.05 dB, -3 dB,-20dB.

2. Фильтр верхних частот

Для нормированных ФВЧ характерна передаточная функция из (3) вида

$$H(z) = a_0 \frac{1 - z^{-1}}{1 + bz^{-1}}.$$

При этом частотнозависимый коэффициент передачи (АЧХ) ФВЧ в общем виде описывается выражение с учетом (2)

$$H(\bar{\omega}) = |a_0| \sqrt{\frac{2(1-\cos\bar{\omega})}{(1+b)^2 - 2b(1-\cos\bar{\omega})}} \quad .(10)$$

На частоте π коэффициент передачи $H(\pi)$ будет определяться соотношением

$$H(\pi) = |a_0| \frac{2}{1-b}. \qquad (11)$$

Исходя из того, что коэффициент передачи на частоте π нормированного полиномиального фильтра первого порядка равен единице $H(\pi) = 1$ [2] то, коэффициент числителя a_0 из (11) равен

$$|a_0| = \frac{1-b}{2}. \qquad (12)$$

Частоту среза $\bar{\omega}_c$ на уровне c, где $0 < c < 1$, определим из (10)

$$\bar{\omega}_c = \arccos\left(\frac{1 - 2c^2 \dfrac{1+b^2}{(1-b)^2}}{1 + 4c^2 \dfrac{b}{(1-b)^2}} \right). \qquad (13)$$

При этом уровень c частоты среза $\bar{\omega}_c$ задается для ФВЧ аналогично ФНЧ (8).

Получена также формула определения коэффициента знаменателя b передаточной функции (3) для ФВЧ первого порядка Баттерворта и инверсного Чебышева по частоте среза $\bar{\omega}_c$ и по уровню c

$$\mathrm{b} = 1 - \frac{2c^2(1+\cos\bar{\omega}_c)}{2c^2 - (1-\cos\bar{\omega}_c)} \left(1 - \sqrt{\frac{(1-\cos\bar{\omega}_c)(1-c^2)}{(1+\cos\bar{\omega}_c)c^2}} \right)$$

На рисунке 3 построена зависимость коэффициента знаменателя b от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$ при разных значениях пульсаций ε для ФВЧ Баттерворта и на рисунке 4 - для инверсного ФВЧ Чебышева.

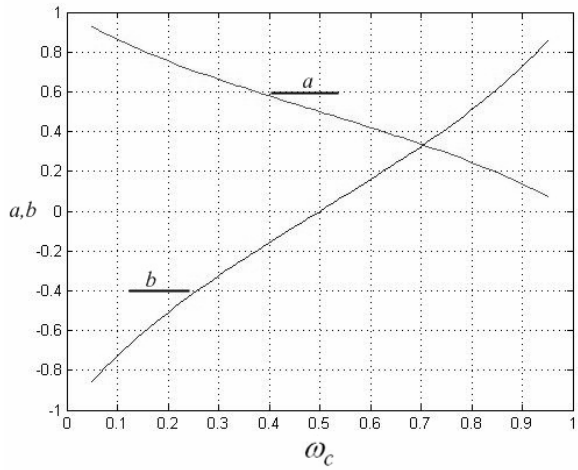


Рис. 3. График зависимости коэффициента числителя *a* и знаменателя b передаточной функции ФВЧ Баттерворта от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$.

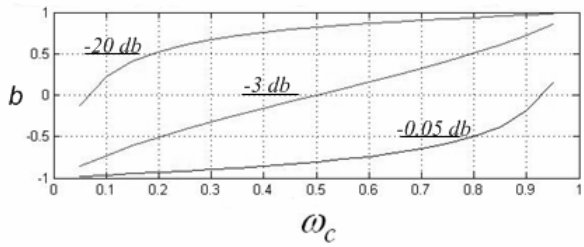


Рис. 4. График зависимости коэффициента знаменателя b передаточной функции ФВЧ инверсного Чебышева от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$ при уровнях пульсаций в полосе задержания ε -0.05 dB, -3 dB,-20dB.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ управления характеристиками полиномиальных цифровых фильтров первого порядка показывает, что возможно как комплексное управления частотой среза $\bar{\omega}_c$, так и значением коэффициента усиления, роль которого выполняет коэффициент числителя a_0 (3).

Из соотношений (4) и (10) следует, что возможно линейное управление коэффициентом усиления за счет изменения коэффициента числителя a_0, что характерно для адаптивных фильтров.

При изменении коэффициента знаменателя b осуществляется перестройка, как коэффициента усиления, так и частоты среза. Однако для изменения частоты среза при неизменной амплитуде необходима коррекция значения коэффициента усиления коэффициентом передаточной функции числителя a_0 при новом значении коэффициента знаменателя b в соответствии (6) и (12).

Из рисунков 1-4 следует, что на графиках имеются линейные участки, на которых возможно линейное управление за счет их аппроксимации.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Букашкин,С.А., В.П.Власов, Б.Ф.Змий и др.; Под ред. А.А. Ланнэ, Справочник по расчету и проектированию ARC-схем. М. Радио и связь 1984, 368 с.

[2]. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2006, 751 с.

[3]. Малахов В.П., В.С.Ситников, И.Д.Яковлева Адаптивная перестройка цифрового фильтра в системе автоматического управления. Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы (АААЭКС). Херсон, 2008. № 1(21). 158-161 с.

[4]. Брус А.А., В.П.Малахов, В.С.Ситников Диапазон регулирования частотно-зависимых компонентов компьютерной системы автомобиля. Електромашинобудування та електрообладнання 2009. Вип. 72. 139-142 с.

Для контакта

д.т.н. Валерий С. Ситников
кафедра Компьютерные системы
Одесский Национальный Политехнический Университет
E-mail: sitnvs@mail.ru

магистр Андрей В. Сильчук
кафедра Компьютерные системы
Одесский Национальный Политехнический Университет
E-mail: areol@te.net.ua
магистр Алексей А. Швец
кафедра Компьютерные системы
Одесский Национальный Политехнический Университет
E-mail: areol@te.net.ua

Рецензент: доц. д-р инж. Витан Димитров

БАЗОВО БАКАЛАВЪРСКО ОБУЧЕНИЕ ПО ТЕОРИЯ НА УПРАВЛЕНИЕТО
BASIC BACHELOR EDUCATION IN CONTROL THEORY

К. Ищев, Н. Атанасов, А. Ищев

Резюме: В доклада се дискутират някои въпроси, свързани с началното обучение на студенти от различни специалности по базови раздели от теорията на управлението. Коментира се връзката му с отделните етапи от развитието на науката, обхвата на изучаваните въпроси, практическото обучение чрез лабораторни упражнения и курсово проектиране, използването на компютри и начините за оценка на знанията на студентите. Разглеждането е базирано на опита на авторите в преподаването на части от тази теория в ТУ-София и в ТУ-Варна, както и на информация за нейното преподаване в някои други университети.
Ключови думи: бакалавърско обучение, теория на управлението, учебен план.

Abstract: In this paper several issues related to some basic sections of the initial control theory education of students from various specialties are discussed. A discussion regarding to various stages of the scientific development, the scope of the studied issued, practical training through laboratory exercises and term projects, computer use and students knowledge assessment is carried out. Consideration is based on the authors' experience in teaching parts of this theory in TU-Sofia and in TU-Varna, as well as information of its presentation in several other universities.
Keywords: control theory, curriculum, bachelor education.

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Напоследък има повишен интерес към търсене на начини за подобряване на обучението във ВУЗ, в частност и в областта на теорията на управлението (ТУ). Подобаващо внимание за оценка на напредъка при обучението на студентите и за набелязване на насоките за неговото развитие се отделя на конгресите на IFAC. Активна роля играе и „Technical Committee on Control Education of IFAC" (EDCOM), който на всеки три години организира симпозиуми „Advances in Control Education" (ACE) [1]. От материалите на тези научни форуми се вижда разширяване на кръга на обучаваните в тази област и растяща загриженост за разпространението на знанията и опита по различни подходи и методи за обучение [2].

На ACE'2000 е констатирана тенденция за безпрецедентно нарастване на възможностите на науката и технологиите на автоматичното управление, което би могло „да се превърне в крайъгълен камък на нова техническа революция" [3]. Фундаменталният характер на принципа на обратната връзка и необходимостта от включването на принципите и методите на ТУ като необходима част от базовите знания на всички учени или инженери бе аргументирана от Åström на седмия симпозиум на ACE [4].

Въвеждането на нови технологии в обучението е начин за повишаване на ефективността му. Например, използване на Internet и web технологии за реализиране на дистанционно обучение и виртуални лаборатории [2]. Добре известно е обаче [5], че осигуряването на високо качество на обучението в дистанционното или смесеното обучение, чрез използване на новите технологии, изисква значително по дълга подготовка и време за проверки отколкото традиционното обучение. Освен това може да има проблеми или ограничения при обмяна на опит и/или ресурси между различни катедри или университети, която обмяна би облекчила решаването на задачата. Изхождайки от положителния опит в преподаването на базовите раздели от математиката пред инженерните студенти, което до голяма степен е унифицирано, група преподаватели от 4 английски университета поставя въпроса дали, макар и в по-малка степен, такъв ефект може да се

получи в областта на автоматиката [5]. По конкретно:

- има ли общо съгласие в инженерните специалности да се въведе изучаване на ТУ?
- дали такова съгласие е приоритетно?
- има ли воля да се търси по-ефективна обмяна на опит и сътрудничество?

Подобни въпроси се обсъждат и в България. Обща дискусия по проблемите при обучението в областта на автоматиката и информатиката и решение за нейното продължаване в бъдеще бе проведена на неотдавнашна едноименна конференция „A&I". През 2007 г. в рамките на същата конференция беше проведен симпозиум „Computer aided education in system and control", част от докладите на който бяха посветени на използване на лабораторни стендове в обучението по системи и управление [7]. В [6] се повдигнаха за дискусия въпроси като: необходимост от унификация на обучението по ТУ за специалност „Автоматика, информационна и управляваща техника" (АИУТ) в различните университети в България, по-теоретична или по-приложна да е насочеността на обучението, какви да са отделните форми на обучение и др. Настоящият доклад цели да предизвика продължение на такава дискусия. В случая обаче, с отчитане на казаното по-горе, не се има в предвид само АИУТ, а доста широк кръг инженерни специалности.

II. НАУКА И ОБРАЗОВАНИЕ

Образованието е и трябва да е консервативна система. То отразява новостите в науката с известно закъснение. Закъсненията са най-големи във фундаменталните дисциплини (например, в математиката закъсненията може да се измерват с векове).

Визираното тук базово обучение по ТУ отразява развитието на науката в периода около и след втората световна война. Това развитие се разделя от Åström на 3 фази [4]:

- Теория на сервомеханизмите (1945г.). Двигателна сила за нейното развитие са били системи с военно предназначение. Теорията, наричана сега ***класическа***, се основава на предавателни функции, структурни схеми, честотни методи, аналогово симулиране.

- Втората фаза (1965г.) е наричана известно време ***съвременна*** теория на управлението. Двигателна сила за нейното развитие са компютрите, космическите полети и апарати, цифровото управление на процеси. Теорията включва обратна връзка по състояние, Калманови филтри, LQG, а по-късно и интелигентни системи, H_∞ управление, μ-синтез.

- Третата фаза според Åström се характеризира с „управление навсякъде" или „експлозия на приложенията". Двигателна сила ще бъдат вградените системи, управление чрез комуникационни мрежи, биологични системи и др.

В списанието *IEEE Control Systems Magazine* (April 1996) е изследвано обучението по ТУ по света. Представени са 12 специализирани статии, разглеждащи образованието в 12 страни или региони. Във всички учебни планове класическата ТУ е била използвана като базово начало на това обучение в бакалавърската степен. Навсякъде се подчертава значението на лабораториите, на използването на компютри и CAD програми, като например MATLAB, което и в България е често срещана практика..

Анализът на бакалавърското обучение по ТУ в университетите по света показва използване на различни сценарии. Те могат да бъдат групирани в три различни типа специалности [3]:

- няколко (от един до три) курса по управление в други инженерни специалности;
- инженерни специалности с известна специализация по управление;
- специалност по системи за управление (такава в България е АИУТ).

III. ОБХВАТ НА БАЗОВОТО ОБУЧЕНИЕ ПО ТУ В БЪЛГАРИЯ

В България преобладават първият и третият случаи от горната класификация. Пример за първия случай е преподаването

през осемдесетте години на миналия век на почти всички електро специалности на дисциплината „Въведение в теорията на управлението". В ТУ-София тя беше четена пред седем потока. В момента подобни курсове се водят за студентите от 4 специалности. Примери за втория случай са англоезичното обучение в ТУ-София и обучението в специалност „Електроника" в ТУ-Варна, в която няколко години се изучава „Теория на автоматичното управление" в една част. Според новия учебен план ще се изучават задължително ТУ-1 част и факултативно (по желание) - ТУ-2 част. За третия случай пример сега е специалността АИУТ в техническите университети на България.

Базовото обучение по ТУ за специалност „АИУТ" е разгледано по-подробно в [6]. За него в учебните планове са предвидени 2 или 3 курса, наименованието на които е най-често ТУ1, ТУ2, (ТУ3, Основи на автоматиката). ТУ1 обикновено обхваща класическата теория, спомената по-горе в първата от трите фази, но се използват и съвременни програмни системи (MATLAB/SIMULINK). В ТУ2 (ТУ3) се разглеждат най-вече методите на Пространството на състоянията за непрекъснати и за дискретни системи. Освен тях в някои университети (ХТМУ, ТУ-Варна, УХТ и ТУ в Пловдив) се изучават и нелинейните системи, а в други (ТУ-София, ТУ-Варна) – статистическите методи.

По подобие с началните курсове в повечето световни университети, базовите концепции на класическата теория се изучават върху непрекъснати системи. Няколко аргумента за това са посочени в [5]: акцентът върху дискретните системи е по-нисък отколкото преди няколко години, т.к. възможностите за дискретизация с малка стъпка правят дискретните системи близки до непрекъснатите; практически всички лабораторни обекти, върху които се илюстрира управление в реално време са непрекъснати; илюстрацията в Simulink също се постига с непрекъснати блокове; изучаваните въпроси са свързани с други теми като ел-вериги, динамика, измервания, моделиране. Разбира се, такива съображения не трябва да омаловажават ролята на цифровото управление, което непрекъснато разширява своите области на приложения и заслужава изучаване в специални курсове.

По принцип, базовото обучение по ТУ в другите инженерни специалности не би следвало да се различава съществено от това в АИУТ където, освен него, са предвидени голям брой конкретизиращи и задълбочаващи знанията курсове. Обхватът и дълбочината на изучаваните раздели в базовото обучение зависи основно от заделения за него хорариум в учебния план. За съжаление в учебните планове на другите специалности в България за базовото обучение по цялата ТУ е предвиден обикновено само по един курс. Основната част от обучението в този случай трябва да е близка до тази в курса ТУ1, съдържащ: въвеждане на основните понятия и принципи на управление; математични модели (диференциални уравнения, предавателни функции, структурни схеми); времеви и честотни характеристики, устойчивост (общи и частни условия, алгебрични и честотни критерии); анализ на качеството на преходните процеси, ходограф на корените, синтез на коригиращи звена. За другите специалности, ако хорариума на дисциплината позволява или ако има втори курс по ТУ, би трябвало да се добавят раздели по типови регулатори, по цифрови системи за управление, по пространство на състоянията (в АИУТ има отделни курсове за тях). Пример за такъв разширен курс, в който има раздел и по статистически методи, е курсът по ТАУ за специалност „Авиационна техника и технологии" в ТУ–София. За да бъде обхванат толкова широк кръг въпроси допринася и добавената преди две години в учебния план курсова работа, която позволява лекциите да бъдат изнасяни проблемно, а детайлите да се усвояват от студентите самостоятелно и в предвидените специално за целта часове за консултации с преподавателите. Осигурена е и помощна литература по отделните съставки на курса:

К. Ищев (2007), „Теория на автоматичното управление", ТУ-София (190

стр.); Т. Пулева и Ал. Ищев (2007). „Теория на автоматичното управление. Ръководство за лабораторни упражнения". ТУ-София (155 стр.); Ал. Ищев (2006), "Теория на автоматичното регулиране и управление (теория, решени примери и задачи)", ТУ-София (97 стр.). К. Ищев и Н. Атанасов (2007), Теория на управлението, част 2, ТУ-Варна (213 стр). N. Atanasov, M. Todorova, and K. Ichtev (2008), Automatic Control Theory, TU-Varna (172 p.). N. Atanasov, M. Todorova, and A. Ichtev (2009), Automatic Control Theory, laboratory manual, TU-Varna (129 p.).

IV. ПРАКТИЧЕСКО ОБУЧЕНИЕ

Практическото обучение по теория на управлението обикновено е във формата на лабораторни упражнения. Много от тях се реализират върху компютри и са базирани на програмната система MATLAB. Тя е подходяща за облекчаване на процеса на практическо запознаване с методите за моделиране, анализ и синтез на системи за управление, но абсолютизирането на ролята на компютрите крие опасност от подценяване от страна на студентите на необходимостта от задълбочено усвояване на теорията. Други проблеми възникват при голям брой студенти в една подгрупа. Заданията се изпълняват от отделни студенти, а останалите техни колеги са пасивни наблюдатели.

Решение на тези проблеми се търсят чрез неявно включване на „семинарна" част към съответните лабораторни упражнения и чрез индивидуални задания за всеки студент. Заданията се дават предварително и се изисква аналитичната част да бъде извършена „на ръка" от студентите. След това решенията се проверяват, уточняват или допълват с използването на компютъра.

За потвърждаване на редица теоретични резултати може да се препоръчат също и експериментални изследвания върху лабораторни физически модели на системи за управление. Това ще доведе до получаване на опит и физическа представа за такива понятия, като честотни характеристики, времеви характеристики, устойчивост, граничен коефициент на усилване и т.н. Ако освен това резултатите от физическите експерименти се сравнят с резултатите от компютърното симулиране, в студентите ще се вдъхне по-голяма увереност и убеденост в компютърните методи за анализ, синтез, симулация и др. В ТУ-София вече се използват такива стендове, но, при масовото бакалавърско обучение, това се прави по-скоро за илюстрация на системи за управление, отколкото за самостоятелни експериментални изследвания от студентите. Такива изследвания се правят на по-късен етап, най-често в магистърската степен и при дипломното проектиране [7].

Още по-голям ефект при практическото запознаване с методите на ТУ се получава, ако се засили самостоятелната работа на студентите чрез изпълнение от тях на курсов проект или поне на курсова работа. В такъв случай ролята на лабораторните упражнения е студентите да се запознаят с програмните продукти и с лабораторните модели, а в рамките на проекта самостоятелно да направят цялостно изследване и проектиране на една конкретна система. Независимо, че част от студентите се опитват да ползват решения или „помощ" от колегите си, индивидуалните им задания изискват собствен поглед върху резултатите и избор на най-подходящ метод за получаване на собствено решение. Много полезно за студентите би било, ако се възприеме по-широко формата за докладване на резултатите от курсовото проектиране (както и от лабораторните упражнения) пред техни колеги. Такава форма е възприета от някои университети извън България [8]. У нас тя е по-скоро изключение. Използва се от ограничен брой силно мотивирани за обучението си студенти от старшите курсове, например такива, участващи в научно-изследователски проекти, докладващи резултати на студентски научни сесии. Останалите студенти се учат да докладват едва при дипломните си защити и в резултат го правят най-често без голям успех.

Ефективността на практическото обучение на студентите зависи от това дали те са мотивирани за съвестно изпълнение на задачите. Защитата на протоколите от лабораторните упражнения и на проектите е задължителна, въпреки че понякога се „претупва" или подценява от преподавателите. Достатъчно мотивиране на повечето от студентите може да се постигне ако резултатите от лабораторните упражнения и от курсовите работи се включат, например равностойно с тези от изпита, в общата оценка по тази учебна дисциплина.

V. ИЗПИТ

Писмената форма на изпитите е регламентирана в правилниците на университетите и не подлежи на дискусия. Може да се дискутира обаче конкретната реализация на писмения изпит, която да се съобрази с спецификата на визираната тук сравнително сложна теория. Всяка от „традиционните" реализации на изпита - чрез тестове, теоретични въпроси или задачи има недостатъци. Задаването на теоретични въпроси от предварително раздадения на студентите конспект, а до известна степен и тестовете, ги стимулира към механично запаметяване или преписване чрез „пищови". Решаването на конкретни задачи стимулира студентите към използване на шаблони. В някои университети са разработени програмни системи, включващи и компютърно провеждане на изпита. Но също има резерви по тяхното използване, особено при големи групи или даже потоци в бакалавърската степен: липса на достатъчен брой компютри, трудно изготвяне на голям брой тестове, препредаване между студенти на отговорите (чрез e-mail), затруднения на някои студенти (напр. бавно въвеждане на формули/текст) и др. [5].

Всеки преподавател има свой предпочитан начин на изпитване и едва ли следва да се прави опит за стандартизиране и на това. Полезно е обаче да споделим взаимно своя опит, което би било полезно поне за по-младите преподаватели. В катедра „Системи и управление" на ТУ-София, а в последствие и „Автоматизация на производството" на ТУ-Варна, отдавна съществува практика да се разрешава на студентите да ползват при изпита помощна литература: лекции, учебници, справочници, ръководства. Това кара студентите при посещаването на лекциите и при подготовката към изпита да се стремят към разбиране на проблемите, а не към механично запомняне на „нещо" по въпросите. Разбира се заданията по изпита трябва да бъдат подготвени така, че отговорите да не могат да бъдат буквално преписани от разрешените за ползване справочни материали. Това може да стане като се задават въпроси или задачи, които изискват знания по няколко раздела от ТУ, напр. преобразуване на модели и обосновка и компетентно използване на подходящ метод (от няколко възможни) за решаване на конкретна задача. Времетраенето на изпита трябва да е достатъчно за спокойно изпълняване на цялото задание при предварително усвояване на теоретичния материал и да е напълно недостатъчно, ако се разчита съответните въпроси да се "изучават" в момента.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Някои от третираните тук проблеми са дискусионни. Все пак, на базата на собствения ни опит и опита на колеги от други университети, може да бъдат направени някои заключения.

За сега обучението в България на други специалности по принципите и методите на управлението не е достатъчно както по брой на обхванатите от него специалности, така и по отделяния хорариум в учебните планове. Съобразяването с тенденциите за разширяване на областите на приложение и за осъзнаване на фундаменталния характер на управлението би трябвало да доведе до повишаване на неговия приоритет.

За подобряване на обучението в тази „наша" обща област е важно продължим дискусиите да установяваме и да поддържаме регулярни контакти и да обменяме

опит, вместо да разчитаме на непълната и не достатъчно често актуализираната информация от страници на университетите, в които се провежда обучение по теория на управлението

Значителна стъпка към облекчаване на изчисленията при анализа, синтеза и симулационните изследвания е използването на подходящ софтуер. Такъв е програмната система MATLAB, чието изучаване е залегнало като отделна дисциплина в учебния план на специалност АИУТ в ТУ-Варна. Необходимо е да се прави баланс между компютърното и ръчното решаване на задачите. Важно е първо да се усвоят концепциите, принципите и методите, да може да се оценяват предварително очакваните резултати преди да се търсят с компютър по-точни решения. Компютърните симулации на системите са много полезни и вече не са проблем, но не може изцяло да заместят физическия опит. Използването на физически модели на системи за сега изглежда трудно реализуемо при масовото обучение (голям брой студенти, недостатъчен брой модели), но е добре да се използва поне като илюстрация.

БЛАГОДАРНОСТИ

Резултатите по този доклад са частично финансирани по проекта No 102ни046-8 от субсидията за научни изследвания в ТУ-София

ЛИТЕРАТУРА

[1]. IFAC Newsletter, No.3, June, 2010.
[2]. Chul-Goo Kang. e-Learning Experiences in Control Education. Proceedings of the 17th IFAC World Congress Seoul, Korea, July 6-11, 2008, pp. 9093-9098.
[3]. Ronaldo T. Pena, Fábio G. Jota and Constantino Seixas-Filho. A New Undergraduate Degree in Control Engineering. IEEE Transaction on education, vol. 44, No.4, November 2001.
[4]. Åström, K.J. Challenges in Control Education. Proc. of the 7th IFAC Symposium on Advances in Control Education, Plenary Lecture, June 21-23, 2007, Madrid, Spain
[5]. Rossister, J., D. Giaouris, R.J. Mitchell, P. McKenna. Typical control curricula and using software for teaching/assessment: a UK perspective. Proceedings of the 17th IFAC World Congress Seoul, Korea, July 6-11, 2008, pp. 10331-10336.
[6]. Ищев, К., Ел. Хараланова. Дискусионни проблеми в обучението по теория на управлението. Международна конференция «Автоматика и Информатика'07, 4-6 Октомври 2007, София.
[7]. Ищев, Ал., Марковски А., Славов, Ц. Приложение на лабораторни стендове INTECO в обучението по системи и управление. International Conference “A&I’07, Proceedings, vol II, pp. IV–5 – IV-8, 2007.
[8]. Education area Control Systems at Department of Electrical Engineering Linköping University. Application for Award for Excellent Quality in Higher Education 2007. dnr 649-183-07. Contact person: Svante Gunnarsson +46-13-281747, svante@isy.liu.se

За контакти

инж. Камен Ищев, професор дтн в Катедра ”Системи и управление” при ФА на ТУ-София , бул. Климент Охридски № 8. e-mail: kish@tu-sofia.bg

инж. Наско Атанасов, доцент д-р в Катедра ”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна. e-mail: nasko_ratanasov@yahoo.com

инж. Александър Ищев, доцент д-р в Катедра ”Системи и управление” при ФА на ТУ-София, бул. Климент Охридски № 8. e-mail: ichtev@tu-sofia.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Витан Димитров

ПРИЛОЖЕНИЕ НА КРИТЕРИИТЕ ЗА УСТОЙЧИВОСТ ПРИ СИНТЕЗ НА МОДАЛНИ РЕГУЛАТОРИ

MODAL CONTROLLERS SYNTHESIS BASED ON USAGE OF STABILITY CRITERIONS

М. Александрова, Н. Николов, В. Димитров

Резюме: Представени са същността и състоянието на модалното управление и са разгледани възможностите за синтез на модални регулатори по координати на състоянието на системата, чрез използване на критерий за устойчивост. Предложен е алгоритъм за синтез на модално управление при разполагане на полюсите в зададена област.
Ключови думи: критерий за устойчивост, модален регулатор, модално управление

Abstract: Some of the main positions and ideas of modal control are presented and possibilities for modal state controllers synthesis by using stability criterion are considered. It is proposed algorithm for modal control synthesis in case of pole placement in predefined region.
Keywords: stability criterion, modal controller, modal control

I. СЪЩНОСТ И СЪСТОЯНИЕ НА МОДАЛНОТО УПРАВЛЕНИЕ

Един от най-популярните методи за модифициране на динамичните свойства на системите за автоматизация, е разполагането на корените (полюсите, собствените стойности) на затворената система на предварително избрани места в комплексната равнина. В литературата задачата е широко известна като проблем за задаване на собствените стойности (EAP Eigenvalue Assignment Problem) [9,16,17,18,19], или като проблем за разполагане на полюсите (PPP - Pole Placement Problem) [12,13,14]. Идеята за синтез на МУ може да се обобщи по следният начин:

1/ Въз основа на предварително зададени моди се синтезира желан характеристичен полином на затворената система.

2/ Определяне на параметрите на допълнително включените звена и обратни връзки (най-често регулатора на системата), които да гарантират получаването му.

За решаване на така формулираната задача за синтез на МУ се използват основно два подхода (Фиг.1):

синтез на МУ при точно зададени стойности на полюсите на затворената система [5,7]*;*

синтез на МУ при зададена област на разполагане на полюсите на затворената система [3,8].

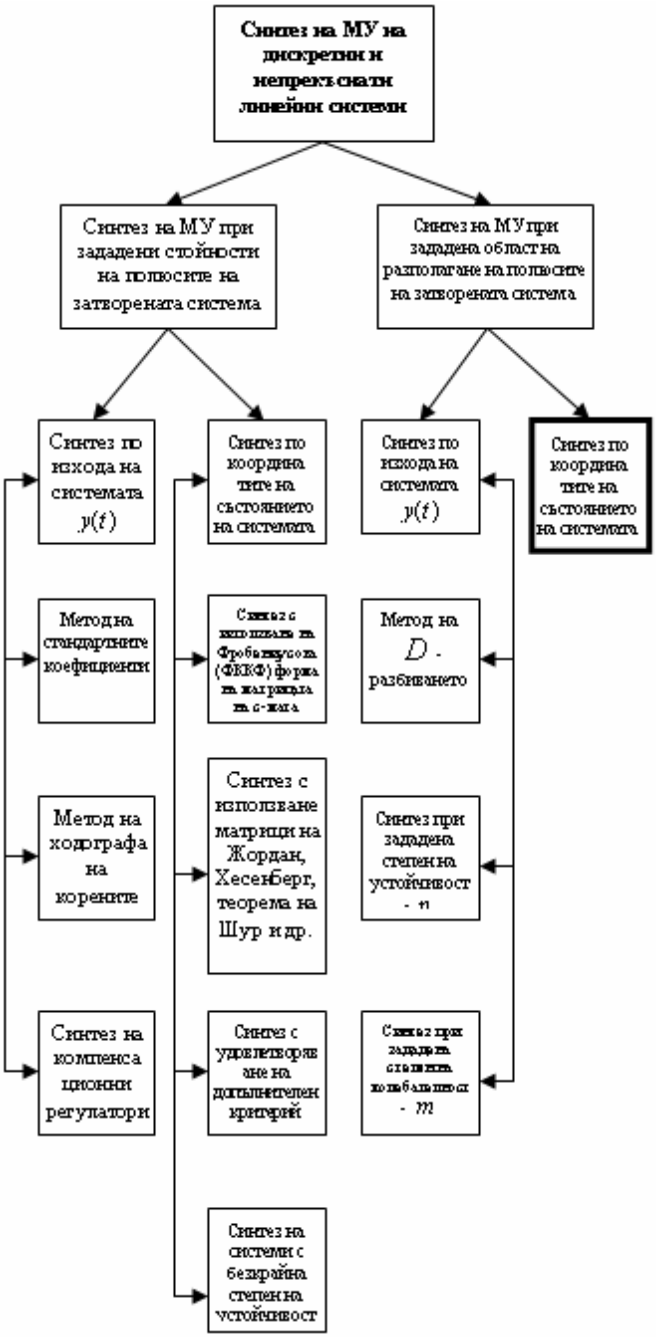
Независимо от начина на задаване на полюсите, според използваната информация при реализиране на синтезираното управление, са възможни също два подхода:

чрез използване на информация от изхода на системата (синтез по изхода на системата $y(t)$*)* [2,4,7]*;*

чрез изпозване на инфорамция от координатите на състоянието на системата (синтез по координатите на състоянието $\boldsymbol{x}(t)$*)* [5,6,15,16,17,19,20].

Синтезът на МУ при точно зададени полюси предполага постигането на сравнително еднакви качествени показатели на системите, независимо от конкретно използвания метод.

Задаването и разполагането на полюсите в област дава сравнително по-големи възможности за постигане на различни качествени показатели. Със съществуването на полюси до и на границата й се гарантира и наличието на желан диапазон на последните. За конкретизарането им трябва да се използват допълнителни критерии, което е съществено предимство пред точното задаване на полюсите.



Фиг. 1.

Съществуващите методи за синтез на МУ при зададена област на полюсите, въпреки че са намерили сравнително широко практическо приложение, са малко на брой. Те се свеждат до използването на информация от изхода на системата, като получените области на качествените показатели са сравнително широки и едностранно характеризират (например степен на устойчивост, степен на колебателност).

Модалното управление при зададена област на полюсите по координатите на състоянието не е претърпяло съществено развитие. То се свежда до проверка принадлежността на полюсите към една или друга област, което за целите на синтеза е практически безполезно.

В литературата са известни множество елементарни области, описващи се с едно или две алгебрични уравнения (или неравенства) от първи ред.

Такива са например областите отворена лява полуравнина, зададена степен на устойчивост (зададено време на затихване), зададена степен на колебателност (коефициент на демпфиране). Интерес представляват сравнително по-сложните области, представени със зависимости от по-висок ред, а така също и техните сечения. Независимо от вида на САР (дискретни или непрекъснати), областите на полюсите на действителните физически системи са симетрично разположени спрямо реалната ос.

Решаването на задачата за разполагане на полюсите на затворената система в зададена област, а така също и избор на удачен за целта математичен апарат, може да се свърже с намирането на подходящо изображение на същата. То трябва да е такова, че използването му да предполага сравнително лесно и бързо постигане на желаното решение. В това отношение особено интересна е лявата част на комплексната равнина, тъй като са налице множество ефективни критерии за оценяване принадлежността на полюсите на една система към нея (критерии за устойчивост). С това задачата за синтез на модално управление ще се сведе до такава за синтез на устойчива САР.

II. ИЗБОР НА КРИТЕРИЙ ЗА УСТОЙЧИВОСТ ЗА ЦЕЛИТЕ НА СИНТЕЗА НА МОДАЛНИ РЕГУЛАТОРИ

За целите на синтеза на МУ чрез координатите на състоянието, в качеството на критерий за устойчивост е удачно да се използват условията, получени въз основа на известната в математиката теорема за устойчивост на една матрица [1].

Теорема: Ако матрица $\boldsymbol{A}$ е от вида

(1)

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} \alpha_1+j\beta_1 & \alpha_2 & 0 & 0 & ... & 0 & 0 & 0 \\ -1 & j\beta_2 & \alpha_3 & 0 & ... & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & j\beta_3 & \alpha_4 & ... & 0 & 0 & 0 \\ ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & 0 & 0 & ... & -1 & j\beta_{n-1} & \alpha_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & ... & 0 & -1 & j\beta_n \end{bmatrix},$$

където всички елементи не стоящи на главния диагонал и на двата съседни на него са равни на нула, при което елементите α_i са реални, а β_i са или равни на нула, или са реални числа, то броят на положителните членове в последователността от произведенията $\alpha_1, \alpha_1\alpha_2, ..., \alpha_1\alpha_2...\alpha_{n-1}\alpha_n$, е равен на броя на собствените стойности на матрицата, имащи положителни реални части.

Когато отсъстват не комплексно спрегнати собствени стойности на матрицата $\boldsymbol{A}$ от (1), т.е. $\beta_i = 0$, за $i=\overline{1,n}$, и се отчете, че те съвпадат с тези на транспонираната й, тя придобива вида:

(2)

$$\boldsymbol{A}_T=\begin{bmatrix} a_{11} & -1 & 0 & ... & ... & ... & ... & ... & 0 & 0 \\ a_{12} & 0 & -1 & ... & ... & ... & ... & ... & 0 & 0 \\ ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & 0 & ... & a_{i,i-1} & 0 & -1 & ... & 0 & 0 \\ ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & 0 & ... & ... & ... & ... & ... & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & ... & ... & ... & ... & ... & a_{n,n-1} & 0 \end{bmatrix}.$$

В [Белман] е посочен литературен източник [H.R.Schwarz, Ein Verfahren zur Stabilitätsfrage bei Matrizen-Eigenwert-Problemen, Z. angew. Math. u. Phys.7 (1956), 473-500], съгласно който всяка комплексна матрица $\boldsymbol{A}_C \in \boldsymbol{C}^{n\times n}$ може да бъде приведена към вида (1) чрез подобното преобразуване $\boldsymbol{A}=\boldsymbol{T}_C^{-1}\boldsymbol{A}_C\boldsymbol{T}_C$. В частност това важи и за всяка реална матрица $\boldsymbol{A}_R$, която чрез подобното преобразуване $\boldsymbol{A}_T=\boldsymbol{T}_R^{-1}\boldsymbol{A}_R\boldsymbol{T}_R$ може да се приведе към вида (2). Това означава, че както за $\boldsymbol{A}$, така и за $\boldsymbol{A}_T$ може да се намери такъв вектор $\boldsymbol{b}\in\boldsymbol{C}^n$ (съответно $\boldsymbol{b}\in\boldsymbol{R}^n$), че векторите $\boldsymbol{b}, \boldsymbol{Ab}, ..., \boldsymbol{A}^{n-1}\boldsymbol{b}$, ($\boldsymbol{b}, \boldsymbol{A}_T\boldsymbol{b}, ..., \boldsymbol{A}_T^{n-1}\boldsymbol{b}$) са линейно независими, т.е. $\boldsymbol{A}$ и $\boldsymbol{A}_T$ са циклични матрици с цикличен генератор съответния вектор $\boldsymbol{b}$. Ако се анализират само реални матрици, което представлява практически интерес и се има предвид по-нататък в работата, то при избор на цикличен генератор от вида

(3) $$\boldsymbol{b}_{n\times 1}=\left[0, 0, ..., 1\right]^T,$$

не е трудно да се стигне до извода, че за матрицата $\boldsymbol{Q}=\left[\boldsymbol{b}, \boldsymbol{A}_T\boldsymbol{b}, ..., \boldsymbol{A}_T^{n-1}\boldsymbol{b}\right]$ ще се получи:

(4)

$$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & ... & 0 & (-1)^{n-1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & ... & (-1)^{n-2} & q_{2,n} \\ ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & 0 & -1 & ... & q_{n-3,n-1} & q_{n-3,n} \\ 0 & 0 & 1 & q_{n-2,4} & ... & q_{n-2,n-1} & q_{n-2,n} \\ 0 & -1 & q_{n-1,3} & q_{n-1,4} & ... & q_{n-1,n-1} & q_{n-1,n} \\ 1 & q_{n,2} & q_{n,3} & q_{n,4} & ... & q_{n,n-1} & q_{n,n} \end{bmatrix}.$$

Елементите $q_{i,j}$ на (4), които са различни от нула и единица, са функции на $a_{i,j}$ от (2). При получената конструкция на $\boldsymbol{Q}$ от вида (4), за анализа на цикличността на $\boldsymbol{A}_T$ (проверка ранга на $\boldsymbol{Q}$), конкретните им стойности са без значение. В случая $\det\boldsymbol{Q}=(-1)^{\sum_{i=1}^{n-1} i}=1$, т.е. $\operatorname{rank}\boldsymbol{Q}=n$ и матрицата $\boldsymbol{A}_T$ е циклична.

Ако една реална система се представи с матрица от вида (2), резултатите от посочената по-горе Теорема могат да бъдат приложени при анализа й. За целта е удачно свойството цикличност на $\boldsymbol{A}_T$ да се използва за получаване на управляема форма на описание. Ако матрицата на състоянието на САР е от вида (2), а векторът на управление от вида (3), то двойката $(\boldsymbol{A}_T, \boldsymbol{b})$, от чисто математичен обект, придобива нов смисъл – елемент от описанието на конкретна физическа система в ПС. Поради възможно най-малкия брой елементи на $\boldsymbol{A}_T$ различни от нула и

единица, това е вид управляемо канонично представяне на система с един вход.

Условието за управляемост на една едновходова система е еквивалентно и на твърдението, че чрез подходящ избор на матрица $\boldsymbol{f} \in \boldsymbol{R}^{1\times n}$ може да се постигне произволно разполагане на собствените стойности на матрицата $\boldsymbol{A}_T + \boldsymbol{bf}$, с което $\boldsymbol{f}$ ще представлява обратна връзка по състояние на системата. Това пряко кореспондира с възможността за реализиране на модално управление (за синтез на модален регулатор).

III. СИНТЕЗ НА МОДАЛЕН РЕГУЛАТОР

В основата на предложената идея за синтез на МУ стои използването на описание на системите в ПС, като матрицата $\boldsymbol{A}_T$, пораждаща характеристичния полином, е от тридиагонален лентов вид (2). Благодарение на последното, синтезът на МУ се свежда до удовлетворяване на изискването за гранична устойчивост на специфичната за всяка област модифицирана система (представена с матрица $\boldsymbol{A}_{Tн}$), в резултат на което се достига до $\boldsymbol{A}_{Tнопт}$. Това е системата, за която изходната (желана) област за разполагане на полюсите е преобразувана до такава, съвпадаща с лявата част на комплексната равнина. Полученият въз основа на $\boldsymbol{A}_{Tнопт}$ характеристичен полином се използва за намиране елементите на матрицата на обратната връзка по състояние $\boldsymbol{f}$ ($\boldsymbol{f}^*$), т.е. на формирането на скаларното управляващо въздействие $u(t)$.

При $a_{1,1} \le 0$, $\boldsymbol{A}_{Tнопт}$ трябва да има един или няколко елемента на диагонала под главния равни на нула, а останалите да са положителни. Това води до необходимата конфигурация на търсения модален регулатор на състоянието.

Така представеният клас матрици $\boldsymbol{A}_{Tнопт}$ се оказва достатъчно широк (възможните варианти клонят към безкрайност). За практически цели, без да се намалява общността, е удачно броят на собствените й стойности, предполагащи гранична устойчивост, да бъде един (една нулева) или два (две комплексно спрегнати с нулева реална част). Това съответства на нулев последен или предпоследен елемент на диагонала под главния ($a_{n,n-1} = 0$ или $a_{n-1,n-2} = 0$). Възможностите по отношение на останалите елементи и в този случай остават много. За доуточняването им съществуват различни варианти с използване на допълнителен критерий (критерии).

За получаване на своеобразна завършеност на задачата за синтез на модално управление, процедурата за определяне на регулатора продължава с изискване за устойчива $\boldsymbol{A}_{Tнопт}$, имаща елементи равни по модул на тези от $\boldsymbol{A}_{Tн}$.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

За реализиране на така разгледаният алгоритъм, в средата на MatLab, са разработени специфични програмни модули [10,11]. Желаният характеристичен полином $h_{ж}(s)$ ($h^*_{ж}(z)$) (и коефициентите му $a_{жi}$ ($a^*_{жi}$) за $i = \overline{1,n}$) се определя с помощта на функцията $\mathrm{poly}(\boldsymbol{A}_{Tнопт})$. В $h_{ж}(s)$ ($h^*_{ж}(z)$) се съдържа информация за необходимата матрица на обратната връзка $\boldsymbol{f}$ ($\boldsymbol{f}^*$). За определяне на последната се използва фазово-координатната канонична форма на представяне, като елементите на $\boldsymbol{f}$ ($\boldsymbol{f}^*$) се изчисляват съгласно зависимостите

(5) $\qquad f_i = a_{жi} - a_i, \quad (f^*_i = a^*_{жi} - a^*_i)$

за $i = \overline{1,n}$,

където a_i (a^*_i) - коефициенти на изходния характеристичен полином.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Беллман, Введение в Теорию Матриц, Москва, „Наука”, 1976.

[2]. Гарипов Е., Цифрови системи за управление – част II. Проектиране на типови дискретни регулатори, ТУ-София, 2004.
[3]. Димитров В.С., Атоматизация на технологични процеси, ТУ-Варна, Варна, 1999.
[4]. Ищев К., Теория на управлението (част 1), ТУ-София, София, 2002.
[5].Маджаров Н., Е.Хараланова, Инженерни методи за изследване на линейни системи, ТУ-София, 2004.
[6]. Поляк Б.Т., Щербаков П.С., Робастная устойчивость и управление, Наука, Москва, 2002.
[7]. Томов И.И., Въведение в съвременната теория на автоматичното управление, част втора – синтез, ДИ „Техника", София, 1984.
[8]. Хинов Х., К.Наплатаров, Атоматизация на технологични процеси, Техника, София, 1987.
[9]. Coutinho M., A.Bhaya, A Parallel Algorithm for the Eigenvalue Assignment Problem in Linear Systems, Proc.Int.Conference on Control and Information, Hong-Kong, 5-9 June, 1995, pp.163-168.
[10]. Dimitrov V., M.Alexandrova, Modal State Controller Synthesis for Parabola and Ellipse Pole Placement Regions, International Conference Automatics and Informatics'08, 2-7 October 2008, Sofia, Bulgaria.
[11]. Dimitrov V., M.Uzuntoneva, Matrix Stability Criterion Based on a Canonical Representation, International Conference Automatics and Informatics'06, 3-6 October 2006, Sofia, Bulgaria.
[12]. Haddad W.M., D.S. Bernstein, Controller Design With Pole Constraints, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.37, №1, January 1992.
[13]. Mehrmann W., H.Xu, An Analysis of Pole Placement Problem. I. The Single-Input Case, Electronic Transactions on Numerical Analysis, vol.4, September 1996, pp.89-105.
[14]. Mehrmann W., H.Xu, An Analysis of Pole Placement Problem. II. The Multi-Input Case, Electronic Transactions on Numerical Analysis, vol.5, September 1997, pp.77-97.
[15]. Petkov P.Hr., N.D. Christov and M.M. Konstantinov, A Computational Algorithm for Pole Assignment Of Linear Single-Input Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.AC-29, №11, November 1984, pp.1045-1048.
[16]. Varga A., Parametric Methods for Pole Assignment, In Proc. European Control Conference, Brussels, Belgium, CDROM, Paper FR-M H2, pp.1-6,1997,www.robotic.dlr.de/control/publications/1997/varga_ecc97p2.pdf.
[17]. Varga A., A Multishift Hessenberg Method for Pole Assignment of Single-Input Systems, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.41, №12, December 1996, pp.1795-1799.
[18]. Varga A., Robust Pole Assignment Techniques Via State Feedback, Proc.CDC'2000, Sydney, Australia,pp.4655-4660, www.robotic.dlr.de/control/publications/2000/varga_cdc2000p1.pdf/.
[19]. Varga A., Multishift Algorithm For Pole Assignment of Single-Input Systems, Proc.ECC'95, Rome,Italy,1995,vol.4,pp.3348-3352, www.er.df.op.dlr.de/publications/1996/varga_alocfin.ps/.
[20]. Varga A., A Shur Method for Pole Assignment, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.AC-26, №2, April 1981, pp.517-519.

За контакти

инж. Мариела Александрова, асистент към Колеж в структурата на ТУ-Варна, ул.Студентска №1, 410aE;e-mail: meri_alexandrova@mail.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

АДАПТИВЕН АЛГОРИТЪМ ЗА МОДАЛЕН РЕГУЛАТОР НА СЪСТОЯНИЕТО СЪС СПИРАНЕ НА РЕКУРЕНТНОТО ОЦЕНЯВАНЕ

ADAPTIVE ALGORITHM FOR MODAL STATE CONTROLLER WITH SUSPENSION RECURRENT ESTIMATION

Н. Николов, М. Александрова, В. Димитров

Резюме: Предложен е адаптивен алгоритъм за модален регулатор на състоянието, при който взривът на параметрите се предотвратява посредством временно преустановяване на рекурентното оценяване. Адаптивният алгоритъм е създаден на базата на вече разработени алгоритми за адаптивно наблюдение и модално управление.
Ключови думи: адаптивен наблюдател на състоянието, адаптивен регулатор на състоянието,адаптивни системи, модален регулатор, самонастройващи се регулатори.

Abstract: Adaptive algorithm for modal state controller is presented. The wind-up, bursting is fended with suspension recurrent estimation. Adaptive algorithm is based on created algorithms for adaptive observation and modal control.
Keywords: adaptive state controller, adaptive state observer, adaptive systems, modal controller, self-tuning regulators.

I. ХАРАКТЕРНИ ОСОБЕНОСТИ НА АДАПТИВНИТЕ СИСТЕМИ

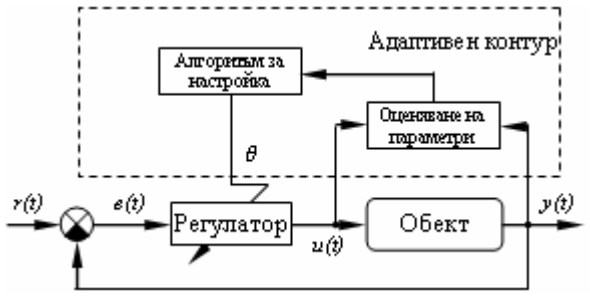
Интересът към адаптивните системи се проявява за първи път в началото на 50-те години във връзка с проектирането на автопилоти за летателни апарати [1]. Изследванията в тази област имат повече или по-малко емпиричен характер, тъй като нямат теоретична основа, а и аналоговата техника, която се използва по онова време, не е адекватна на изискванията за синтез на качествени адаптивни системи. Затова интересът към този род системи намалява, за да се възроди, отново в началото на 70-те години на XX век.

Основната идея при синтеза на адаптивните системи се базира на промяна на параметрите на регулатора в класическата система с обратна връзка, така че да се компенсира влиянието на изменението на параметрите на обекта, т.е. регулатора да се приспособява (адаптира) към промените в динамиката на обекта.

Във всички случаи, ***основната концепция при синтеза на адаптивните системи е тази за различните времеви скали***. Приема се, че изграждането на адаптивна система има смисъл тогава, когато скоростта на изменение на параметрите на обекта е значително по-малка от скоростта на изменение на променливите на технологичния процес. Ако е налице скокообразно изменение в параметрите на обекта, тогава концепцията за двете различни времеви скали означава, че интервалът между двете последователни изменения на параметрите е по-голям от времето на затихване на преходните процеси.

Най-често адаптивните системи се класифицират в три основни класа [1]:

- системи с твърда адаптация;
- системи с еталонен модел;
- самонастройващи се регулатори.

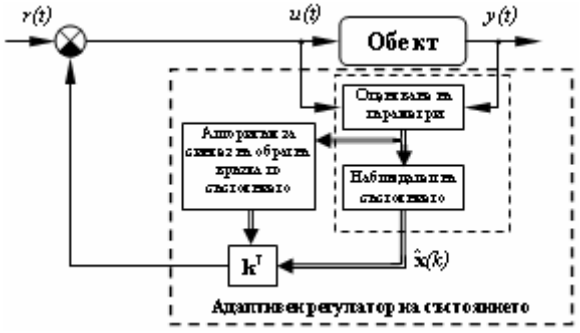


Фиг. 1. Адаптивна система със СНР

Работата на самонастройващите се регулатори (СНР) се основава на т.нар.

принцип на несъмнената еквивалентност, същността на който се състои в това, че при определяне на настройките на регулатора се игнорира неопределеността на параметрите на модела на обекта и те се приемат за точни. Блок-схемата, показана на фиг.1, съответства на т.нар. ***непряк метод за настройка на параметрите***, при който първо се извършва оценка на параметрите на модела на обекта, а след това се извършва параметричният синтез на регулатора. Този тип самонастройващи се регулатори са известни в литературата като ***явни***.

Когато обектът е описан в пространството на състоянията, обратната връзка е осъществена по вектора на състоянието и се използва адаптивна система за управление от типа на самонастройващите се регулатори се получава т.нар. ***адаптивен регулатор на състоянието*** (фиг.2) [7, 8]. При тях е характерно това, че в болшинството от случаите (когато векторът на състоянието не е достъпен за измерване), освен параметрите на модела се налага оценяване и на текущия вектор на състоянието. В тези случаи се синтезират т.нар. адаптивни наблюдатели на състоянието (АНС), които включват в себе си ***идентификатор за оценяване на параметрите*** на модела.



Фиг. 2. Блок схема на адаптивен регулатор на състоянието

II. ПРОБЛЕМИ ПРИ АЛГОРИТМИТЕ ЗА АДАПТИВНО УПРАВЛЕНИЕ

При идентификацията в затворен контур са приложими рекурентни (рекурсивни) и нерекурентни алгоритми, които изискват някои специфични условия поради факта, че входният сигнал на обекта се формира от регулатора под въздействието на изходния сигнал, чрез обратната връзка.

Ако по време на идентификация в затворения контур на една АС дълго време входният сигнал е оставал почти неизменен, твърде много от ефективните наблюдения имат приблизително еднакви вектори на регресорите-**s**. Задачата за оценяване става лошо обусловена и при незначителни смущения ковариационната матрица рязко нараства, а от там следва и разко нарастване на оценките на коефициентите. Това явление е известно като ***взрив на параметрите*** (*wind-up, bursting*) [1, 2, 6]. То е предизвикано от числените особености на процедурата, а не от действително изменение на сигнала на входа на обекта. Резултатът е влошаване на работата на АС.

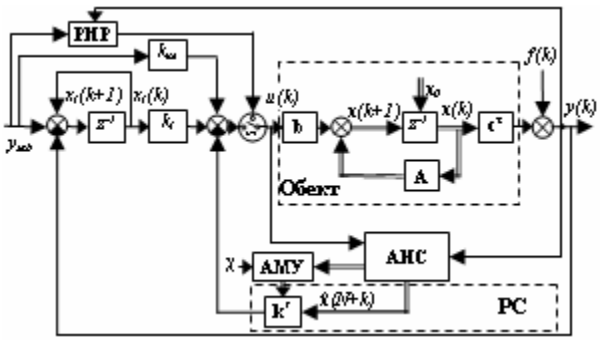
Когато коефициентите са достатъчно точно оценени и изходната величина се предсказва достатъчно точно. Тогава е възможно алгоритъмът за рекурентно оценяване да се спре, за да не възникне взрив на параметрите. Оценяващата процедура се включва отново когато разликата между предсказаната и измерена стойност надхвърли някакъв праг.

III. ИЗБОР НА АСТАТИЧЕН МОДАЛЕН РЕГУЛАТОР НА СЪСТОЯНИЕТО (РС)

За да може една линейна дискретна система (описана в пространството на състоянията (ПС)) да се приведе в желано състояние, е необходимо същото да може да се измерва или да се оценява с наблюдател на състоянието.

За качествата на регулаторите на състоянието в установен режим може да се каже, че те са статични регулатори. Подобно на всички системи за управление без интегрираща съставка, те не отработват точно заданието. Нулирането на статичната грешка при РС може да се осъществи като се мащабира заданието или чрез включването на интегрираща съставка в системата за управление. Тук

ще бъде използван един вариант на линейна дискретна система за SISO обекти с астатичен модален РС, използващ интегрираща съставка и пряка връзка по инверсен модел [4, 5] (фиг.3).



Фиг.3 Система с астатичен модален РС

За управляващото въздействие в тази система при ненулево задание и период на дискретизация $T_0=1$, може да се запише [5]

$$(1)\quad u(N+k)=\begin{bmatrix} k_i & -\mathbf{k}^{\mathsf{T}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_i(N+k) \\ \hat{\mathbf{x}}(N+k) \end{bmatrix}+k_{пв}y_{зад},\quad k=0,1,2,\ldots$$

$$(2)\quad \hat{\mathbf{x}}(N+k+1)=\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(N+k)+\mathbf{b}u(N+k),\quad k=0,1,2,\ldots\cdot$$

$$(3)\quad y(N+k)=\mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{x}}(N+k),\quad k=0,1,2,\ldots,$$

$$(4)\quad x_i(N+k+1)=x_i(N+k)+y_{зад}-y(N+k),\quad k=0,1,2,\ldots$$

Векторът на състоянието $\hat{\mathbf{x}}(N+k)$ се оценява посредством адаптивен наблюдател на състоянието (АНС). Векторът на обратната връзка $\mathbf{k}^{\mathsf{T}}$ се определя посредством алгоритъм за модално управление (АМУ). Разположението на собствените стойности на затворената система се задават с числото χ. На изхода на обекта действа неизмеримо, постоянно по стойност смущение $f(k)$. Релейно-импулсният регулатор (РИР) е помощен и се включва в началото на процеса докато се извършва набиране на входно-изходни данни, необходими за работата на АНС. Управляващото въздействие на РИР зависи не само от грешката на регулирането. Той е програмиран така, че ако в продължение на n такта, $u(k)$ е било само на ниското, или само на високото ниво, се превключва за един такт на алтернативното ниво.

За АНС се избира алгоритъм базиран на рекурентния метод на най-малките квадрати [5], който има следния вид:

Стъпка 1 Формират се масиви от входно-изходни данни:

$$\mathbf{u}_1=\begin{bmatrix} u(0) & u(1) & \cdots & u(N-2) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{y}_1=\begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{y}_2=\begin{bmatrix} y(n) & y(n+1) & \cdots & y\left(\frac{N-n}{2}+n-1\right) \end{bmatrix}^{\mathsf{T}},$$

$$\mathbf{y}_3=\begin{bmatrix} y\left(\frac{N-n}{2}+n\right) & y\left(\frac{N-n}{2}+n+1\right) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix}^{\mathsf{T}},$$

$$\mathbf{Y}_{11}=\begin{bmatrix} -y(n-1) & -y(n-2) & \cdots & -y(0) \\ -y(n) & -y(n-1) & \cdots & -y(1) \\ -y(n+1) & -y(n) & \cdots & -y(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y\left(\frac{N-n}{2}+n-2\right) & -y\left(\frac{N-n}{2}+n-3\right) & \cdots & -y\left(\frac{N-n}{2}-1\right) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Y}_{21}=\begin{bmatrix} -y\left(\frac{N-n}{2}+n-1\right) & -y\left(\frac{N-n}{2}+n-2\right) & \cdots & -y\left(\frac{N-n}{2}\right) \\ -y\left(\frac{N-n}{2}+n\right) & -y\left(\frac{N-n}{2}+n-1\right) & \cdots & -y\left(\frac{N-n}{2}+1\right) \\ -y\left(\frac{N-n}{2}+n+1\right) & -y\left(\frac{N-n}{2}+n\right) & \cdots & -y\left(\frac{N-n}{2}+2\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y(N-2) & -y(N-3) & \cdots & -y(N-n-1) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{U}_{12}=\begin{bmatrix} u(n-1) & u(n-2) & \cdots & u(0) \\ u(n) & u(n-1) & \cdots & u(1) \\ u(n+1) & u(n) & \cdots & u(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u\left(\frac{N-n}{2}+n-2\right) & u\left(\frac{N-n}{2}+n-3\right) & \cdots & u\left(\frac{N-n}{2}-1\right) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{U}_{22}=\begin{bmatrix} u\left(\frac{N-n}{2}+n-1\right) & u\left(\frac{N-n}{2}+n-2\right) & \cdots & u\left(\frac{N-n}{2}\right) \\ u\left(\frac{N-n}{2}+n\right) & u\left(\frac{N-n}{2}+n-1\right) & \cdots & u\left(\frac{N-n}{2}+1\right) \\ u\left(\frac{N-n}{2}+n+1\right) & u\left(\frac{N-n}{2}+n\right) & \cdots & u\left(\frac{N-n}{2}+2\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u(N-2) & u(N-3) & \cdots & u(N-n-1) \end{bmatrix},$$

където $N=3n+2l,\quad l=1, 2, 3, \ldots.$

Стъпка 2 Пресмятат се субматриците:

$$\mathbf{G}_{11}=\mathbf{Y}_{11}^{\mathsf{T}}\mathbf{Y}_{11}+\mathbf{Y}_{21}^{\mathsf{T}}\mathbf{Y}_{21},\ \mathbf{G}_{12}=\mathbf{Y}_{11}^{\mathsf{T}}\mathbf{U}_{12}+\mathbf{Y}_{21}^{\mathsf{T}}\mathbf{U}_{22},$$

$$\mathbf{G}_{21}=\mathbf{U}_{12}^{\mathsf{T}}\mathbf{Y}_{11}+\mathbf{U}_{22}^{\mathsf{T}}\mathbf{Y}_{21},\ \mathbf{G}_{22}=\mathbf{U}_{12}^{\mathsf{T}}\mathbf{U}_{12}+\mathbf{U}_{22}^{\mathsf{T}}\mathbf{U}_{22}.$$

Стъпка 3Пресмята се ковариационната матрица $\mathbf{C}$

$$\mathbf{C}=\begin{bmatrix} \mathbf{M}_1+\mathbf{M}_1\mathbf{G}_{12}\mathbf{M}_2\mathbf{G}_{21}\mathbf{M}_1 & \vdots & -\mathbf{M}_1\mathbf{G}_{12}\mathbf{M}_2 \\ \cdots\cdots & \cdots & \cdots\cdots \\ -\mathbf{M}_2\mathbf{G}_{21}\mathbf{M}_1 & \vdots & \mathbf{M}_2 \end{bmatrix}$$

където:

$$\mathbf{M}_1=\mathbf{G}_{11}^{-1},\qquad \mathbf{M}_2=\left(\mathbf{G}_{22}-\mathbf{G}_{21}\mathbf{M}_1\mathbf{G}_{12}\right)^{-1}.$$

Стъпка 4 Пресмятат се векторите $\hat{\mathbf{h}}$ и $\hat{\mathbf{a}}$ с помощта на векторно-матричната система:

$$\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{C}\left[\frac{\mathbf{Y}_{11}^{\mathsf{T}}\mathbf{y}_2 + \mathbf{Y}_{21}^{\mathsf{T}}\mathbf{y}_3}{\mathbf{U}_{12}^{\mathsf{T}}\mathbf{y}_2 + \mathbf{U}_{22}^{\mathsf{T}}\mathbf{y}_3}\right],$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix}\hat{h}_1 & \hat{h}_2 & \cdots & \hat{h}_n\end{bmatrix}^{\mathsf{T}} = \begin{bmatrix}\hat{p}_{n+1} & \hat{p}_{n+2} & \cdots & \hat{p}_{2n}\end{bmatrix}^{\mathsf{T}},$$

$$\hat{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix}\hat{a}_1 & \hat{a}_2 & \cdots & \hat{a}_n\end{bmatrix}^{\mathsf{T}} = \begin{bmatrix}-\hat{p}_n & -\hat{p}_{n-1} & \cdots & -\hat{p}_1\end{bmatrix}^{\mathsf{T}},$$

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix}\mathbf{0} & \vdots & \mathbf{I_{n-1}} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ & \hat{\mathbf{a}}^{\mathsf{T}} & \end{bmatrix}.$$

Стъпка 5 Пресмята се оценката на вектора **b**:

$$\hat{\mathbf{b}}(N) = \mathbf{T}^{-1}\hat{\mathbf{h}}(N),$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\hat{a}_n(N) & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\hat{a}_{n-1}(N) & -\hat{a}_n(N) & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & O & \vdots & \vdots \\ -\hat{a}_2(N) & -\hat{a}_3(N) & -\hat{a}_4(N) & \cdots & -\hat{a}_n(N) & 1 \end{bmatrix}.$$

Стъпка 6 Оценява се векторът на началното състояние $\mathbf{x_0}$:

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \left(\mathbf{D}^{\mathsf{T}}\mathbf{D}\right)^{-1}\mathbf{D}^{\mathsf{T}}\left(\mathbf{y}_1 - \mathbf{Q}\mathbf{u}_1\right) = \begin{bmatrix}\hat{x}_{01} & \hat{x}_{02} & \cdots & \hat{x}_{0n}\end{bmatrix}^{\mathsf{T}},$$

където:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{\mathsf{T}} \\ \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{A}} \\ \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{A}}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{A}}^{(N-1)} \end{bmatrix}_{(N\ x\ n)},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{b}}(N) & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{b}}(N) & \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{b}}(N) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{A}}^{(N-2)}\hat{\mathbf{b}}(N) & \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{A}}^{(N-3)}\hat{\mathbf{b}}(N) & \cdots & \mathbf{c}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{b}}(N) \end{bmatrix}_{(N\ x\ (N-1))}.$$

Стъпка 7 Оценява се векторът на текущото състояние $\mathbf{x}(k)$:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{x}}(k) + \hat{\mathbf{b}}u(k) + \mathbf{g}y(k),\ \hat{\mathbf{x}}(0) = \hat{\mathbf{x}}_0,$$

$k=0, 1, 2, \ldots, N-1$;

$\hat{\mathbf{F}} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{g}\mathbf{c}^{\mathsf{T}}$, векторът **g** се получава чрез синтез по зададени полюси.

Стъпка 8 Получава се $(N+1)^{-mo}$ наблюдение и се стартира рекурентната процедура:

формира се вектор **s**

$$\mathbf{s}(N+1) = [-y(N)\ -y(N-1)\ \cdots\ -y(N-n-1)\ u(N)\ u(N-1)\ \cdots\ u(N-n-1)]^{\mathsf{T}};$$

изчислява се грешката на предсказването

$$e(N+1) = y(N+1) - \hat{\mathbf{p}}^{\mathsf{T}}(N)\mathbf{s}(N+1);$$

преизчислява се векторът на параметрите **p**

$$\hat{\mathbf{p}}(N+1) = \hat{\mathbf{p}}(N) + \frac{\mathbf{C}(N)\mathbf{s}(N+1)}{1 + \mathbf{s}^{\mathsf{T}}(N+1)\mathbf{C}(N)\mathbf{s}(N+1)}e(N+1);$$

$$\hat{\mathbf{h}}(N+1) = \begin{bmatrix}\hat{p}_{n+1}(N+1) & \hat{p}_{n+2}(N+1) & \cdots & \hat{p}_{2n}(N+1)\end{bmatrix}^{\mathsf{T}};$$

$$\hat{\mathbf{a}}(N+1) = \begin{bmatrix}-\hat{p}_n(N+1) & -\hat{p}_{n-1}(N+1) & \cdots & -\hat{p}_1(N+1)\end{bmatrix}^{\mathsf{T}};$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\hat{a}_n(N+1) & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\hat{a}_{n-1}(N+1) & -\hat{a}_n(N+1) & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & O & \vdots & \vdots \\ -\hat{a}_2(N+1) & -\hat{a}_3(N+1) & -\hat{a}_4(N+1) & \cdots & -\hat{a}_n(N+1) & 1 \end{bmatrix};$$

$$\hat{\mathbf{b}}(N+1) = \mathbf{T}^{-1}\hat{\mathbf{h}}(N+1); \qquad \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix}\mathbf{0} & \vdots & \mathbf{I_{n-1}} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ & \hat{\mathbf{a}}^{\mathsf{T}}(N+1) & \end{bmatrix},$$

$\hat{\mathbf{x}}(N+1) = \hat{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{x}}(N) + \hat{\mathbf{b}}u(N) + \mathbf{g}y(N)$, където

$\hat{\mathbf{F}} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{g}\mathbf{c}^{\mathsf{T}}$.

Стъпка 9 Подготвя се следващата итерация като се преизчислява матрица **C**:

$$\mathbf{C}(N+1) = \mathbf{C}(N) - \frac{\mathbf{C}(N)\mathbf{s}(N+1)\mathbf{s}^{\mathsf{T}}(N+1)\mathbf{C}(N)}{1 + \mathbf{s}^{\mathsf{T}}(N+1)\mathbf{C}(N)\mathbf{s}(N+1)}.$$

Стъпка 10 Повтарят се стъпки 8 и 9 докато трае процесът на наблюдение.

Алгоритъмът за модално управление има следния вид [5]:

Стъпка 1 Задават се векторите $\hat{\mathbf{a}}$, $\hat{\mathbf{b}}$ и зоната на устойчивост χ;

Стъпка 2 Проверява се дължината на векторите $\hat{\mathbf{a}}$ и $\hat{\mathbf{b}}$ за да се определи реда на обекта-*n*;

Стъпка 3 Формира се оценената матрица на състоянието на обекта

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix}\mathbf{0} & \vdots & \mathbf{I_{n-1}} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ & \hat{\mathbf{a}}^{\mathsf{T}} & \end{bmatrix};$$

Стъпка 4 Определят се собствените стойности на матрицата $\hat{\mathbf{A}}$ ($\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$) и съответстващите им собствени вектори $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \ldots, \mathbf{q}_n$;

Стъпка 5 Формира се матрицата на собствените вектори-**Q**

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix}\mathbf{q}_1 & \mathbf{q}_2 & \cdots & \mathbf{q}_n\end{bmatrix},$$

$$\mathbf{q}_i = \begin{bmatrix}q_{i1} & q_{i2} & \cdots & q_{in}\end{bmatrix}^{\mathsf{T}},\ i = 1, 2, \ldots, n;$$

Стъпка 6 Генерира се *n*-мерен вектор-$\boldsymbol{\xi}$, съставен от случайни числа между *0* и *1*;

Стъпка 7 Определя се векторът на желаните собствени стойности на затворената система-$\boldsymbol{\mu}$

$$\boldsymbol{\mu} = \begin{bmatrix}\chi \\ \chi \\ \vdots \\ \chi\end{bmatrix} - \left|\left(\begin{bmatrix}0.5 \\ 0.5 \\ \vdots \\ 0.5\end{bmatrix} - \boldsymbol{\xi}\right)0.1\right| = \begin{bmatrix}\mu_1 \\ \mu_2 \\ \vdots \\ \mu_n\end{bmatrix};$$

Стъпка 8 Определя се векторът **g**

$$\mathbf{g} = \mathbf{Q}^{\mathsf{T}}\hat{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix}g_1 & g_2 & \cdots & g_n\end{bmatrix}^{\mathsf{T}};$$

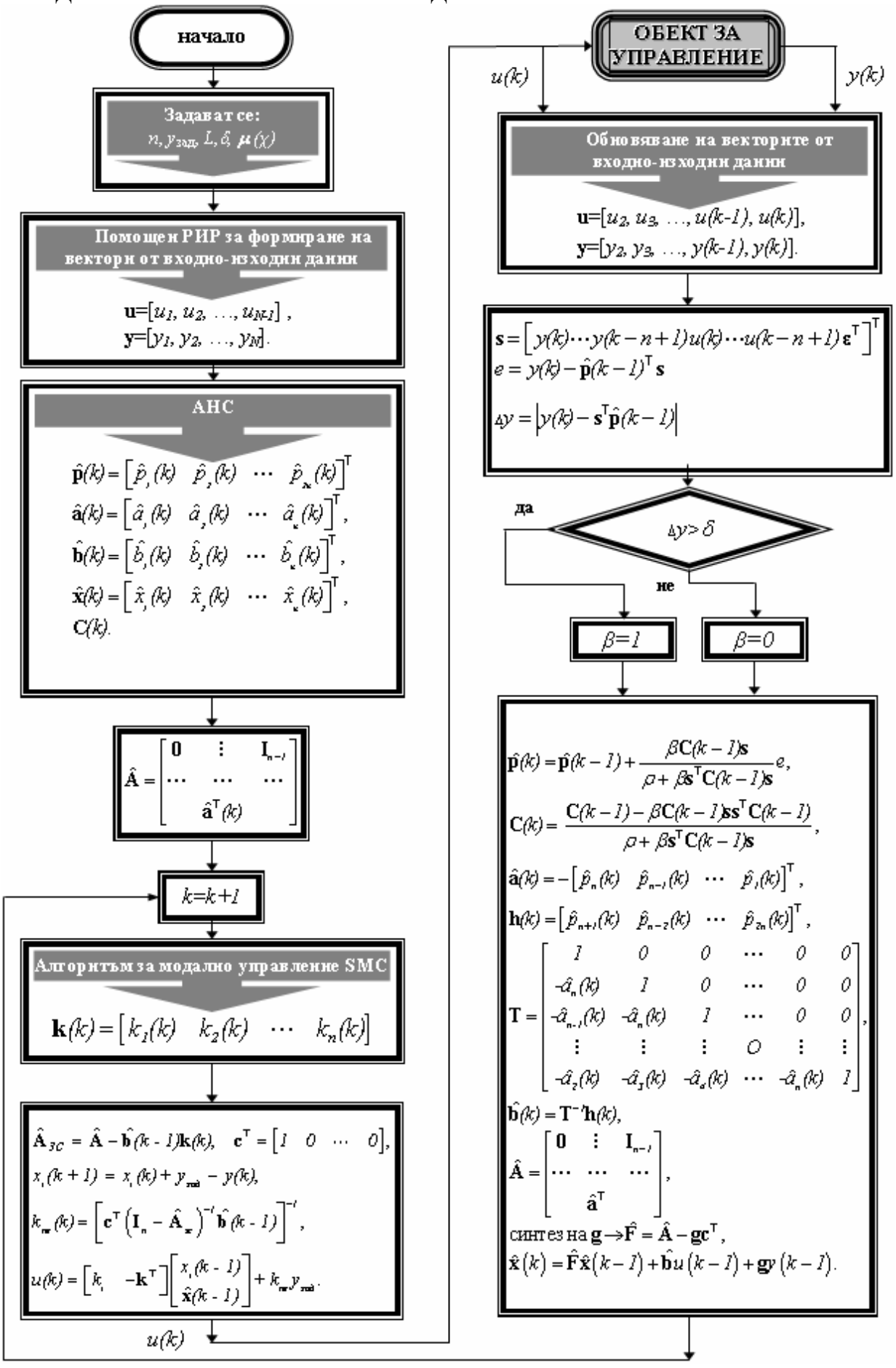
Стъпка 9 Изчисляват се вектор **d**

$$d_i = \frac{\prod_{j=1}^{n}\left(\lambda_i - \mu_j\right)}{g_i\prod_{j=1,\,j\neq i}^{n}\left(\lambda_i - \lambda_j\right)},\ i = 1, 2, \ldots, n,\ \mathbf{d} = \begin{bmatrix}d_1 & d_2 & \cdots & d_n\end{bmatrix}^{\mathsf{T}};$$

Стъпка 10 Определя се векторът **k**

$$\mathbf{k}^{\mathsf{T}} = \mathbf{d}^{\mathsf{T}}\mathbf{Q} = \begin{bmatrix}k_1 & k_2 & \cdots & k_n\end{bmatrix}.$$

IV. АДАПТИВЕН АЛГОРИТЪМ ЗА МОДАЛЕН РС



V. КОМПЮТЪРНА СИМУЛАЦИЯ

За целите на експеримента ще бъде използван типов математичен модел от пети ред [3] (модел на паропрегревател) чиято непрекъсната предавателна функция е:

$$(5) \qquad W(p)=\frac{(1+13.81p)^2(1+18.4p)}{(1+59p)^5}.$$

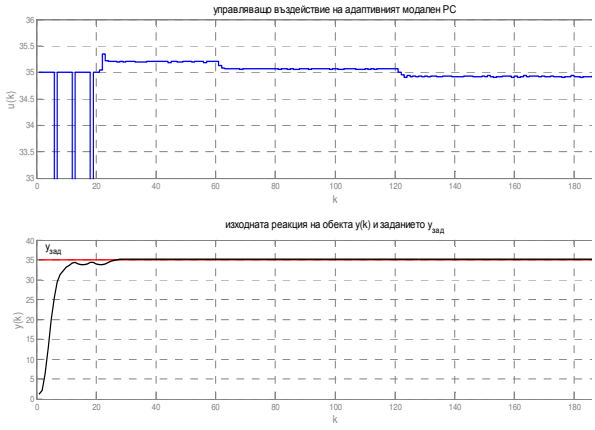
След дискретизация (при $T_0=60s$), моделът е представен в пространството на състоянията съгласно следните уравнения:

$$(6) \qquad \begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k)+\mathbf{b}u(k), \\ y(k) &= \mathbf{c}^{\mathrm{T}}\mathbf{x}(k)+f(k), \quad k=0,1,2,\ldots \end{aligned}$$

където $f(k)$ е 5 процентен шум,

$$(7)\ \mathbf{A}=\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{I}_{n-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ & \mathbf{a}^{\mathrm{T}} & \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{a}=\begin{bmatrix} 0.0062 \\ -0.0856 \\ 0.4732 \\ -1.3082 \\ 1.8085 \end{bmatrix}, \mathbf{b}=\begin{bmatrix} 0.0273 \\ 0.1193 \\ 0.1897 \\ 0.1990 \\ 0.1658 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_0=\begin{bmatrix} 1.1000 \\ 1.1500 \\ 1.0500 \\ 1.0000 \\ 1.0700 \end{bmatrix}.$$



Фиг. 4. Резултати от компютърната симулация

По време на компютърната симулация се симулира наличие на нестационарност. На 60-я такт се променят елементите на вектора **a** така, че да съответстват на промяна на времеконстантата в знаменателя на предавателната функция на обекта *(5)* от *59s* на *61s*. На 120-я такт се променят елементите на вектора **a** така, че да симулират промяна на времеконстантата от *61s* на *65s*.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В интервала от време до 60-я такт след отработване на заданието се наблюдават малки промени на управляващото въздействие, които се дължат на зашумяването на изхода. При проведената симулация бе констатирано, че ако не се изключи оценителната процедура, след 78-я такт настъпва взрив на параметрите. Оказа се, че алгоритъма е чувствителен към рязка промяна на параметрите на обекта. Ако нестационарността от 120-я такт се въведе без да е въведена нестационарността от 60-я такт отново се получава взрив на параметрите. Приведеният пример показва добрите качествата на алгоритъма при плавна промяна на параметрите на обекта. В същност такива са по-голямата част от нестационарностите в реалните системи (напр. изменение на коефициента на топлопредаване в следствие на твърди отлагания върху стените, изменение на скоростната константа на химичните реакции в следствие намаляването на активността на катализатора и др.).

БЛАГОДАРНОСТИ

Докладът е разработен във връзка с проект: „Подкрепа на творческото развитие на докторанти, пост-докторанти и млади учени в областта на компютърните науки”, рег.№ BG051PO001-3.3.04/13.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Велев К., Адаптивни системи, София, 1995.

[2]. Вучков И., Идентификация, София, ИК Юрапел, 1996.

[3]. Изерман Р., Цифровые системы управления, Москва, Мир, 1984.

[4]. Маджаров Н., Е. Хараланова, Инженерни методи за изследване на линейни системи, ТУ-София, 2004.

[5]. Николов Н., Изследване на алгоритми за синтез на модални адаптивни регулатори на състоянието, дисертация за получаване на образователна и научна степен доктор, Варна, 2009.

[6]. Forsell U., L. Ljung, Closed-loop identification revisited, Automatica, 35, pp.1250-1241, 1999.

[7]. Gambier A., Yul Y. Nazaruddin, Multivariable State-space Adaptive Control, Automatisierungstechnik, vol. 53, p. 537-545, november, 2005.

[8]. Kreisselmeier G., On adaptive state regulation, IEEE Trans. Autom. Contr., 27, No.1, 3-17, 1982.

За контакти

д-р инж. Никола Николов, Катедра ”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна , 410E, e-mail: nn_nikolov@abv.bg.

Рецензент: доц. д-р инж. Емил Маринов

ПАРАМЕТРИЧНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ДИНАМИЧНИ ОБЕКТИ ПОСРЕДСТВОМ ИЗМЕСТЕНИ ОРТОГОНАЛНИ ФУНКЦИИ НА ХААР

PARAMETER IDENTIFICATION OF DYNAMIC OBJECTS USING SHIFTED ORTHOGONAL HAAR FUNCTIONS

М. Тодорова

Резюме: В предлаганата работа са представени алгоритми за параметрична идентификация на базата на изместени ортогонални функции на Хаар. Разгледани са обекти с особени динамични характеристики и такива, чиято динамика може да се представи със системи обикновени и частни диференциални уравнения.
Ключови думи: параметрична идентификация, изместени ортогонални функции на Хаар

Abstract: In this paper shifted orthogonal Haar functions based algorithms for parameter identification are presented. Objects with particular dynamic characteristics and those whose dynamics are described by ordinary and partial differential equations systems are considered.
Keywords: parameter identification, shifted orthogonal Haar functions

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Успешното разработване и внедряване на съвременни системи за автоматично управление на технологични процеси изисква да се решават редица въпроси, един от които е получаването на адекватно математическо описание на процеса. Интерес представляват обектите с разпределени параметри и обектите със сравнително сложна зависимост между входната и изходната величина.

Сред методите за идентификация особено място заема групата, която се основава на алгебризация на уравнението, описващо динамиката на обекта. При използване на многократно интегриране или диференциране изходното уравнение се преобразува в система алгебрични уравнения и задачата за идентификация се свежда до решаване на системата. Към тази група могат да се отнесат методите на ортогоналните функции. Те играят важна роля в анализа главно поради възможността произволна функция от доста широк клас да се представи чрез ред на Фурие по системата ортогонални функции. Основната идея при използване на ортогонални функции за оценяване на параметрите на математичния модел се състои в разлагане на входните и изходните величини на обекта в ред ортогонални функции, като коефициентите могат да бъдат определени така, че да минимизират средноквадратичната грешка от предсказването в интервала от време, съответстващ на дължината на реализацията. Има възможност при необходимост в разложението да се добавят нови членове с цел подобряване на математическото описание.

Необходимо е да се отбележи, че точността на апроксимация на сигнали е много висока при използване на ортогонални функции на Хаар [7]. Освен това тези функции са с максимална простота на представяне и имат ниски изисквания към паметта на компютъра. Поради това вниманието е насочено към тях. Тъй като интервала, за който са определени ортогоналните функции на Хаар, не винаги съответства на интервалите, свързани с решаване на конкретните задачи за параметрична идентификация, се налага същият да се предефинира и да се приложат изместени ортогонални функции на Хаар

$$H_n^*(t) = H_1^*(t).(2^j.t - \frac{k}{2^j}) \qquad (1)$$

където:

$j \geq 0; \quad n = 2^j + k; \quad 0 < k \leq 2^j;$

$H_1^*(t)$ - основна правоъгълна вълна, разположена в целия интервал [0, T].

Използвайки свойствата на ортогоналните функции на Хаар [1, 7], в предлаганата работа са представени алгоритми за параметрична идентификация на обекти с особени динамични характеристики и такива, чиято динамика се описва със системи диференциални уравнения.

II. ПАРАМЕТРИЧНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОБЕКТИ С ОСОБЕНИ ДИНАМИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При тези обекти отклонението на регулируемата величина се обуславя не само от стойността на входното въздействие, но и от неговата производна, т.е. от скоростта с която се появява въздействието. За математическо описание на динамиката им се използват диференциални уравнения, в които съществуват производни както в лявата, така и в дясната страна. Характерни примери са барабанният парен котел; механичният класификатор, използван в обогатяването; динамиката на управляемост на подвижни водоизместващи обекти; мостовите и диференциални съединения и др.

Разглежда се математичен модел (2) на парен котел ТП – 80 по канала "разход на пара – ниво на водата в барабана".

$$q_3.\frac{d^2y(t)}{dt^2}+\frac{dy(t)}{dt}=q_1.\frac{dx(t)}{dt}-q_2.x(t) \qquad (2)$$

При дадени записи на входния x(t) и изходния y(t) сигнали [6], е необходимо да се оценят параметрите от диференциалното уравнение.

Алгоритъмът за идентификация включва следните основни стъпки:

- Уравнение (2) се интегрира двукратно в границите [0; t], в резултат на което се получава

$$q_3.[y(t)-y(0)]+q_1.\int_0^t[x(0)-x(t)].dt+ \\ +q_2.\int_0^t\int_0^t x(t).dt^2=-\int_0^t[y(t)-y(0)].dt \qquad (3)$$

- Функциите от уравнение (3) се разлагат по изместени ортогонални функции на Хаар:

$$y(t)-y(0)\cong FY0_n\ .H_n^*(t);$$

$$x(t)-x(0)\cong FX0_n\ .H_n^*(t);$$

$$x(t)\cong FX_n\ .H_n^*(t)$$

където $FY0_n, FX0_n, FX_n$ - вектори с коефициентите от разложенията.

- В уравнение (3) се заместват получените по– горе разложения и се прилага свойството за интегриране на ортогонални функции [1], в резултат на което след известни преобразувания се получава уравнение в матрична форма от вида

$$A.Q=H\ , \qquad (4)$$

където:

$A=[(FY0_n)^T\ (FX0_n.PH_n)^T\ (FX_n.(PH_n)^2)^T]$

$H=[\ (-FY0_n.PH_n)^T\ ];\ PH_n$ - $(n\ x\ n)^{-мерна}$ операционна матрица на интегриране;

$Q=[\hat{q}_3\quad \hat{q}_1\quad \hat{q}_2]$;

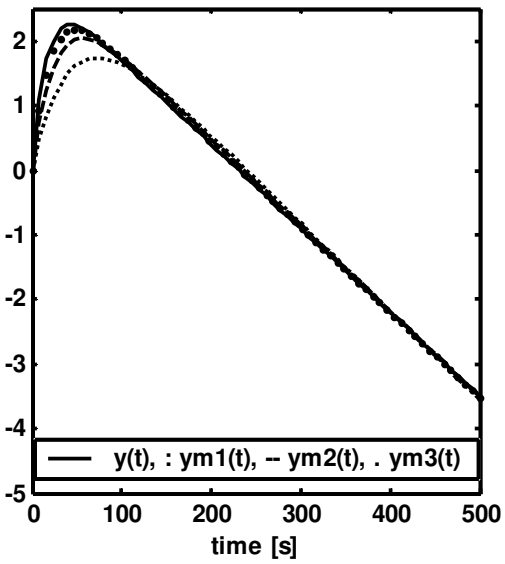
- Вектор Q, съдържащ оценките на параметрите, се получава след решаване на (4) по израз

$$Q=(A^T.A)^{-1}.A^T.H \qquad (5)$$

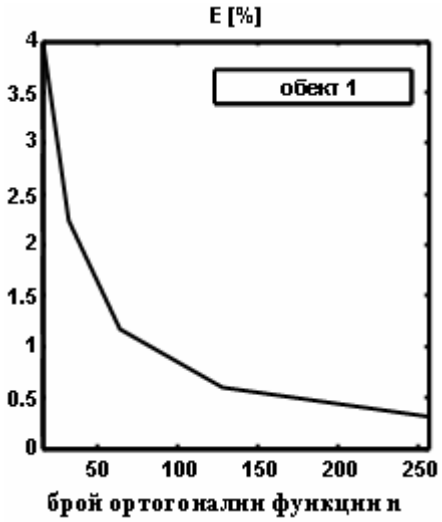
На фиг. 1 са показани експерименталната преходна функция *y(t)* и реакциите *ym1(t), ym2(t)* и *ym3(t)* на моделите, получени съответно при прилагане на 16, 32 и 64 ортогонални функции на Хаар.

Таблица 1. Влияние на нивото на шума γ върху точността на оценяване (при n = 256)

γ[%]	q_1=2.805 $\hat{q}_1$	q_2=0.013 $\hat{q}_2$	q_3=15 $\hat{q}_3$
0	2.8015	0.0130	16.7531
1	2.7634	0.0130	16.5275
5	2.6389	0.0129	8.4746
10	2.4732	0.0128	3.2220



Фиг. 1. Реакции на обекта и моделите



Фиг. 2. Зависимост на относителната грешка от апроксимация по изход E от броя на използваните ортогонални функции на Хаар

Ще бъде разгледан също обект за управление [4], чиято динамика може да се представи със следното диференциално уравнение

$$T_1.T_2.\frac{d^2y(t)}{dt^2}+(T_1+T_2).\frac{dy(t)}{dt}+y(t)= \\ =k.x(t)-k.T_1.\frac{dx(t)}{dt} \qquad (6)$$

Уравнение (6) се преобразува във вида

$$a_1.\frac{d^2y(t)}{dt^2}+a_2.\frac{dy(t)}{dt}+a_3\frac{dx(t)}{dt}-a_4.x(t)= \\ =-y(t)$$

където:

$a_1=T_1.T_2;\ a_2=T_1+T_2;\ a_3=k.T_1;\ a_4=k$,

след което се прилага описания по-горе алгоритъм за идентификация. В резултат уравнение (6) се преобразува във вида (4), където:

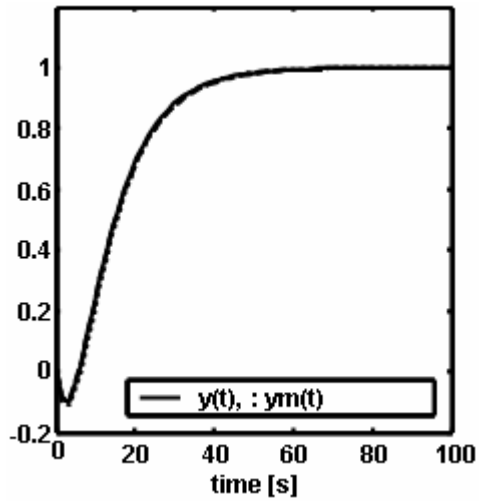
$$A=\begin{bmatrix}(HY0_n)^T\\(HY0_n.PH_n)^T\\(HX0_n.PH_n)^T\\(-HX.PH_n^2)^T\end{bmatrix}^T;$$

$$H=[\,(-HY_n.PH_n^2\,)^T];$$

$$Q=[\hat{a}_1\quad\hat{a}_2\quad\hat{a}_3\quad\hat{a}_4];$$

$HY0_n, HX0_n, HX_n, HY_n$ - вектори с коефициентите от разложенията на съответните функции;

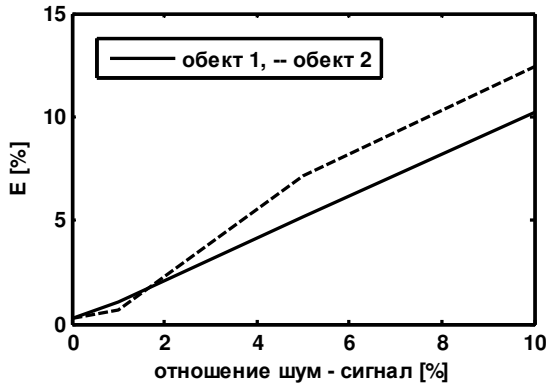
Оценките $\hat{k},\hat{T}_1$ и $\hat{T}_2$ се получават след решаване на уравнение (4) спрямо вектор Q и връщане на полаганията.



Фиг. 3. Реакции на обекта и на модела, получен при *n*=256

Табл. 2. Влияние на γ върху точността на оценяване (при n = 256)

γ [%]	$k=1$ $\hat{k}$	$T_1=4s$ $\hat{T}_1$	$T_2=10s$ $\hat{T}_2$
0	0.9999	4.0966	9.9099
1	0.9997	4.2170	9.3718
5	1.0013	5.0958	4.9837
10	1.0020	5.9477	2.1441



Фиг. 4. Зависимост на относителните грешки по изход E от нивото на шума γ

III. ПАРАМЕТРИЧНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОБЕКТИ, ЧИЯТО ДИНАМИКА СЕ ОПИСВА СЪС СИСТЕМИ ОБИКНОВЕНИ ДИФЕ-РЕНЦИАЛНИ УРАВНЕНИЯ

Ще бъде разгледана система диференциални уравнения (7), описваща колебанията на буксиран потопен тралов депресор във вертикалната равнина [5]. Формата на депресора е специфична и не могат да бъдат използвани добре известните методи за тела с ротационна форма, поради което се използват идентификационни методи.

$$\begin{vmatrix} (M+\lambda_{11}).\frac{d^2x(t)}{dt^2}+\lambda_{13}.\frac{d^2z(t)}{dt^2}+\lambda_{15}.\frac{d^2\psi(t)}{dt^2}= \\ =F_x(t).\cos\beta-r_0.k_x(t) \\ (M+\lambda_{33}).\frac{d^2z(t)}{dt^2}+\lambda_{31}.\frac{d^2x(t)}{dt^2}+\lambda_{35}.\frac{d^2\psi(t)}{dt^2}= \\ =F_z(t).\sin\beta-r_0.k_z \\ (I_y+\lambda_{55}).\frac{d^2\psi(t)}{dt^2}+\lambda_{51}.\frac{d^2x(t)}{dt^2}+\lambda_{53}.\frac{d^2z(t)}{dt^2}= \\ =M\psi(t)-\Delta.a.\psi(t)-F_x(t).\cos\beta.l- \\ -F_z(t).\sin\beta.n-r_1.k_\psi \end{vmatrix} \quad (7)$$

където:

x – движение на вълнение; z – движение на издигане; ψ - ъглово движение на надлъжно клатене; β - ъгъл на потапяне;

l, n – разстояние между центъра на гравитация и точката на потапяне; M – маса на потопения депресор; I_y – инерционен масов момент на потопения депресор по оста y; λ_{ij} - коефициенти на присъединената маса; $F_x(t), F_z(t), M_\psi(t)$ - периодични функции.

Система (7) може да се представи във вида

$$\begin{vmatrix} a_x.\frac{d^2x(t)}{dt^2}+\lambda_{13}.\frac{d^2z(t)}{dt^2}+\lambda_{15}.\frac{d^2\psi(t)}{dt^2}=y1(t) \\ a_z.\frac{d^2z(t)}{dt^2}+\lambda_{13}.\frac{d^2x(t)}{dt^2}+\lambda_{35}.\frac{d^2\psi(t)}{dt^2}=y2(t) \\ M_y.\frac{d^2\psi(t)}{dt^2}+\lambda_{15}.\frac{d^2x(t)}{dt^2}+\lambda_{35}.\frac{d^2z(t)}{dt^2}=y3(t) \end{vmatrix} \quad (8),$$

където са направени следните полагания:

$a_x = M+\lambda_{11}; a_z = M+\lambda_{33};$

$M_y = I_y+\lambda_{55}; \quad \lambda_{31}=\lambda_{13}; \lambda_{51}=\lambda_{15};$

$\lambda_{53}=\lambda_{35};$

$y1(t) = F_x(t).\cos\beta - r_0.k_x;$

$y2(t) = F_z(t).\sin\beta - r_0.k_z;$

$y3(t) = M_\psi(t) - \Delta.a.\psi(t) - F_x(t).\cos\beta.l. -$

$- F_z(t).\sin\beta.n - r_1.k_\psi$

По дадени записи на сигналите $x(t), z(t), \psi(t), F_x(t), F_z(t), M_\psi(t)$ трябва да се оценят параметрите $a_x, \lambda_{13}, \lambda_{15}, a_z,$ λ_{35} *и* M_y.

След двукратно интегриране на уравненията от система (8), разлагане на съответните функции и прилагане на свойствата на ортогоналните функции на Хаар, системата диференциални уравнения се преобразува в система алгебрични уравнения, която в матрична форма има вида (4), където:

$$A = \begin{bmatrix} X & Z & FI & O & O & O \\ O & X & O & FI & Z & O \\ O & O & X & Z & O & FI \end{bmatrix}_{(3.n_x 6)};$$

$$H = \begin{bmatrix} H1 \\ H2 \\ H3 \end{bmatrix}_{(3.n_x 1)};$$

$$Q = [\hat{a}_x \quad \hat{\lambda}_{13} \quad \hat{\lambda}_{15} \quad \hat{\lambda}_{35} \quad \hat{a}_z \quad \hat{M}_y]^T;$$

$$H1 = (Y1.(PH_n)^2)^T;$$

$$H2 = (Y2.(PH_n)^2)^T;$$

$$H3 = (Y3.(PH_n)^2)^T;$$

X, Z, FI - $(n_x 1)$ вектори, съдържащи коефициентите от разлагането по изместени функции на Хаар съответно на функциите:

$$f1(t) = x(t) - x(0) - t.\frac{dx(t)}{dt};$$

$$f2(t) = z(t) - z(0) - t.\frac{dz(t)}{dt};$$

$$f3(t) = fi(t) - fi(0) - t.\frac{dfi(t)}{dt};$$

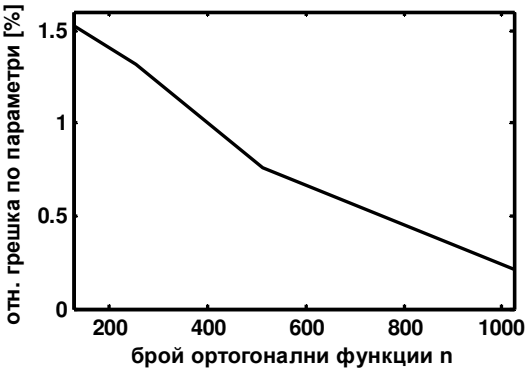
O – $(n_x 1)$ нулев вектор;

Y1, Y2, Y3 - $(1_x n)$ вектори, съдържащи коефициентите от разлагането по изместени функции на Хаар съответно на y1(t), y2(t) и y3(t).

Използвайки експериментални тестови резултати [2, 3], са получени оценените стойности на параметрите при прилагане на различен брой функции на Хаар. Влиянието на броя на използваните ортогонални функции на Хаар върху точността на оценяване на параметрите е показано в Табл. 3 и Фиг. 5, където ε - относителна грешка по параметри.

Табл. 3

N	128	256	512	1024
$\hat{a}_x$	0.2664	0.2511	0.2485	0.2482
$\hat{\lambda}_{13}$	0.2016	0.2098	0.2111	0.2108
$\hat{\lambda}_{15}$	0.3495	0.3503	0.3504	0.3503
$\hat{\lambda}_{35}$	0.5228	0.5246	0.5252	0.5252
$\hat{a}_z$	0.4742	0.4901	0.4953	0.4963
$\hat{M}_y$	1.7810	1.7708	1.7601	1.7569
$\hat{a}_x$	0.2664	0.2511	0.2485	0.2482



Фиг. 5. Зависимост на ε от броя на използваните ортогонални функции

IV. ПАРАМЕТРИЧНА ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОБЕКТИ, ЧИЯТО ДИНАМИКА СЕ ОПИСВА СЪС СИСТЕМИ ЧАСТНИ ДИФЕРЕНЦИАЛНИ УРАВНЕНИЯ

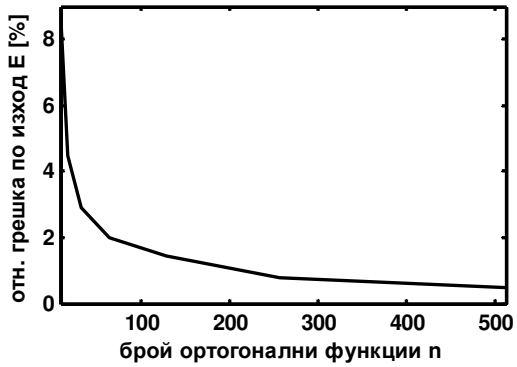
В повечето технически приложения същността на обектите е такава, че описанието им с неголям краен набор от съсредоточени променливи не е адекватно на процеса. Характерна особеност на тези обекти е, че те имат пространствена зависимост и тяхното състояние е невъзможно да се характеризира със задаване изменение на координатите на обекта само във времето. Състоянието им трябва да се задава и във всяка точка на геометричната област на физическото пространство, което заемат. Динамиката на обекта на управление в този случай се описва с диференциални уравнения с частни производни (ДУЧП) или системи частни диференциални уравнения, интегрални уравнения, интегро – диференциални уравнения или уравнения от по - общ функционален тип. Физическите обекти, които могат да бъдат моделирани с ДУЧП, са често срещани в инженерните приложения. Такива са повечето от индустриалните и технологични обекти (например в нефтопреработвателната, стъкларската, стоманодобивната, циментената и химическата индустрии; черната и цветната металургия и др.). Процесът на идентификация на ОРП включва определяне на структурата и параметрите на модела, началните и гранични условия. В много случаи основната форма на модела на обекта е известна, но моделът съдържа неизвестни параметри, които трябва да бъдат определени чрез приспособяване на характеристиката на модела към наблюдаваните данни. Поради това често задачата за идентификация се свежда до оценяване на параметри.

Ортогоналните функции на Хаар ще бъдат приложени при оценяване на параметрите R, L и C с права, обратна и нулева последователност на въздушен електропровод (ВЕП) под действие на

мълния. Процесите в линията могат да се представят със следната система ДУЧП

$$\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\partial U(x,t)}{\partial x} = R.I(x,t) + L.\dfrac{\partial I(x,t)}{\partial t} \\ -\dfrac{\partial I(x,t)}{\partial x} = C.\dfrac{\partial U(x,t)}{\partial t} \end{array}\right. \qquad (9)$$

Необходимите при идентификация на ВЕП ток *I(x, t)* и напрежение *U(x, t)* са измерени в десет точки, равномерно разположени по дължина на електропровода [8]. Процесът на идентификация включва следните основни стъпки: разлагане на функциите от система (9) по изместени двумерни ортогонални функции на Хаар; прилагане на свойствата на функциите на Хаар и представяне на системата в матрична форма от вида (4); определяне на стойностите на параметрите посредством израз (5).



Фиг. 6. Зависимост на относителната грешка по изход от броя на използваните ортогонални функции

V. ИЗВОДИ

Въз основа на резултатите, получени от проведените изследвания, могат да се направят следните по – важни изводи и препоръки. В сравнение с класическите методи, методът на ортогоналните функции на Хаар е сравнително по-бърз, има малки изисквания по отношение на паметта на компютъра и дава добри резултати при оценяване на параметрите на обекти със сравнително сложна зависимост между входната и изходната величина. При наличие на незашумени данни точността на идентификация е висока, дори и при използване на малък брой ортогонални функции. При n = 32 относителните грешки са под 5%. С оглед на подобряване точността на оценките при отношение шум/сигнал над 5% се препоръчва да се използва по-голям брой ортогонални функции (над 256).

ЛИТЕРАТУРА

[1] Chen C. F., C. H. Hsiao, (1997) Haar wavelet method for solving lumped and distributed parameter systems, IEEE Proceedings – Control Theory and Applications 144, 87 – 94. 1997.
[2] Ebata, K. and all. A Method for the Movement of Trolling Depressor Estimated by Data-Logger, Proceedings of the Fifth International Workshop on Methods for the Development and Evaluation of Maritime Technologies, Rostock, pp, 285 - 295, 2001.
[3] Ebata, K. and all. Theoretical and experimental studies on the dynamics of a trolling depressor, Proceedings of the Technical Investigations on Fishing Systems, DEMAT'03, Rostock (under published).
[4] Изерман Р., Цифровые системы управления, Мир, Москва, 1984.
[5] Kolarov T., M. Todorova, A mathematical model for the movement of towed depressor by elastic rope, Seventh international conference on marine science and technology Black Sea'2004, vol. 1, pp. 81 – 86, Varna, 2004.
[6] Стефани Е., М. Панько, Г. Пикина, Сборник задач по основами автоматического регулирования теплоэнергетических процессов, Энергия, Москва, 1973.
[7] Тодорова М., Изследване на възможностите и приложение на двумерни ортогонални функции при идентификация на динамични обекти с разпределени параметри, Дисертация, 2003.
[8] Todorova M., M. Vasileva, "Estimation of the air power line parameters under the influence of lightning overvoltages", ICEST, ISBN 9989-786-06-2, pp. 595-598, Macedonia, 2007.

За контакти

инж. Марияна Георгиева Тодорова, доцент д-р в Катедра „Автоматизация на производството" при ФИТА на ТУ-Варна, ул. Студентска №1, 826Е,
e-mail: mgtodorova@yahoo.com

Рецензент: доц. д-р инж. Наско Атанасов

СИНТЕЗ АНАЛИТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

SYNTHESIS OF ANALYTICAL CONTROLLER FOR DC MOTORS

Л. Краснодубец, В. Крамарь, А. Туманов

Резюме: Рассмотрены принципы построения аналитического регулятора. Представлен анализ результатов моделирования в среде MATLAB.
Ключевые слова: аналитический регулятор, двигатель постоянного тока

Abstract: The presented principles of analytical control. An analysis of the results of simulation in MATLAB.
Keywords: analytical controller, DC motor

I. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы интенсивно развиваются новые технологии аналитического проектирования систем автоматического управления [1], методическая основа которых базируется на концепции обратных задач динамики в сочетании с минимизацией функционалов, характеризующих энергию ускорения движения управляемых объектов в окрестности фазовых траекторий эталонных моделей, структура и параметры которых соответствуют требованиям к динамическим характеристикам проектируемых систем.

В настоящей работе исследуется применение «энергетического» подхода для построения аналитического регулятора, предназначенного для управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением [2].

II. АНАЛИТИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ

Модель двигателя можно представить в виде дифференциального уравнения второго порядка $\ddot{n} + a_1\dot{n} + a_0 n = b_0 u$, где:

параметры a_0, a_1 и b_0 получены по конструктивным и электрическим параметрам двигателя постоянного тока [2];

n - управляемая переменная, физический смысл которой - угловая скорость вала двигателя;

u - управляющая функция, которая проявляется в виде напряжения, подаваемого на вход якорной цепи.

Начальное состояние двигателя описывается значениями

$$t = 0: \quad n(0) = n_0, \quad \dot{n}(0) = \dot{n}_0. \qquad (1)$$

Необходимо найти управляющую функцию в форме обратных связей $u = u(n, \dot{n}, t)$, обеспечивающей перевод системы из начального состояния (1) в стационарное состояние равновесия $n = \bar{n} = const, \quad \dot{n} = 0$.

При этом требуется, чтобы управляемый процесс в замкнутой системе проходил в малой окрестности эталонного процесса

$$\ddot{n} + a_1\dot{n} + a_0 n = b_0 u(n, \dot{n}),$$
$$n(t) \to \bar{n}, \quad \dot{n}(t) \to 0,$$
$$n^*(t) \to \bar{n}, \quad \dot{n}^*(t) \to 0,$$

описываемого дифференциальным уравнением

$$\ddot{n}^* + \alpha_1\dot{n}^* + \alpha_0 n^* = \alpha_0\bar{n}, \qquad (2)$$
$$\alpha_0, \alpha_1 = const > 0.$$

Степень приближения регулируемой системы к эталонной модели будем определять в соответствии с [1] величиной квадратического функционала

$$G(u) = \frac{1}{2}[\ddot{n}^* - \ddot{n}(t,u)]^2. \qquad (3)$$

Поскольку выдвигаемым требованием является принадлежность функционала малой окрестности экстремума-минимума в процессе управления, то движение управляющей функции в эту окрестность организовано в соответствии с дифференциальным законом управления в виде

$$\frac{du}{dt} = -\lambda \frac{\partial G(u)}{\partial u}, \quad \lambda = const\ . \quad (4)$$

Вычисляя производную от выражения (3) по u и подставляя полученный результат в уравнение (4), преобразуем его к виду, определяющему дифференциальный закон управления $\frac{du}{dt} = \lambda b_0[\ddot{n}^* - \ddot{n}(u)]$.

Заменяя ускорение эталонной модели $\ddot{n}^*$ его выражением в соответствии с (2) получим дифференциальный закон управления в форме

$$\frac{du}{dt} = \lambda b_0[\alpha_0(\overline{n} - n^*) - \alpha_1 \dot{n}^*(u,\dot{u}) - \ddot{n}(u,t)].$$

Интегрируя обе части этого уравнения, при нулевых начальных условиях и подставляя для эталонной модели n^* и $\dot{n}^*$ соответствующие переменные объекта управления n и $\dot{n}$, получим искомый закон управления в замкнутой форме

$$u = \lambda_0 b[\alpha_0 \int_0^t (\overline{n} - n)dt - \alpha_1 n - \dot{n}].$$

Задача синтеза аналитического регулятора [3] состоит в выборе коэффициентов эталонной модели α_0, α_1 такими, которые будут обеспечивать желаемые динамические характеристики проектируемой системы, при этом не требуется знать параметры реальной системы.

Численные коэффициенты эталонной модели можно получить, рассмотрев каноническое уравнение колебательного звена $\ddot{n} + \frac{2\xi}{\tau}\dot{n} + \frac{1}{\tau^2}n = \frac{1}{\tau^2}u$, где τ_p - постоянная времени, характеризующую динамику системы управления, а ξ - декремент затухания.

При заданном времени регулирования, равном t=0.1 с. и перерегулировании не более 5%, искомые параметры рассчитываются по следующей формуле

$$\alpha_0 = \frac{1}{\tau_p^{\ 2}} \text{ и } \alpha_1 = 2\xi\frac{1}{\tau_p}.$$

При этом, рассчитанные с учетом вышеуказанных требований к динамике системы по быстродействию и характеру переходных процессов коэффициенты регулятора α_0, α_1 получили следующие значения: α_0 = 10000, α_1 =141,4.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Синтезированная система исследовалась при вариации параметров, как при настройке самого регулятора, так и при возмущениях, вызванных заменой объекта управления ДПТ П-11 на более мощный двигатель П-41.

Полученные результаты сравнивались с аналогичными результатами для системы, использующей ПИД - регулятор. Параметры ПИД - регулятора были получены для двигателя П-11, путем параметрической оптимизации в среде моделирования Simulink математического пакета MATLAB [4]. При этом значения коэффициентов ПИД - регулятора составили: K_d = 4.2288, K_i = 466.5024 и K_p = 328.5918.

На рис. 1 приведена структурная схема системы с аналитическим регулятором в среде моделирования Simulink математического пакета Matlab [4], а на рис. 2 – структурная схема САУ с ПИД – регулятором.

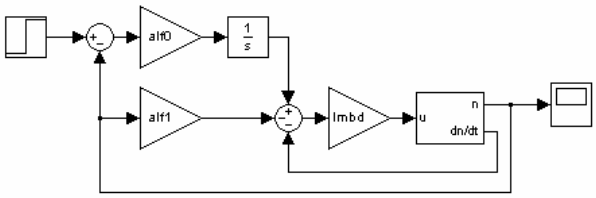


Рис. 1. Схема моделирования САУ с аналитическим регулятором в среде Simulink

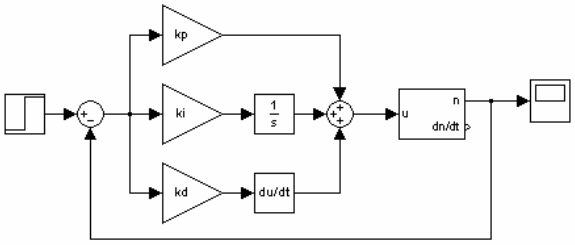


Рис. 2. Схема моделирования САУ с ПИД - регулятором в среде Simulink

Результаты моделирования представлены на рисунках 3, 4, 5 и 6. Графики, приведенные на рис. 3, отображают переходные процессы для управляемой переменной (выхода системы - угловой скорости) в системе без регулятора, с аналитическим регулятором и ПИД - регулято-

ром. На рис. 4 приведены соответствующие им графики управляющего сигнала, которые формируются регуляторами.

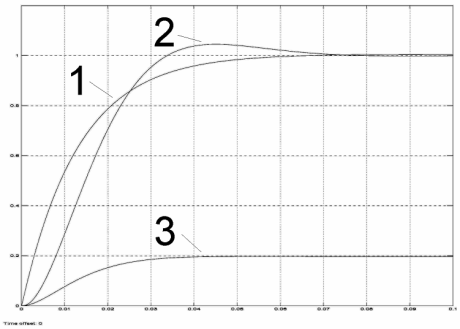


Рис. 3. Реакция исходной системы с двигателем П-11 на ступенчатое воздействие, где 1 – ПИД-регулятор; 2 – аналитический регулятор; 3 – собственное движение системы.

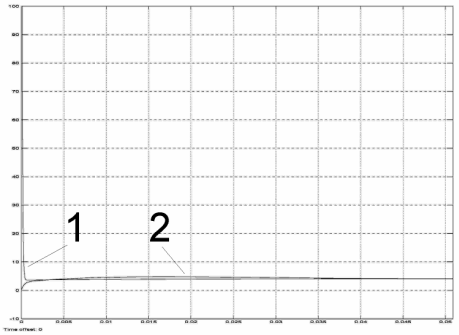


Рис. 4. Графики управляющего сигнала для двигателя П-11

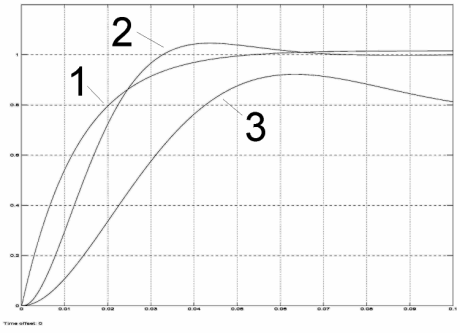


Рис. 5. Реакция системы с двигателем П-41 на ступенчатое воздействие

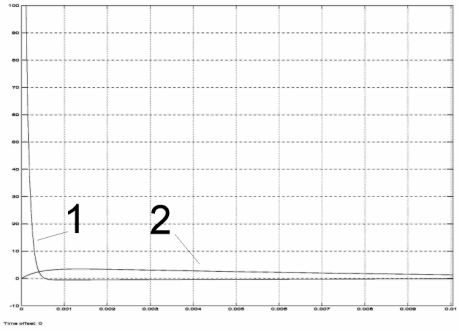


Рис. 6. Графики управляющего сигнала для двигателя П-41

На рисунках 5 и 6 изображены переходные процессы, протекающие в системе после замены двигателя. Из графиков видно, что и ПИД - регулятор и аналитический регулятор обеспечили соответствующие требования к динамике проектируемой системы - время регулирования менее 0.1с и перерегулировании менее 5%.

VI. ВЫВОДЫ

Результаты проведенных исследований показывают, что применение аналитического регулятора делает систему достаточно робастной относительно изменения параметров объекта управления. Так же аналитический регулятор позволяет уменьшить значения пиковых токов и напряжений при работе двигателя, за счет ограниченного по амплитуде управляющего сигнала. Следует отметить, что в системе с аналитическим регулятором возмущение не приводят к значительным изменениям переходного процесса не только для управляемой переменной, но и для остальных переменных системы. Дальнейшие исследования могут быть направлены на разработку программного обеспечения, предназначенного для автоматизации синтеза аналитического регулятора.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. П.Д. Крутько Новые технологии аналитического проектирования алгоритмического обеспечения систем управления движением // Управление, автоматизация и окружающая среда: Материалы международ. науч.-техн. конф., г. Севастополь, 8-13 сентября 2008 г. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2008. – С.4-10.

[2]. А.В. Фатеев. Расчет автоматических систем/ Под ред. А.В. Фатеева. Учебн. пособие для вузов.- М.: Высшая школа, 1973. – 336с.

[3]. Л.А.Краснодубец Терминальное управление в морских наблюдательных системах с подвижными платформами сбора данных // Изв.РАН.ТиСУ, 2008. – №2. – С.141-153.

[4]. И.В. Черных Моделирование электро-технических устройств в MATLAB, SimPowerSystem и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288с.

Контакты

Л.А. Краснодубец, д.т.н., профессор; В.А. Крамарь, к.т.н., доц.; А.А. Туманов, ст. преп. Севастопольский национальный технический университет, ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина e-mail: support@sevntu-tk.org.ua

Рецензент: доц. д-р инж. Емил Маринов

АНАЛИТИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИЙ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ И ЛОКАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

ANALYTICAL CONSTRUCTION OF ADAPTIVE CONTROLLERS BASED ON CONCEPTS OF INVERSE PROBLEM OF DYNAMICS AND LOCAL OPTIMIZATION

Л. Краснодубец, В. Крамарь

Резюме: Новые технологии аналитического проектирования алгоритмического обеспечения систем управления движением, основанные на концепциях обратных задач динамики и локальной оптимизации, окончательно сформулированы в [1]. Эти технологии позволяют успешно решать задачи синтеза адаптивных регуляторов, предназначенных для управления различными объектами, параметры которых неизвестны. При этом конструируется закон прямого адаптивного управления с неявной эталонной моделью и целевой функцией, которая одновременно играет роль критерия управления и целевого условия адаптации.
Ключови думи: Адаптивный регулятор, оптимизация, синтез.

Abstract: New technologies of analytical design algorithms for traffic control systems, based on the concepts of inverse problems of dynamics and local optimization, finally formulated in [1]. These technologies allow to successfully solve the problem of synthesis of adaptive controllers used to control various objects, whose parameters are unknown. This law is constructed direct adaptive control with implicit reference model and the target function, which simultaneously plays the role of test management and target conditions of adaptation.
Keywords: Adaptive control, optimization, synthesis.

I. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть объект управления описывается дифференциальным уравнением

$$\ddot{n} + a_1\dot{n} + a_0 n = b_0 u;$$
$$t = 0: \quad n(0) = n_0, \quad \dot{n}(0) = \dot{n}_0, \qquad (1)$$

где n - управляемая переменная; a_1, a_0 и b_0 параметры.

Ставится задача (об адаптивном управлении с эталонной моделью) - найти управление $u(n, \dot{n}, t)$ в форме обратной связи, которое обеспечит перевод объекта управления из начального состояния (1) в заданное стационарное состояние равновесия $n(t) = \bar{n}$; $\dot{n}(t) = 0$. При этом требуется, чтобы процессы $n(t) \to \bar{n}$; $\dot{n}(t) \to 0$ в замкнутой системе управления

$$\ddot{n}(t) + a_1\dot{n}(t) + a_0 n(t) = b_0 u(n, \dot{n}, t)$$

проходили в малой окрестности эталонных процессов $n^*(t) \to \bar{n}$; $\dot{n}^*(t) \to 0$, формируемых эталонной моделью

$$\ddot{n}^* + \alpha_1\dot{n}^* + \alpha_0 n^* = \alpha_0\bar{n}, \quad \alpha_0, \alpha_1 = \text{const} > 0, \qquad (2)$$

определяющей желаемые динамические и статические свойства проектируемой системы, а степень приближения этих процессов оценивалась в ходе функционирования системы автоматического управления значением целевой функции

$$G(u) = \frac{1}{2}[\ddot{n}^*(t) - \ddot{n}(t, u)]^2, \; t \geq 0, \qquad (3)$$

где $G(u)$ представляет собой нормированное по массе значение энергии ускорения [1], вычисляемой в окрестности траектории движения эталонной модели. Чем

меньше величина $G(u)$, тем в большей степени процессы в системе приближаются к процессам в эталонной модели. Целевая функция (3) при такой постановке служит одновременно и критерием управления и целевым условием адаптации. При этом в роли физически реализуемого аргумента целевой функции выступает текущее значение функции управления.

II. КОНСТРУИРОВАНИЕ ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ

Пусть начальное состояние модели (2) в точности соответствует начальному состоянию объекта (1), а степень приближения процессов в системе и в эталонной модели оценивается значением целевой функции (3).

В соответствии с градиентным методом отыскания $\min G(u)$ алгоритм вычисления оптимального управления примет вид

$$\frac{du}{dt} = -\lambda \frac{\partial G(u)}{\partial u}, \qquad (4)$$

где $\lambda = \text{const}$ - характеризует скорость, с которой управление $u(t)$ приближается к оптимальному значению u_{opt}. Соотношение (4) соответствует уравнению скоростного градиента [2], которое можно преобразовать к виду, определяющему закон управления

$$\frac{du}{dt} = \lambda b_0 [\ddot{n}^* - \ddot{n}(t,u)] \qquad (5)$$

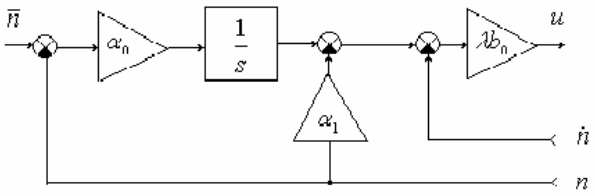
в дифференциальной форме. Анализ уравнения (1) показывает, что изменение какого-либо из параметров объекта a_0, a_1, b_0 (или всех вместе) приводит к изменению ускорения $\ddot{n}(t,u)$, что в соответствии с (5) обеспечит адаптацию управления для новых условий функционирования системы. По этой причине закон управления (5), можно назвать законом прямого адаптивного управления. Структура регулятора, реализующего такой закон, формируется в ходе преобразования уравнения (5) к виду, удобному для технической реализации. Сначала с учетом (1) и (2) выражение (5) принимает вид

$$\frac{du}{dt} = \lambda b_0 [\alpha_0(\bar{n} - n^*) - \alpha_1 \dot{n}^* - \ddot{n})], \qquad (6)$$

где n^* и $\dot{n}^*$ - переменные эталонной модели, которые принимают участие в формировании управления. Заменой в (6) этих переменных соответствующими переменными, поступающими от объекта управления $n^* = n$ и $\dot{n}^* = \dot{n}$, формируются цепи обратной связи. Далее путем интегрирования при нулевых начальных условиях обеих частей модифицированного уравнения (6) получается окончательная форма (аналитическая структура) закона управления адаптивного регулятора в виде

$$u = \lambda b_0 \left[\alpha_0 \int_0^t (\bar{n} - n)dt - \alpha_1 n - \dot{n}) \right]. \qquad (7)$$

По выражению (7) можно легко построить структурную схему адаптивного регулятора, которая изображена на фиг.1.



Фиг.1.

III. СИНТЕЗ ПАРАМЕТРОВ И НАСТРОЙКА АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА

Задача синтеза сводится к вычислению параметров α_0 и α_1 эталонной модели, которые одновременно являются параметрами регулятора и определяются требуемыми показателями качества переходной характеристики проектируемой систе-

мы управления. Они могут быть вычислены различными методами [3]. Для нахождения параметра λ построено однородное дифференциальное уравнение, определяющее динамику процесса адаптации

$$\frac{d\tilde{u}}{dt} + \lambda b_0{}^2 \tilde{u} = 0; \quad \tilde{u}(t_0) = \tilde{u}_0; \quad t > 0,$$

где $\tilde{u}(t) = u(t) - u_{opt}$ - отклонение текущего значения управляющей функции от ее оптимального значения. Показано, что при неограниченном росте значения параметра $k = \lambda b_0$ (коэффициента усиления адаптивного регулятора) уравнение динамики проектируемой системы управления вырождается в уравнение эталонной модели (2) и этот процесс развивается по гиперболе. По этой причине замкнутая система с адаптивным регулятором при $k \to \infty$ остается устойчивой. Последнее обстоятельство позволяет проводить окончательную настройку (при необходимости) регулятора, соединенного с объектом управления, путем вариации в сторону увеличения расчетного значения лишь одного параметра k - коэффициента усиления.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитый подход к решению задачи аналитического конструирования адаптивных регуляторов имеет строгое обоснование только для одного (но достаточно многочисленного) класса объектов управления, модели которых имеют второй порядок. При этом кроме размерности никакой другой информации о модели объекта управления не требуется. Моделирование проектируемых систем при наличии существенных параметрических и координатных возмущений показало, что они обладают выраженными робастными свойствами.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Крутько П.Д. Новые технологии аналитического проектирования алгоритмического обеспечения систем управления движением / П.Д. Крутько // Управление, автоматизация и окружающая среда: Материалы международ. науч.-техн. конф., г. Севастополь, 8–13 сентября 2008. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2008.

[2]. Антонов В.Н. Адаптивное управление в технических системах / В.Н. Антонов, В.А. Терехов, И.Ю. Тюкин. – СПб.: Изд-во С.-Петербургского университета, 2001. – 244с.

[3]. Краснодубец Л.А. Терминальное управление в морских наблюдательных системах с подвижными платформами сбора данных / Л.А.Краснодубец // Изв.РАН.ТиСУ,2008. – №2. – С.141–153.

Контакти

Краснодубец Леонид, профессор д-р. техн. наук кафедры технической кибернетики Севастопольского национального технического университета, Украина, Севастополь, ул. Университетская 33 e-mail: lakrasno@gmail.com

Крамарь Вадим, доцент д-р. философии кафедры технической кибернетики, проректор Севастопольского национального технического университета, Украина, Севастополь, ул. Университетская 33
e-mail: kramarv@mail.ru

Рецензент: доц. д-р инж. Наско Атанасов

КОНСТРУИРОВАНИЕ ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ КОЛЕСНОЙ ПЛАТФОРМЫ СИСТЕМЫ ROBOTINO НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИЙ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ И ЛОКАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

LAW'S DESIGNING OF TRACKING CONTROL OF THE SYSTEM ROBOTINO'S WHEELED PLATFORM ON THE BASIS OF DYNAMICS'S REVERSE TASKS'S CONCEPTS AND LOCAL OPTIMIZATION

Л. Краснодубец, Е. Морозова

Резюме: Ставится и решается задача аналитического конструирования закона адаптивного управления движением колесной платформы мобильного робота вдоль заданной траектории. Приводятся результаты моделирования системы автоматического управления. Предложена методика расчета параметров регулятора, реализующего сконструированный закон управления.

Abstract: The problem of analytical designing the adaptive control law of the mobile robot wheeled platform along the given trajectory is put and solved. The results of the modeling of the automatic control system are included. The design procedure of regulator parametres realising the designed law of management is offered.

I. ВВЕДЕНИЕ

За последние 30 лет проблеме автоматизации управления движением технических объектов по заданной траектории посвящено множество публикаций. Анализ относительно недавних публикаций [1], [2] в этой области свидетельствует, что интерес исследователей к данной проблеме не ослабевает, и задачи траекторного управления по-прежнему остаются актуальными. В настоящей работе рассматривается новый подход, который дает аналитическое решение этой задачи, основанное на использование концепций обратных задач динамики и локальной оптимизации [3]. Целью работы является аналитическое конструирование адаптивного закона управления движением мобильного робота "Robotino" вдоль заданной траектории, синтез параметров регулятора и исследование методом моделирования замкнутой системы автоматического управления.

II. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

Объектом исследования является робототехническая система Robotino, которая предназначена для использования в учебном процессе при изучении инженерных дисциплин в области автоматизации и управления. В состав этой системы входят: мобильный робот, состоящий из приборной части с устройством беспроводной связи; платформа с роликонесущими колесами (колесная платформа - КП); специальное программное обеспечение Robotino View.

III. ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Математическая модель колесной платформы как объекта управления описывает движение центра масс мобильного робота, которое осуществляют три электропривода, обеспечивая всей механической системе три степени свободы (Рис. 1).

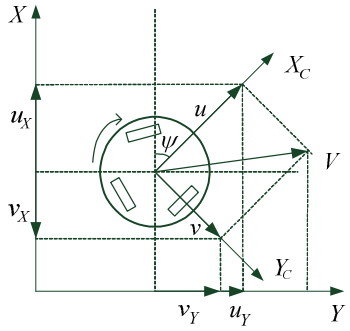


Рис. 1

На вход объекта поступают два управляющих сигнала в виде скоростей

v_x, v_y движения платформы вдоль координатных осей *OX* и *OУ* в горизонтальной плоскости и сигнал в виде угловой скорости ω вращательного движения КП вокруг вертикальной оси, проходящей через центр масс. На рисунке 1 изображена схема, поясняющая вывод кинематических уравнений движения КП.

Модель состоит из двух систем дифференциальных уравнений, характеризующих кинематику и динамику движения центра масс по траектории. Запись этих уравнений в векторно-матричной форме имеет вид

$$A\ddot{q} + DR(w)\dot{q} = F, \quad (1)$$

$$A = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix}; \; D = \begin{bmatrix} \mu & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \eta \end{bmatrix}; \; F = \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ M \end{bmatrix};$$

$$q = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \psi \end{bmatrix}; \; R(\psi) = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где *m* – масса КП; μ - коэффициент трения при продольном движении; η - коэффициент сухого трения при вращательном движении; f_x и f_y - проекции силы, приложенной к центру масс КП; *M(t)* - вращательный момент, действующий на КП; J – момент инерции; *x* и *y* – координаты местоположения платформы; ψ - угол, характеризующий угловое положение КП на плоскости. При $\psi \approx 0$ матрица $R(\psi)$ вырождается в единичную и модель (1) становится линейной.

IV. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ

Задача управления движением КП ставится следующим образом. Пусть начальное состояние объекта (1) характеризуется значениями

$$t = 0: q(0) = q_0, \dot{q}(0) = \dot{q}_0. \quad (2)$$

Требуется найти управляющие функции в форме обратных связей $V = V(q, \dot{q})$, которые обеспечат перевод управляемого объекта из произвольного начального состояния (2) в стационарное состояние равновесия

$$q = \bar{q} = const, \dot{q} = 0. \quad (3)$$

При этом требуется, чтобы переходные процессы $q(t) \to \bar{q}, \; \dot{q}(t) \to 0$ проходили в малой окрестности эталонных процессов $q^*(t) \to \bar{q}, \quad \dot{q}^*(t) \to 0$, движение которых описывается дифференциальными уравнениями эталонных моделей, представление которых в векторно-матричной форме имеет вид

$$\ddot{q}^* + A^*\dot{q}^* + B^*q^* = B^*\bar{q}, \quad (4)$$

$$A^* = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_1 \end{bmatrix}; \; B^* = \begin{bmatrix} \alpha_0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_0 \end{bmatrix};$$

$$q^* = \begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ \psi^* \end{bmatrix}; \; \bar{q} = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{y} \\ \bar{\psi} \end{bmatrix}.$$

Коэффициенты α_0, α_1, β_0, β_1 назначаются такими, чтобы динамика эталонной модели соответствовала требованиям к динамике проектируемой системы – по быстродействию, характеру переходных процессов и другим показателям.

Степень приближения процессов в системе и в эталонной модели характеризуется значением векторной целевой функции

$$\begin{cases} G(F) = \frac{1}{2}[\ddot{q}^* - \ddot{q}]^2, \\ G(F) = [G(f_x) \quad G(f_y) \quad G(M)]^T. \end{cases} \quad (5)$$

Решение поставленной задачи методом [3] сводится к нахождению $G_{\min}(F)$ и на основе использования уравнения скоростного градиента

$$\frac{dF}{dt} = -\lambda \frac{\partial G(F)}{\partial F}$$

строятся уравнения закона управления движением КП

$$V = \lambda \frac{1}{m}[B^* \int_0^t (\bar{q} - q) - A^*\dot{q} - \ddot{q}]. \quad (6)$$

В уравнении (6) приняты следующие обозначения:

$$\frac{dF}{dt} = V = \begin{bmatrix} v_x & v_y & \omega \end{bmatrix}^T;$$

$$\lambda = [\lambda_x \quad \lambda_y \quad \lambda_\psi]^T.$$

Параметры $\lambda_x, \lambda_y, \lambda_\psi$ характеризуют скорость движения к $G_{\min}(F)$.

V. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА

Задача синтеза сводится к вычислению параметров эталонной модели, которые одновременно являются параметрами регулятора и определяются требуемыми показателями качества переходной характеристики проектируемой системы управления. Они могут быть вычислены различными методами [4]. Еще один параметр, подлежащий выбору – это усилительный элемент *k*. Его выбор предлагается делать в ходе настройки системы, принимая вначале *k=10*.

VI. МОДЕЛИРОВАНИЕ СПРОЕКТИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ

Моделированием спроектированной системы в среде Simulink было показано, что синтезированный регулятор может обеспечить движение КП по различным траекториям, например, прямой или окружности. В этом случае на вход системы подается некоторая функция, зависящая от времени, которая описывает траекторию желаемого движения.

Было исследовано влияние коэффициента усиления *k* на степень приближения динамики проектируемой системы к динамике эталонной модели. Путем моделирования было показано, что чем *k* выше, тем быстрее и точнее переходная характеристика замкнутой системы приближается к переходной характеристике эталонной модели.

Также моделировалось управляемое движение КП при действии постоянных параметрических возмущений в виде десятикратного увеличения массы и момента инерции. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что существенное изменение параметров объекта управления мало влияет на динамические свойства синтезированной системы управления движением КП.

VII. ВЫВОДЫ

Рассмотренный подход к решению задачи аналитического конструирования адаптивных регуляторов позволяет решать широкий круг задач значительно проще в процедурном отношении по сравнению с традиционными методами. При этом не требуется знание параметров модели объекта управления, а достаточно лишь информации о её порядке. Моделирование проектируемых систем при наличии параметрических и координатных возмущений показало, что они обладают выраженными робастными свойствами.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. A. P. Aguiar and J. P. Hespanha. Position tracking of underactuated vehicles. In Proc. of the 2003 Amer. Contr. Conf., Denver, CO, USA, June 2003.

[2]. F. Alonge, F. D'Ippolito, and F.M. Raimondi. Trajectory tracking of underactuated underwater vehicles. In Proc. 40th IEEE Conf. on Decision and Contr., Orlando, Florida, USA, December 2001.

[3]. Крутько П.Д. Новые технологии аналитического проектирования алгоритмического обеспечения систем управления движением // Управление, автоматизация и окружающая среда: Материалы международ. науч.-техн. конф., г. Севастополь, 8-13 сентября 2008 г. Севастополь: Изд. СевНТУ, 2008.

[4]. Краснодубец Л.А. Терминальное управление в морских наблюдательных системах с подвижными платформами сбора данных /Л.А.Краснодубец// Изв.РАН.ТиСУ,2008.-№2.-С.141-153.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Краснодубец Леонид Андреевич - д.т.н., профессор, заведующий кафедрой технической кибернетики, Севастопольский национальный технический университет, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 99033, тел.(067)600-22-67, lakrasno@gmail.com.

Морозова Екатерина Федоровна – магистрант кафедры технической кибернетики Севастопольского национального технического университета, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 99033, тел.(050)924-39-25, kat_uk1@inbox.ru.

Рецензент: доц. д-р инж. Емил Маринов

ОБОБЩЕНИЕ ЛИНЕАРИЗАЦИОННОГО МЕТОДА НА ГИБРИДНЫЕ СИСТЕМЫ

SYNTHESIS LINEARIZATION METHOD FOR HYBRID SYSTEM

Д. Токарев

Резюме: В данной статье рассмотрено обобщение линеаризационного метода на гибридные системы. В основу разработки положены результаты предварительных исследований, включающие разработку дискретный вариант метода. Также продемонстрирован способ модификации гибридной модели объекта управления для использования с разработанной методикой.
Ключови думи: Гибридный, линеаризационный, метод.

Abstract: In this article the synthesis linearizatsionnogo method for hybrid systems. The formulation on the results of preliminary studies, including the development of a discrete version of the method.Also demonstrated a way to modify the hybrid model of object management for use with the developed technique
Keywords: Hybrid, linearizatsionny, the method.

I. ВВЕДЕНИЕ

Ранее мы рассмотрели расширение базового варианта линеаризационнго метода (ЛМ) на дискретные во времени системы[1]. Область применения ЛМ метода ограничивается непрерывными по времени системами с единичным входом и одним выходом. Примером такой системы является управляемый разгон электрического двигателя до определенной частоты вращения. В зависимости от конкретной постановки задачи разгон можно осуществлять за наименьшее время (задача стабилизации), за строго определенное время (терминальная задача), а также привести график разгона к некоторому желаемому виду (задача слежения). Вышеперечисленные задачи применительно к непрерывным во времени системам были успешно решены базовой версией ЛМ метода. Подробное описание и сравнение базовой версии ЛМ метода с методом конечного состояния приведено в [2].

Базовый вариант ЛМ метода обладает рядом недостатков. Область применения ограничивается системами с единичным входом-выходом. Желаемая траектория имеет только одну форму без возможности изменения. Требуются значительные «ручные» предварительные расчеты перед применением метода. При расширении ЛМ метода на область дискретных во времени систем были разрешены трудности с единственной формой желаемой траектории, а также предложен вариант автоматического построения управляющих алгоритмов. Задача управления системой с несколькими входами-выходами решена на примере дискретной модели движения колесной платформы Robotino [3].

Проведенные ранее исследования являются основой для разработки метода управления гибридными системами. В основу новой методики положены результаты расширения ЛМ метода на дискретные системы. Целью данной статьи является обобщение линеаризационного метода на гибридные системы.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Большинство объектов управления в современном мире описываются при помощи дифференциальных уравнений. Этим объясняется широкое распространение методов управления построенных на основе решения систем дифференциальных уравнений различной формы. Не все объекты поддаются описанию при помощи непрерывных во времени уравнений, некоторые объекты описываются при помощи дискретных уравнений. Совершенно отдельно от дискретных и непрерывных во времени систем стоят системы

объединяющие качества обоих видов систем, как дискретных, так и непрерывных. В современной литературе подобные системы принято называть гибридными. Предполагается некоторое разнообразие возможных вариантов объединения систем двух типов.

Например, в системе контроля уровня жидкости в двух баках с перекидным клапаном насос, трубопровод и уровень жидкости описываются при помощи непрерывных во времени уравнений, а вот перекидной клапан является чисто дискретным элементом с двумя возможными состояниями (бак номер один и бак номер два). С математической точки зрения такая система описывается системой дифференциальных уравнений для насоса, трубопровода, уровня жидкости и дополнительного дискретного уравнения для перекидного клапана.

Еще одним достаточно распространенным примером гибридной системы является дифференцируемая во времени система в управлении которой применяется цифровой регулятор. Допускается и применение аналогового регулятора к цифровой системе, такая система также будет дискретно-непрерывной. Случаев решения задачи управления для гибридной системы в вышеприведенной постановке в современной литературе не отмечено. Чаще всего прибегают к дискретизации непрерывной части и решению задачи управления для полностью дискретной системы. Данный подход очень популярен, поскольку дискретных методов управления разработано несчетное множество для различного типа задач и объектов управления. Переход от гибридной системы к непрерывной системе теоретически возможен, но мало популярен в виду того, что не каждая дискретная система может иметь описание в виде дифференцируемых во времени уравнений. Следует также учесть, что для решения будут использованы численные методы, которые предполагают дискретизацию системы пусть и завуалированной форме.

Описанные выше способы решения задачи поиска управления фактически сводятся от поиска управления на оригинальной системе к поиску управления на аналогичной системе, но с более «удобным» описанием. Это приводит к дополнительным затратам на подготовку системы к вычислениям. В ряде случаев преобразовать систему из гибридной к полностью дискретной или полностью непрерывной невозможно осуществить ввиду особенностей оригинальной системы. Отсутствие специальных методов управления гибридной системы в чистом виде без изменения описания математической модели объекта управления вынуждает исследователей производить лишние действия при составлении алгоритмов управления, а также учитывать разного рода алгоритмические погрешности, возникающие при дискретизации модели объекта управления.

Необходимо определится с формой описания гибридной системы, для которой мы разрабатываем метод управления. Важное требование к форме описания – это возможность обобщения как можно большего количества форм описания гибридных систем в одной. Нам требуется универсальный способ описания системы с дискретной и непрерывной составляющими, позволяющий путем изменения некоторых параметров «переключатся» между различными формами гибридной системы.

Одним из наиболее удачных способов описания гибридной системы мы считаем систему со «скачками» [4].

$$\begin{aligned} &\frac{dx}{dt} = A_1(t)x(t) + B_1(t)\cdot f_1(t),\ t \notin \Theta, \\ &x(t_k) = A_2(t_k)x(t_k - 0) + B_2(t_k)\, t_k \in \Theta, \end{aligned} \qquad (1)$$

где Θ – точки скачков, A_1 –матрица непрерывной части системы, B_1 –матрица управления непрерывной части системы, f_1 – вектор управления, A_2 – матрица дискретной части системы, B_2 – матрица управления дискретной части системы, x – вектор состояния.

Решением системы (1) является кусочно-непрерывная функция, претерпевающая разрывы в моменты времени t_k. Общий вид (1) применяется для линейных систем с аддитивным управлением.

В первом уравнении системы (1) «скачки» не учитываются в явном виде, что несколько усложняет использование подобной модели на практике, а также при различных преобразованиях системы. Предлагается изменить запись гибридной системы следующим образом.

$$\frac{dx}{dt} = A_1(t)(x(t) + \Delta x(t_k)) + B_1(t) \cdot f_1(t),$$
$$\Delta x(t_k) = x(t_k - 0) - \qquad (2)$$
$$-(A_2(t_k)x(t_k - 0) + B_2(t_k)),$$

где $\Delta x(t_k)$ - определено только в моменты времени $t_k \in \Theta$.

Модели (1) и (2) отличаются тем, что в (2) разрывы первого рода учитываются в виде приращения $\Delta x(t)$ к вектору состояния и в явном виде присутствуют в непрерывной части гибридной системы. Предполагается, что $\Delta x(t_k) = 0$ при $t \neq t_k$ и $\Delta x(t_k) \neq 0$ при $t = t_k$.

При стабилизации выхода системы мы сравниваем текущий выход системы с некоторой эталонной системой. Постановка задачи имеет вид критерия стабилизации:

$$J_k = J(x_k) \to J^* \qquad (3)$$

с дифференциальными ограничениями (2).

Наиболее распространенной формой желаемой траектории является экспоненциальная функция как наиболее подходящая по форме практически к любому типу решаемых задач. В классической теории автоматического управления выход системы оценивается по трем основным параметрам: перерегулирование, время регулирования, колебательность. Экспоненциальная форма желаемой траектории обладает нулевыми перерегулированием и колебательностью. Время регулирования определяется исходя из конкретной постановки задачи. На рисунке 1 изображено экспоненциальное поведение критериальной функции некоторой системы.

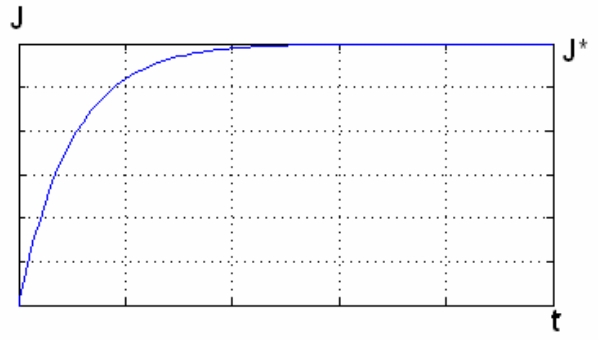


Рис. 1. Общий вид экспоненциальной эталонной функции

Дискретная модель эталонной системы с одним выходом имеет следующий вид:

$$J_k = J_{k-1} + E \cdot (J^* - J_{k-1})$$
$$E \in (0..1),\ k = 1,2,... \qquad (4)$$

$$E = \frac{t_d}{T},$$

где: t_d – шаг дискретизации по времени; T – параметр, определяющий время переходного процесса критериальной функции. Эталонную систему на несколько экспоненциальных выходов можно записать в виде модели пространства состояния. Преобразуем (4) в следующий вид:

$$J_k = J_{k-1} - EJ_{k-1} + EJ^*,$$
$$J_k = (1 - E)J_{k-1} + EJ^*. \qquad (5)$$

По аналогии с (5) запишем эталонную модель:

$$J_k = A^э J_{(k-1)} + B^э u^э, \qquad (6)$$

где $A^э$ - диагональная матрица размерности $(n \times n)$, на главной диагонали которой расположены элементы $1 - E_i$; $B^э$ - вектор столбец размерности $(1 \times n)$, состоящий из элементов E_i; u - вектор строка значений к которым стремятся выходы эталонной системы (J_i^*).

$$A^э = \begin{pmatrix} 1-E_1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ 0 & & 1-E_i & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1-E_n \end{pmatrix},$$

$$B^э = \begin{pmatrix} E_1 \\ \vdots \\ E_i \\ \vdots \\ E_n \end{pmatrix},$$

$$E_i = \frac{h}{T_i},$$

где n – порядок системы, i – порядковый номер уравнения в системе, T_i – параметр, отвечающий за скорость переходного процесса i-го выхода эталонной системы, h – шаг дискретизации эталонной системы.

III. РАЗРАБОТКА МЕТОДА УПРАВЛЕНИЯ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМОЙ

При разработке методов поиска управления дискретно-непрерывными системами необходимо учитывать тот факт, что наиболее популярным способом решения дифференциальных уравнений на сегодняшний день являются численные методы. Данные алгоритмы выдают дискретное по времени решение системы с постоянным либо переменным шагом во времени. Таким образом, любые непрерывные системы дифференциальных уравнений при решении сводятся к дискретизированным (явным способом либо завуалировано с применением дискретных численных алгоритмов решения систем дифференциальных уравнений). Учет неизбежной дискретизации позволяет создавать новые методики управления в системах описываемых дифференциальными уравнениями. Для поиска решения системы (2) мы предлагаем дискретизацию первого уравнения системы (2) при этом шаг выбирается по возможности минимальным (наилучшие решения будут получены при подстановке $h \to 0$ вместо dt). Переход к дискретной форме описания непрерывной части системы (2) осуществляется с некоторым переменным шагом дискретизации h. Изменения шага дискретизации h происходят только если на данном временном интервале осуществляется разрыв вектора состояния ($\Delta x(t_k) \neq 0$). Разобьем шаг интегрирования системы на два меньших интервала:

$$h_{t1} = t_i - td,$$
$$h_{t2} = td + h - t_i,$$

где h – шаг интегрирования системы; t_i – момент «скачка»; td - время начала текущего шага интегрирования; h_{t1} - время от начала текущего шага интегрирования до момента разрыва; h_{t2} - время от разрыва до начала следующего шага интегрирования. На рисунке 2 изображена временная ось с обозначенными моментами времени дискретизации и одним моментом времени разрыва вектора $x(t_i)$.

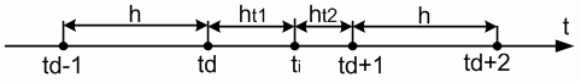


Рис. 2. Временная ось с обозначенными моментами дискретизации

Дискретная версия ЛМ метода [1] более простая в плане подготовительной части по сравнению с оригинальной непрерывной версией метода [2], но имеет существенный недостаток в виде запаздывания во времени между применением управления и реакцией объекта на это управление. Время запаздывания кратно шагу дискретизации и увеличивается с каждым последующим поисковым преобразованием. Для системы третьего порядка с шагом дискретизации 0.5 секунды и двумя поисковыми преобразованиями алгоритмическое запаздывание составит 1.5 секунды. Данное запаздывание для систем большого порядка оказывает существенное влияние на процесс управления. В отдельных случаях наблюдается потеря

управления, особенно это актуально для объектов с неустойчивой структурой.

Для решения данной проблемы мы обратились к физической сути процесса дискретизации объектов управления. Приведем пример управления двигателем постоянного тока. Математическая модель имеет второй порядок, и по предложенной нами методике запаздывание составляет два шага дискретизации. Мы управляем напряжением на входной обмотке двигателя, то в свою очередь изменяет потокосцепление, которое оказывает влияние на выход (вращение вала двигателя). Таким образом, если мы в текущий момент времени подадим некоторое управление на вход системы, то через момент времени равный шагу дискретизации изменится потокосцепление и только через еще один промежуток времени изменится частота вращения вала двигателя. В реальном же объекте данная связь (напряжение – потокосцепление – угловая скорость) осуществляется без запаздывания во времени. Поэтому мы предлагаем изменить расчетное выражение для управления устремив шаг дискретизации к нулю. Таким образом, мы получаем близкий по сути к непрерывной версии метода вариант, но при этом с более простой системой предварительных подготовительных операций. Эталонная модель остается дискретной (или дискретизированной) и, благодаря наличию полной математической модели, нечувствительной к алгоритмическому запаздыванию, а поисковые преобразования выполняются с шагом дискретизации близким к нулю.

Описанная выше усовершенствованная гибридная модель со «скачками» используется в дискретной версии метода [1] с разделением шагов дискретизации и носит название гибридная версия линеаризационного метода.

Особенностью применения модели со «скачками» является учет нескольких различных типов шагов дискретизации.

Первый тип шага исходит из вынужденной дискретизации непрерывной модели объекта управления (2) и зависит от выбранного численного алгоритма решения системы дифференциальных уравнений. Для эталонной системы, определяющей форму выхода управляемой системы, шаг дискретизации целесообразно выбрать аналогично с основной системой. В данном случае эталонная система (6) имеет аналогичный (2) шаг дискретизации h. Эталонная модель выбирается дискретной, данный выбор обоснован тем, что дискретная модель проще в плане описания, а также учитывает дискретизацию в явном виде.

Вторая разновидность шага дискретизации применяется при расчете управления в поисковых преобразованиях. Данный шаг дискретизации h_A следует выбрать максимально приближенным к нулю. Запаздывание, зависящее от числа преобразований в поисковых преобразованиях ЛМ метода не должно превышать шага дискретизации первого типа h.

$$h_A \cdot (k+1) < h$$
$$h_A < \frac{h}{(k+1)}, \qquad (7)$$

где k – количество поисковых преобразований, h – шаг алгоритмической дискретизации, h_A – шаг дискретизации поискового преобразования.

Выполнение неравенства (7) необходимо для работы метода.

В используемом нами описании гибридной системы, скачки являются с одной стороны возмущающим фактором, изменяющим вектор состояния в определенные моменты времени, а с другой стороны постановка задачи с определенными моментами времени переключений обеспечивает достаточно очевидный способ предварительного расчета и моделирования всей системы в целом.

IV. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА И ПЕРСПЕКТИВЫ ДАЛЬНЕЙШИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Разработанная методика нашла применение и была опробована на примере управляемого движения по заданной тра-

ектории колесной мобильной платформы Robotino [3]. Выходы и входы объекта управления в данном случае являются непрерывными во времени. Вектор состояния робота также определен в любой момент времени. Управление строится с использованием дискретной модели объекта. В данном случае удалось объединить дискретную модель объекта управления с физически непрерывным во времени роботом.

Проведены исследования управляемого разгона двигателя постоянного тока. Использование широтно-импульсной модуляции позволяет получить из обычного двигателя постоянного тока объект управления с непрерывным во времени выходом и дискретным во времени входом. Скачкообразное изменение нагрузки предусмотрено разработанной методикой управления гибридными системами. Изменение нагрузки происходить запланировано с заранее определенными точками разрывов первого рода.

Важной особенностью и преимуществом нового метода перед его предшественником является возможность расчета полного вектора управления. В случае вырожденности основного выражения по управлению необходимо производить поисковые преобразования до получения первого невырожденного элемента вектора управления. В нашей версии метода количество поисковых преобразований не должно превышать порядка системы, но не может быть меньше размерности вектора управления (для систем с размерностью вектора управления не превышающего порядок управляемой системы).

Актуальной задачей дальнейших исследований является разработка метода с заранее неопределенными точками разрыва вектора состояния.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Шушляпин Е.А. Управляемый разгон двигателя постоянного тока дискретным линеаризационным методом /Е.А. Шушляпин, Д.А. Токарев //Автоматика–2008: Докл. XV междунар. конф. по автомат. управлению 23 – 26 сентября 2008 г. – Одесса: изд-во ОНМА. –С. 671–674.

[2]. Шушляпин Е.А. Сравнительная характеристика двух методов управления нелинейными системами / Е.А.Шушляпин // Вестник СевГТУ: сб. науч. тр. – Севастополь, 2007.–№83.–С.27–33.

[3]. Бегун А.С. Проектирование системы управления движением робота по заданной траектории/ А.С. Бегун, И.А. Фесенко, Д.А. Токарев // Материалы международной научно-технической конференции – Севастополь, 6 мая 2009 С. 73-76.

[4]. Барабанов А.Т. Линейные моедли и оптимизация непрерывно-дискретных динамических систем / А.Т. Барабанов, Г.А. Агранович // Динамические системы. -1983.-№2-С.17-24.

За контакти

Токарев Денис Александрович, аспирант кафедры «Технической кибернетики» севастопольского национального технического университета, Севастополь, ул. Университетская, 33. e-mail: tdanis@yandex.ru

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

ОСОБЕННОСТИ РАБОЧЕГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА СОВРЕМЕННОМ ЭТАПЕ РАЗВИТИЯ

FEATURES OF ON-LINE TESTING OF THE COMPUTING DEVICES ON A MODERN STAGE OF DEVELOPMENT

А. Дрозд, М. Саид, М. Дрозд, Г. Дмитриев

Резюме: Рассмотрены особенности современного этапа развития рабочего диагностирования вычислительных устройств, который характеризуется повышением значимости приближенных вычислений. Традиционные методы рабочего диагностирования сформировались в рамках теории самопроверяемых схем для обработки точных данных и показывают низкую достоверность в контроле приближенных результатов. Для повышения достоверности предложен метод контроля, который проверяет результат по упрощенной операции на ограниченном множестве входных слов.
Ключевые слова: Рабочее диагностирование, вычислительные устройства, приближенные вычисления, достоверность контроля результатов, контроль по упрощенной операции

Abstract: Features of modern development stage in on-line testing of computing devices, which is determined by growth in the importance of the approximated calculations are considered. Traditional on-line testing methods have been formed in framework of self-checking theory for exact data processing and show a low reliability in check of the approximated results. In order to increase reliability the checking method, which checks the result by the simplified operation at a limited set of the input words is offered.
Keywords: On-line testing, computing devices, approximated calculations, reliability in check of the results, checking method by the simplified operation

I. ВВЕДЕНИЕ

Основное развитие рабочего диагностирования (РД), контролирующего в цифровых схемах результаты вычислений по достоверности, пришлось на предыдущий этап, который характеризуется созданием и широким распространением теории и практики построения полностью самопроверяемых схем в заданном классе неисправностей [1]. Однако по данным анализа этого этапа, практически все, начиная с определений самопроверяемой схемы [2] и до реализаций таких схем, охвативших практически все разновидности цифровых узлов [3], разработано в пределах обработки точных данных, т.е. целых по своей природе. К ним принадлежат нумерованные данные, т.е. номера элементов множеств.

На этом этапе вычислительные устройства (ВУ) отделились от управляющих схем, различаясь в методах разработки и элементной базе, и прошли путь распараллеливания вычислений до разработки однотактных узлов с матричным параллелизмом. А ныне получают в качестве доминирующего направления обработку приближенных данных, которые являются результатами измерений и их обработки. Это обьясняется возрастанием роли приближенных вычислений в компьютерной обработке данных, что характеризует современный этап развития РД [4]. В таких условиях традиционные методы и средства РД, сложившиеся в рамках выполнения точных вычислений на основах теории и практики самопроверяемых схем, демонстрируют низкую достоверность в контроле приближенных данных.

Поэтому на современном этапе становится актуальным развитие методов РД, направленных на повышение их достоверности в условиях выполнения приближенных вычислений.

II. ОСОБЕННОСТИ СОВРЕМЕННЫХ ВУ

Анализ современных ВУ как объектов РД показал, что их основной характеристикой является вероятность существенной ошибки P_C (вероятность того, что появившаяся ошибка является существенной), которая может быть оценена, как $P_C = n_B / n_P$, где n_B и n_P – количество верных и вычисленных разрядов результата. В случае точных данных все ошибки существенны для достоверности результата, т.е. $P_C = 1$. Младшие разряды приближенных результатов являются неверными, а ошибки в них – несущественными. Приближенные вычисления, как правило, выполняются в форматах с плавающей точкой, в части обработки мантисс [5]. Число с плавающей точкой представляется в виде произведения $m \cdot q^B$, где m – мантисса, q – основание системы счисления, B – экспонента. Присутствие умножения в самой записи числа наследует ее во все операции над мантиссами. Для полных двуместных операций произведение имеет удвоенную длину по сравнению с операндом. Причем, согласно теории ошибок, результат имеет верных разрядов не больше, чем операнд. Поэтому для полных операций над мантиссами вероятность существенной ошибки $P_C \le 0,5$. Сокращенные арифметические операции вычисляют усеченный результат при сохранении одинарной точности. Длина усеченного результата почти вдвое короче результата полной операции. В однотактных матричных ВУ это позволяет соответственно снизить затраты оборудования и время вычислений, а также получить близкую к единице вероятность P_C [6]. Однако, вероятность P_C дополнительно снижается для результатов всех операций, предшествующих денормализации операндов и следующих за нормализацией результата [7]. Таким образом, вероятность P_C, как правило, является низкой, и $P_C > 0,5$ может быть только для сокращенных операций.

III. ДОСТОВЕРНОСТЬ МЕТОДОВ РД

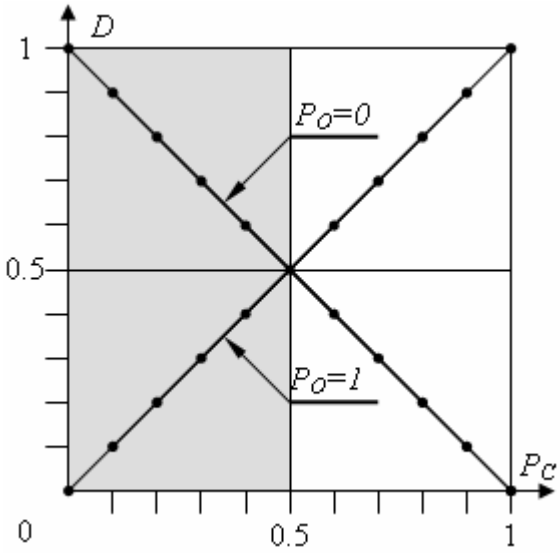
Достоверность методов РД состоит в контроле результатов на их достоверность и оценивается по формуле [8]

$$D = P_C P_O + (1 - P_C)(1 - P_O), \qquad (1)$$

где P_O – вероятность обнаружения ошибки.

Достоверность контроля результатов может быть представлена функцией от вероятности существенной ошибки в единичном квадрате Декартовой системы координат, как это показано на фиг. 1.

Диагоналями этого квадрата служат отрезки прямых, задаваемых линейными функциями $D = P_C$ и $D = 1 - P_C$, которые соответствуют частным случаям $P_O = 1$ и $P_O = 0$ формулы (1). Линии $D = 0,5$ и $P_C = 0,5$ делят квадрат на четыре области: нижние для $D < 0,5$ и верхние для $D > 0,5$.



Фиг. 1. Представление достоверности контроля приближенных результатов

Традиционные методы РД имеют высокую вероятность $P_O \to 1$ и для $P_C < 0,5$ занимают левую нижнюю область низких значений достоверности $D < 0,5$. Высокая вероятность используется в основном для обнаружения наиболее вероятных несущественных ошибок, отбраковывая достоверные результаты. Интерес представляют верхние области высоких значений достоверности.

Правая верхняя область сочетает высокую вероятность P_O с высокой вероятностью P_C, возможной только при выполнении сокращенных операций. Эта область обеспечивается методами контроля сокращенных операций по модулю, разработанными для однотактных умножите-

лей, делителей и сумматоров мантисс[9-11].

Левая верхняя область устанавливает высокую достоверность для наиболее вероятного случая $P_C < 0,5$ при $P_O \to 0$.

Нижняя граница вероятности определяется величиной T естественной временной избыточности в форме пассивного запаса времени контроля [12], в течение которого результат остается при неисправности достоверным, как [13]

$$P_O = ln\ 2 / T. \qquad (2)$$

Предлагается метод контроля по упрощенной операции, повышающий достоверность контроля приближенных результатов, работая в левой верхней области.

IV. КОНТРОЛЬ ПО УПРОЩЕННОЙ ОПЕРАЦИИ

Суть метода состоит в ограничении множества входных слов до подмножества контрольных слов, на которых результат проверяется как вычисленный по упрощенной операции. Множество контрольных слов (КС) определяется наложением ограничивающих условий (ОУ) на операнды, составляющие входные слова. Контрольные вычисления выполняются в кодах остатков мантисс по модулю три. Из ОУ для операндов следует ОУ для результата, используемое для его проверки. ОУ для операндов являются зависимыми, если определяют одно и то же ОУ для результата, и независимыми в противном случае. Например, для мантисс сомножителей A и B каждое зависимое ОУ $A\ mod\ m = 0$ или $B\ mod\ m = 0$ определяет ОУ $R\ mod\ m = 0$ для произведения $R = A \cdot B$.

Независимое ОУ может быть составным и состоять из зависимых ОУ, обьединенных логическими операциями.

Логические операции являются допустимыми, если их искажения при неисправностях обеспечивают обнаружение ошибки, расширяя множество контрольных слов. Для зависимых ОУ допустимыми являются двуместные операции OR и XOR.

Для независимых ОУ допустимой является только операция AND. Результат оценивается как недостоверный при обнаружении ошибки на контрольных словах. Коды остатков по модулю три принимают разрешенные значения 01_2 или 10_2 и запрещенные значения 00_2 или 11_2.

Известные схемы сжатия (СС) [14], умножающие коды остатков по модулю три, выполняют операции OR и AND соответственно над разрешенными и запрещенными значениями. Инверсия одного из разрядов кода остатка переводит разрешенные значения в запрещенные или наоборот. Эту операцию NOT выполняет схема инверсии СИ. Операции OR (AND) и NOT составляют универсальный базис для реализации любой другой логической операции над ОУ, используя для обработки их кодов схемы сжатия и инверсии.

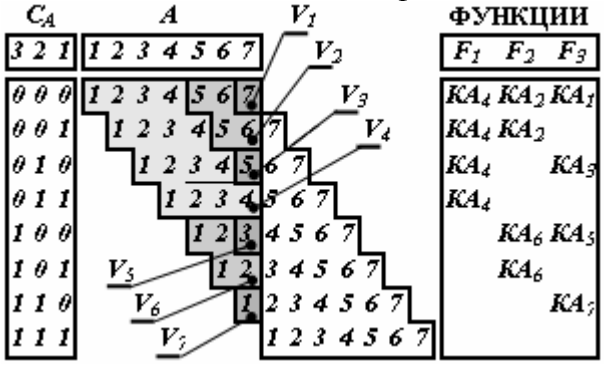
Схема контроля содержит блоки БН и БР, формирующие независимые ОУ для операндов и ОУ для результата, а также блок БЛ выполнения логических операций.

Контроль по упрощенной операции может быть показан на примере РД однотактного сумматора мантисс, который выполняет денормализацию операндов, непосредственно сложение мантисс и нормализацию результата. Исходными данными, являются n-разрядные коды мантисс операндов $A = A\{1 \div n\}$ и $B = B\{1 \div n\}$, величины их сдвига C_A и C_B, а также величина сдвига C_S для нормализации суммы. Вычисляются коды сдвинутых мантисс $A_C = A_C\{0 \div n\}$ и $B_C = B_C\{0 \div n\}$, их суммы $S = A_C + B_C$, $S = S\{0 \div n\}$, а также нормализованного результата $S_C = S_C\{1 \div n\}$. Пусть имеется естественная временная избыточность в $T = 9$ тактов пассивного запаса времени контроля. Такая избыточность позволяет, согласно формуле (2), снизить вероятность обнаружения ошибки до значения $P_O = 0,08$.

Денормализация операнда выполняется сдвигом его мантиссы вправо с потерей младших разрядов. Сдвинутая мантисса $A_C = A_O \cdot 2^{-C_A} + A_3$, где A_O – сохраняемая часть разрядов, A_3 – высвобождаемая часть мантиссы A_C заполняемая разрядом знака.

Вводится ОУ $KA_O = 0$, которое обеспечивает для результата ОУ $KA_C = KA_3$, где $KA_C = A_C \bmod 3$, $KA_O = A_O \bmod 3$, $KA_3 = A_3 \bmod 3$.

Код KA_O вычисляется, используя разбиение матрицы сдвига на фрагменты [15], как это показано для $n = 7$ на фиг. 2.



Фиг. 2. Матрица сдвига

По фрагментам $V_1 \div V_7$ определяются контрольные коды по модулю три:

$KA_1 = -A\{7\}$, $KA_2 = A\{5, 6\}$,

$KA_3 = -A\{5\}$, $KA_4 = A\{1 \div 4\} \bmod 3$,

$KA_5 = -A\{3\}$, $KA_6 = A\{1, 2\}$,

$KA_7 = -A\{1\}$,

а также функции F_1, F_2 и F_3 их выбора, реализуемые с сохранением весов разрядов мантиссы A до сдвига.

Функция F_1 выбирает KA_4 при $C_A\{3\} = 0$. Функция F_2 при $C_A\{2\} = 0$ выбирает KA_2 или KA_6 соответственно для значений 0 или 1 разряда $C_A\{3\}$. Функция F_3 при $C_A\{1\} = 0$ выбирает KA_1, KA_3, KA_5 или KA_7 соответственно для значений 00_2, 01_2, 10_2, или 11_2 кода $C_A\{2, 3\}$.

Свертка по модулю три кодов KX_1, KX_2 и KX_3, вычисляемых по функциям MX_1, MX_2 и MX_3, определяет код KA_O.

Второе и третье независимые ограничивающие условия могут быть заданы как $A\{1\} = A\{2\}$ и $A\{5\} = A\{6\}$, т.е. $KA_6 = 0$ и $KA_2 = 0$. Тогда вычисляемый контрольный код преобразуется в составляемый $KA_4 = A\{3, 4\}$ и устраняется функция MX_2, упрощая свертку по модулю три на код $KX_2 = 0$.

Аналогично выполняется контроль по упрощенной операции вычисления сдвинутой мантиссы B_C.

Контроль сдвинутых мантисс AC и BC при их сложении выполняется путем наложения на них ОУ KC = 0, где KC = KAC + KBC, KAC = AC mod 3 и KBC = BC mod 3, что определяет ОУ KS = 0, KS = S mod 3 для результата.

Дополнительно вводятся независимые ОУ $A_C\{n-1\} = A_C\{n\}$ и $B_C\{n-1\} = B_C\{n\}$, упрощающие вычисление кодов KA_C и KB_C на обработку используемых в ОУ разрядов.

Нормализация результата выполняется циклическим сдвигом его мантиссы S влево на величину C_A. Результат сдвига $S_C\{1 \div n\}$ определяется как $S\{0 \div n-1\}$, $S\{1 \div n\}$ или $S\{C_A + 1 \div n, 1 \div C_A\}$ для $C_A = 0$, $C_A = 1$ или $C_A > 1$, соответственно.

При $C_A \geq 1$ выполняется равенство $KA_C = (-1)^{C_A+1} KA$, где $KA_C = A_C \bmod 3$ и $KA = A\{0 \div n-1\} \bmod 3$. При $C_A = 0$ на месте знака $A\{0\}$ вычисляется разряд переполнения $A\{0\}^*$. При отбрасывании младшего разряда $A\{n\}$ равенство может нарушаться, что устраняется в случае $KA\{0\}^* = A\{n\}$, где $KA\{0\}^*$ – инверсия разряда переполнения. Для обратного или дополнительного кода мантиссы A $KA\{0\}^* = \neg A\{0\}^* \oplus A\{0\}$.

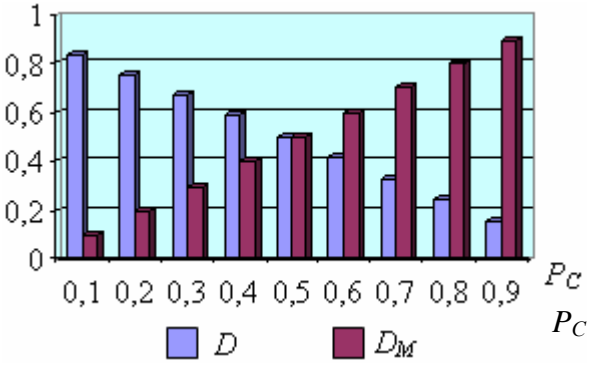
Наложение на операнд независимых ОУ $KA = 0$ и $KA\{0\}^* = A\{n\}$ определяет ОУ $KA_C = 0$ для результата.

Дополнительно может быть введено независимое ОУ $A\{n-1\} = A\{n\}$, упрощающее вычисление кода KA.

В разработанном контроле денормализации операндов, сложения сдвинутых мантисс и нормализации результата независимые ограничивающие условия (в порядке их введения) снижают мощность множества контрольных слов соответственно в 3, 2 и 2 раза, а выполнение над ними логической операции И – до величины $0{,}08\,G$, где G – мощность множества входных слов. Это определяет требуемую вероятность обнаружения ошибки $P_O = 0{,}08$.

Разработанный контроль при $P_O = 0{,}08$ обеспечивает, согласно (1), достоверность контроля приближенных результатов $D = 0{,}92 - 0{,}84\,P_C$. Для сравнения, контроль по модулю три имеет $P_O = 1$ и достоверность, согласно (1), $D_M = P_C$.

На фиг. 3 показаны диаграммы зависимости достоверности контроля по упрощенной операции и контроля по модулю три приближенных результатов в однотактном сумматоре мантисс от вероятности P_C.



Фиг. 3. Оценка достоверности контроля

Диаграммы показывают, что предложенный метод контроля однотактного арифметического сумматора мантисс дает многократный выигрыш в достоверности контроля приближенных результатов для вероятности $P_C < 0,5$ и также многократно уступает при $P_C > 0,5$.

Затраты контрольного оборудования не превышают затрат оборудования в контроле по модулю три. Предложенный контроль, как и контроль по модулю, является целочисленным, т.е. должен строиться по самопроверяемой схеме, обнаруживающей ошибки, вызываемые собственными неисправностями. В противном случае накопление неисправностей приводит к утрате функциональности контроля.

Выполнение контроля с использованием схем свертки по модулю три для формирования кодов ОУ, а также схем сжатия и инверсии для выполнения логических операций обеспечивают самопроверяемость схемы контроля в множестве одиночных константных неисправностей [16].

Предлагается расширить множество обнаруживаемых неисправностей, включая в него «закоротки» [17], возникающие между соседними разрядами кодов ОУ и результатами обработки этих кодов.

Анализ контрольных вычислений показал, что «закоротка» обнаруживается при кодировании выполнения ОУ для операндов и результата запрещенными и разрешенными значениями, соответственно. Тогда при ошибке, вызванной «закоротокой», множество контрольных слов несанкционированно расширяется, а ОУ для результата нарушается, что приводит к обнаружению ошибки.

При выполнении логических операций над кодами ОУ ошибка, вызванная «закороткой» не выявляется на выходах схем инверсий при переводе запрещенных значений в разрешенные.

Пусть u_1, u_2 и z_1, z_2 – разряды кода ОУ соответственно на входах и выходах схемы инверсии, которая вычисляет $z_1 = u_1$ и $z_2 = \neg u_2$. При «закоротке» разрядов z_1 и z_2 в зависимости от исходного кода возможны четыре случая выполнения контрольных вычислений.

В первом случае $u_1 = 0$ и $u_2 = 0$. Неисправность «закоротка» определяет $z_1 = 0$ и $z_2 = 0$ вместо $z_2 = 1$. Второй случай: $u_1 = 1$ и $u_2 = 1$. Тогда $z_1 = 0$ и $z_2 = 0$ вместо $z_1 = 1$. Третий случай: $u_1 = 0$ и $u_2 = 1$. Тогда $z_1 = 0$ и $z_2 = 0$ и это правильно. Четвертый случай: $u_1 = 1$ и $u_2 = 0$. Тогда $z_1 = 1$ и $z_2 = 1$ и это правильно. Следовательно, «закоротка» проявляется только в двух первых случаях.

В первом случае характерным признаком ошибки является пара значений $u_2 = 0$ и $z_2 = 0$. Никакой другой случай не содержит такого признака, а также инверсной комбинации $u_2 = 1$ и $z_2 = 1$.

Во втором случае характерным признаком ошибки является пара значений $u_1 = 1$ и $z_1 = 0$. Никакой другой случай не содержит такого признака, а также инверсной комбинации $u_1 = 0$ и $z_1 = 1$.

Для обнаружения «закоротки» в первом случае достаточно найти на схемах сжатия произведение по модулю три всех используемых в контроле пар u_2, z_2. Если хотя бы один из сомножителей принимает нулевое значение, то обнаруживается ошибка, вызванная «закороткой».

Обнаружение «закоротки» во втором случае выполняется по аналогии с первым случаем, если вместо разряда u_1 использовать полученную по нему инверсию $u_3 = \neg u_1$. Тогда, на схемах сжатия вычисляется произведение по модулю три всех

используемых в контроле пар u_3, z_1. При нулевом значении сомножителя произведение принимает значение обнаружения ошибки, вызванной в контроле «закороткой».

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Повышение значимости приближенных вычислений изменяет условия РД ВУ, сложившегося в рамках обработки точных данных. Анализ достоверности контроля приближенных результатов выявил области для повышения достоверности методов РД.

Наибольший практический интерес представляет область наиболее вероятных низких значений вероятности существенной ошибки, где традиционные методы РД демонстрируют низкую достоверность.

Предложенный метод контроля по упрощенной операции, работающий в этой области, повышает достоверность контроля приближенных результатов, выполняя их проверку на множестве контрольных слов. Это множество определяется наложением ОУ на операнды, что устанавливает ОУ для результата. Анализ зависимых и независимых ОУ выявил допустимые логические операции, которые могут над ними выполняться с обнаружением ошибок, вызываемых одиночными константными неисправностями схем РД. Это множество расширено также включением в него наиболее вероятных «закороток» соседних разрядов кодов контроля.

Пример контроля однотактного сумматора мантисс показал многократное увеличение достоверности предложенного метода для низких значений вероятности существенной ошибки.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. А. В. Дрозд Рабочее диагностирование в обработке приближенных даннях. Радіоелектронні і комп'ютерні системи. № 6, 2007г.

[2]. D. A. Anderson, G. Metze. Design of totally self-checking check circuits for m-out-of-n codes. IEEE Trans. Comput. Vol. C – 22, N 3, 1977г.

[3]. Е. С. Согомонян, Е. В. Слабаков. Самопроверяемые вычислительные устройства и системы (обзор). Автоматика и телемеханика. № 11, 1981г.

[4]. А. В. Дрозд Нетрадиционный взгляд на рабочее диагностирование вычислительных устройств. Проблемы управления. № 2, 2008г.

[5]. ANSI/IEEE Std 754-1985. IEEE Standard for Binary Floating-Point Arithmetic. – IEEE, New York, USA, 1985г.

[6]. А. Я. Савельев. Прикладная теория цифровых автоматов. Москва Высшая школа, 1987г.

[7]. І. Г. Мілейко, М. Б. Копитчук, О. В. Дрозд. Зниження вимог до інформаційної надійності у інформаційно-вимірювальних системах. Електромашинобудування та електрообладнання. № 72, 2009г.

[8]. A. Drozd, M. Lobachev, J. Drozd. The problem of on-line testing methods in approximate data processing. 12th IEEE International On-Line Testing Symposium. Como, Italy, 2006г.

[9]. А. В. Дрозд. Контроль по модулю однотактного умножителя с сокращенным выполнением операции. Электронное моделирование. Том 20. № 3, 1998г.

[10]. A. V. Drozd, M. V. Lobachev. Efficient On-line Testing Method for Floating-Point Adder. Design, Automation and Test in Europe. Conference. Munich, Germany, 2001г.

[11]. A. V. Drozd, M. V. Lobachev, J. V. Drozd. Efficient On-line Testing Method for a Floating-Point Iterative Array Divider. Design, Automation and Test in Europe. Conference. Paris, France, 2002г.

[12]. А. М. Романкевич, В. Н. Валуйский, В. А. Остафин. Структурно-временная избыточность в управляющих схемах. Киев «Вища школа» 1979г.

[13]. А. В. Дрозд Базовые концепции функционального диагностирования вычислительных устройств для приближенной обработки даннях. Электронное моделирование. Том 25. № 1, 2003г.

[14]. Е. С. Согомонян, Е. В. Слабаков. Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы. Москва Радио и связь, 1989г.

[15]. О. В. Дрозд. Контроль за модулем обчислювальних пристроїв. Одеса АО Бахва, 2002г.

[16]. Е. В. Слабаков Построение полностью самопроверяемых комбинационных схем с использованием остаточных кодов. Автоматика и телемеханика. № 10, 1979г.

[17]. M. Blyzniuk, I. Kazymyra, W. Kuzmicz a.o. Probabilistic analysis of CMOS physical defects in VLSI circuits for test coverage improvement. Microelectronics Reliability. Vol. 41/12, 2001г.

За контакти

проф. Александр Дрозд, д-р техн. наук, проф. кафедры компьютерных интеллектуальных систем и сетей Одесского национального политехнического университета, Одесса, пр. Шевченко, 1. e-mail: drozd@ukr.net

Рецензент: доц. д-р инж. Овид Фархи

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ГЕТЕРОГЕННОГО ТИРАЖИРОВАНИЯ ДАННЫХ

FORMALIZATION OF HETEROGENEOUS DATA REPLICATION PROCESS

А. Блажко, Дж. Альсафади

Аннотация: Во многих системах управления распределенными базами данных есть программный инструментарий по управлению гетерогенным тиражированием данных. Высокая трудоемкость процесса настройки этого инструментария требует его автоматизации через решение оптимизационных задач по критериям минимизации загрузки серверов баз данных при ограничениях по конфиденциальности данных и сетевой маршрутизации. В работе представлена формализация процессов и структур данных гетерогенного тиражирования и выполнена постановка задачи оптимального размещения процессов тиражирования на множестве серверов.
Ключевые слова: распределенные базы данных, тиражирование данных, гетерогенные структуры.

Abstract: Many distributed database management systems use the software tool for managing heterogeneous data replication. The high complexity of the setup process that tools requires to automate a solution by optimization problems on the criteria of minimizing the load database servers with the constraints on data privacy and network routing. The paper presents the formalization of processes and data structures of heterogeneous replication and implemented formulation of the problem of optimal placement of replication processes on multiple servers.
Keywords: distributed databases, data replication, heterogeneous structures

I. ВВЕДЕНИЕ

В корпоративных информационных системах (КИС) со множеством автономных и территориально-удаленных подразделений используют системы управления базами данных (СУБД) с физически распределенным способом хранения (РБД). Для обеспечения прозрачности работы пользователей КИС при наличии РБД выполняется согласование ее автономных (локальных) баз данных (ЛБД) через тиражирование (репликацию) операций их модификации. Согласование всех ЛБД может быть выполнено одновременно (синхронное тиражирование) или с задержкой по времени (асинхронное) [1].

Особенности работы КИС заставляют разработчиков использовать асинхронное тиражирование из-за: существования низкой пропускной способности каналов связи между ЛБД или периодичности процесса установления соединения, ограничений на прямой доступ к данным и необходимости разгрузки СУБД ЛБД от операций согласования.

В КИС с десятилетним жизненным циклом и объединенными автономными системами распределенность данных сопровождается их гетерогенностью, когда ЛБД управляются СУБД от разных производителей, а в разных ЛБД существует множество семантически эквивалентных данных, хранение которых организовано в таблицах с неэквивалент-ными структурами [2].

Во многих СУБД есть программный инструментарий по управлению гетерогенным тиражированием [3,4,5]. В тоже время, трудоемкость процесса настройки РБД не меняется, т.к. администратору необходимо учитывать особенности работы механизмов тиражирования каждой СУБД, структур данных ЛБД и ограничений по доступу к их данным. Такой учет превращается в решение оптимизационных задач по критериям минимизации загрузки серверов ЛБД и вероятности перехода РБД в рассогласованное состояние

при ограничениях на допустимое распределение копий данных по узлам РБД.

Целью данной работы является формализация процессов гетерогенного тиражирования в современных СУБД, которая будет основой для решения указанных оптимизационных задач.

II. ФОРМАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ГЕТЕРОГЕННОГО ТИРАЖИРОВАНИЯ

На основе анализа процессов тиражирования промышленных СУБД [4,5] нами предложена формализация структур данных гетерогенного тиражирования в виде пятерки

$< DS, RS, SM, AQ, NT >$,

где *DS* – граф описания структур РБД;

SM – множество элементов-описаний соответствия между логическими структурами ЛБД;

RS – множество элементов-описаний схемы тиражирования операций согласования;

AQ – упорядоченное множество элементов-описаний операций асинхронного согласования РБД;

NT – множество пар сетевой маршрутизации серверов в КИС организации.

Элемент *DS*-множества представлен в виде шестерки

$< dn, da, dt, rn, an, al >$,

где *db, da* – физическое имя БД и сетевой адрес СУБД, соответственно; $dt \in$ {*Oracle, DB2, Sybase, PostgreSQL*, …} – тип СУБД; *rn*, *an* – название таблицы, атрибутов ЛБД, соответственно; $al \in$ {*public*, *private*} – метка конфиденциальности в полномочной политики управления доступом, *public* – общий доступ на чтение к данным атрибута, *private* – закрытый доступ.

Элемент *RS*-множества предложен как

$<pubdb, subdb, ra, trtype, PS >$,

где *pubdb* – ЛБД-издатель: *subdb* – ЛБД-подписчик; *ra* – область тиражирования таблиц ЛБД, представленная *SQL*-запросом описания горизонтально-вертикального ограничения области данных таблицы из ЛБД-издателя;

trtype ∈ {*sync, pull, push*} – способ передачи операций согласования ЛБД (тип тиражирования), *sync* – синхронное тиражирование, *pull* – асинхронное тиражирование с инициатором процесса согласования в роли ЛБД-подписчика, *push* – асинхронное тиражирование с инициатором процесса согласования в роли ЛБД-издателя;

PS – упорядоченное множество операций/процессов согласования РБД.

Элемент *SM*-множества представлен пятеркой

$< pr, pa, sr, sa, F >$,

где *pr* и *pa*, *sr* и *sa* – таблицы и атрибуты, ЛБД-издателя и ЛБД-подписчика, соответственно;

F – упорядоченное множество функций преобразования *pa* в *sa*.

Элемент *NT*-множества представлен двойкой

$< srv1, srv2 >$,

где *srv1, srv2* – пара серверов с разрешенной маршрутизацией от сервера *srv1* к серверу *srv2*.

Элемент $ps_i \in PS$ может принимать следующие значения: *O, TT, TR, TL, Gate, Net*. Ниже представлены их описания подробнее.

Тип *O* определяет операцию модификации (*insert, update, delete*).

Тип *TT* определяет операции из трансформирующего триггера, который изменяет форму операции *O* с учетом различий в структурах таблиц ЛБД.

Тип *TR* определяет операции из алгоритма тиражируемого триггера, который передает операцию согласования в удаленную ЛБД.

Тип *TL* определяет операции из алгоритма журналирующего триггера, сохраняющего все данные по операции *O* в очереди со структурой из *AQ*-множества.

Тип *Gate* определяет операции из алгоритма программного шлюза между СУБД разных типов.

Тип *Net* определяет операции по передаче данных по сети каналов связи между серверами РБД.

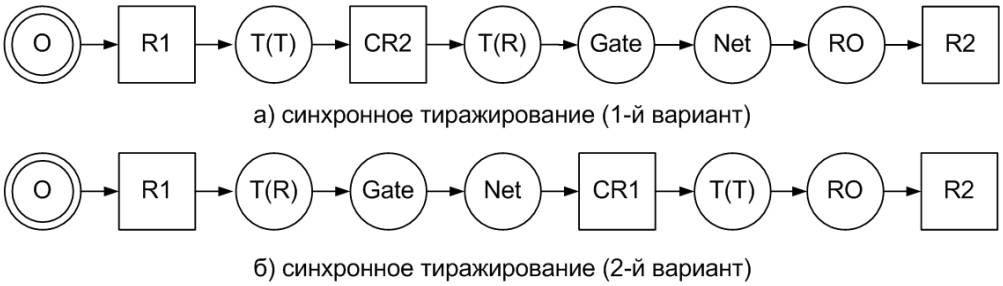


Рис. 1. *DFD*-диаграмма процессов гетерогенного синхронного тиражирования

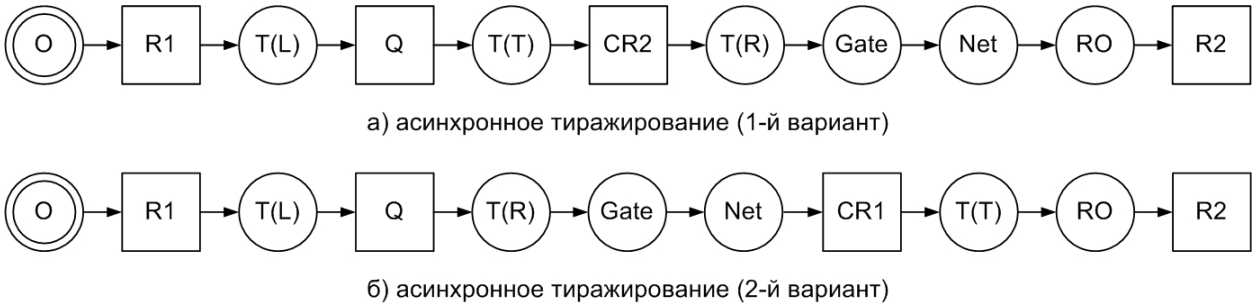


Рис. 2. *DFD*-диаграмма процессов гетерогенного асинхронного тиражирования

С учетом введенных типов значений элементов *PS*-множества на рисунке 1 представлена *DFD*-диаграмма процессов гетерогенного синхронного тиражирования данных. Рисунок схематично изображает процесс передачи операции модификации *O* таблицы *R1*, входящую в некоторую ЛБД1 под управлением СУБД *dbms1* на сервере *srv1*, в таблицу R2 из некоторой ЛБД2 под управлением СУБД *dbms2* на сервере *srv2*.

Первый вариант синхронного тиражирования включает процессы:

1) в процессе перехвата операции *O* выполнение *T*-триггера с операциями преобразования форматов данных;

2) сохранение преобразованной операции в таблице *CR2* как копии таблицы *R2*;

3) выполнение функций установления соединения и передачи, поддерживаемых СУБД *dbms1*, *R*-триггера в процессе перехвата операции над таблицей *CR2*;

4) преобразование функций установления соединения и передачи, поддерживаемых СУБД *dbms2*, используя программный шлюз *Gate*;

5) передача данных по сети *Net* каналов связи между сервером *srv1* и сервером *srv2*;

6) выполнение тиражируемой операции модификации *RO* над таблицей *R2*.

Основным отличием 2-го варианта является использование копии таблицы *R1* вместо *R2* и перенос процессов *T*-триггера на другой узел.

На рисунке 2 представлена *DFD*-диаграмма процессов гетерогенного асинхронного тиражирования данных.

Первый вариант асинхронного тиражирования включает процессы:

1) выполнение *L*-триггера в процессе перехвата операции *O*;

2) сохранение операции *O* в таблицу-очередь *Q*;

3) в процессе инициализации согласования таблиц *R1*, *R2* выполнение *T*-триггера с операциями преобразования форматов данных для операции *O* из таблицы-очереди *Q*;

4) сохранение преобразованной операции в таблице *CR2* как копии таблицы *R2*;

5) выполнение функций установления соединения и передачи, поддерживаемых СУБД *dbms1*, *R*-триггера в процессе перехвата операции над таблицей *CR2*;

6) передача данных по сети *Net* каналов связи между сервером *srv1* и сервером *srv2*;

7) выполнение тиражируемой операции модификации *RO* над таблицей *R2*.

Основным отличием 2-го варианта, как и для синхронного тиражирования, является использование копии таблицы *R1* вместо *R2* и перенос процессов *T*-триггера на другой узел.

Каждый процесс из *PS*-множества обладает коэффициентом ресурсоемкости с учетом его воздействий на загрузку соответствующего сервера. В зависимости от характеристик производительности серверов расположение указанных процессов может повлиять на время выполнения операций согласования. Как видно из рисунков 1 и 2, для каждого типа тиражирования возможны два варианта выполнения цепочки процессов согласования между парой таблиц. Такое наличие вариантов приводит к задаче оптимального размещения процессов на серверах РБД, при котором будет минимальным время выполнения операций согласования и нагрузка процессов согласования на серверах.

Согласование данных требует присутствия копий *CR1* или *CR2* в ЛБД. В тоже время, такое расположение данных может войти в противоречие с ограничениями доступа к данным, которые описываются компонентой *al* из *DS*-множества. Поэтому в задаче оптимального размещения должны появиться описания соответствующих ограничений.

В современных КИС с целью обеспечения безопасности через гибкую маршрутизацию ограничиваются сетевые потоки между подсетями с разными метками конфиденциальности, когда сервер *srv1* «не видит» сервер *srv2*, а обратное возможно. Это влияет на формирование компонента *trtype* из *RS*-множества, когда нужно выбирать между *pull* и *push*-асинхронным тиражированием. На примере рисунка 2 в *pull*-асинхронном тиражировании инициатором согласова-ния данных является сервер *srv1* как источник операции *O*. В *push*-асинхронном тиражировании инициато-ром является сервер *srv2* как приемник этой операции. Поэтому в такой ситуации необходимо применять *pull*-асинхронное тиражирование, а в задаче оптимального размещения должны появиться описания соответствующих ограничений, влияющих на выбор способа тиражирования.

III. ВЫВОДЫ

Большинство промышленных СУБД предлагают гетерогенное тиражирование данных как часть процесса интеграции автономных БД на основе программных шлюзов, но без учета возможной загрузки серверов процессами согласования. Предложенная в работе формализация тиражирования учитывает все типы таких процессов, что позволяет в дальнейшем на ее основе решить оптимизационную задачу их размещения при заданных ограничениях принятой в организации политики безопасности.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Cecchet E. C-JDBC: a Middleware Framework for Database Clustering / IEEE Data Engineering Bulletin. – 2004. – Vol. 27, N.2 – P. 19 – 26.

[2]. Plattner C. Ganymed: Scalable Replication for Transactional Web Applications / C. Plattner, G. Alonso / The Proc. of 5th ACM/IFIP/USENIX International Middleware Conference. – Toronto, Canada. – 2004. – P.155–174.

[3]. Wu S. Postgres-R(SI): Combining Replica Control with Concurrency Control Based on Snapshot Isolation / S. Wu, B. Kemme / The Procs. of 21st International Conference on Data Engineering. – Tokyo, Japan. – 2005. – P. 422–433

[4]. Oracle® Data Integrator: Getting Started with an ETL Project, 10g / Oracle Corporation, 2008.

[5]. Patterns: Information Aggregation and Data Integration with DB2 Information Integrator / International Business Machines Corporation, 2004.

Контакты

Доцент, к.т.н. Александр Анатольевич Блажко, доцент кафедры ”Системное программное обеспечение” Одесского национального политехнического университета, blazhko@ieee.org

Джайяб Т. Д. Альсаффади, аспирант кафедры ”Системное программное обеспечение” Одесского национального политехнического университета

Рецензент: доц. д-р инж. Овид Фархи

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ОБУЧЕНИЯ ОСНОВАМ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРОГРАММНЫХ СИСТЕМ В ВИДЕ РОЛЕВЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ ИГР

METHOD OF TEACHING OF SOFTWARE SYSTEM DESIGN BY USING COMPUTER SERIOUS GAMES

А. Кунгурцев, А. Блажко, Ст. Марулин

Аннотация: Из множества этапов по созданию программных продуктов этап определения требований обязывает преподавателя имитировать исходную среду предметной области, что усложняет процесс обучения. “Serious games” помогают в этом, но предлагаемые системы ориентированы на обучение этапа конструирования. В работе предлагается методика построения компьютерного тренажёра для обучения на этапе определения требований в определенной предметной области. Рассмотрены структуры данных работы тренажера и рекомендации по созданию будущей системы.
Ключевые слова: программная инженерия, электронное обучение, ролевые компьютерные игры.

Abstract: The phase of software requirements definition requires the instructor to simulate the original environment domain, which complicates the learning process. “Serious games” help in this, but the proposed systems are aimed at phase of software construction. The paper proposes a method of computer simulator construction for training at the stage of phase defining requirements in a particular subject area. The data structures of the simulator and recommendations on creation of the future system are proposed.
Keywords: software engineering, electronic learning, serious games

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание программного продукта (ПП) включает множество этапов [1]. Процесс обучения студентов на этапах создания дизайна (*Software design*), конструирования (*Software construction*) и тестирования (*Software testing*) может использовать исходные данные как результаты предыдущих этапов, то у начального этапа определения требований к ПП (*Software Requirements*) их нет. Системный аналитик должен получать эти данные в результате общения с заказчиками ПП, а в результате процесса обучения у студента должен сформироваться подобный опыт. Традиционными способами преподавания весьма затруднительно создать среду, имитирующую подобную деятельность и получение подобного опыт, особенно возникают проблемы при попытке организовать практические занятия для исследования предметной области для ПП.

Решением может стать использование концепции компьютерных ролевых игр, в которых игрок управляет одним персонажем или группой персонажей, а игровой процесс строится на обследовании игрового мира. Кроме развлекательных целей эти игры могут достигать и обучающих, являясь компьютерными интерактивными курсами-симуляциями какой-либо реальной ситуации в деловом мире. В этом случае эти игры становятся «серьезными» (в английских источниках - *serious games*) [2,3].

Для поддержки процесса обучения на этапе конструирования ПП разработано множество игровых методик и игровых программных сред. В работе [4] авторы предлагают использовать концепцию карточной игры, которая позволяет проводить обучение на практических занятиях по разным этапам создания ПП. В системе *Alice* [5] рассматривается процесс программирования *3D*-персонажей с использованием *Java*-подобного языка. Система *GreenFoot* [6] посвящена программированию игр с *2D*-персонажами на языке *Java*. В системе *RoboCode* [7] обучаемым предлагается запрограммировать на языке *Java* поведение робота-танка для участия с сражениях с другими роботами. В этих сис-

темах анимационно-игровой метод представления процесса программи-рования позволяет повысить интерес обучаемых к этапу конструирования ПП. Системы подобной компьютерной поддержки для этапа определения требований отсутствуют.

В данной работе предлагается методика построения компьютерного тренажёра для обучения на этапе определения требований к ПП на уровне документа «Видение» в определенной предметной области. Задачей обучаемого является выбор определенных действий, имитирующих работу с персоналом и документами исследуемой организации, для получения информации, позволяющей определить требования к ПП.

II. КОНЦЕПЦИЯ ПРОЦЕССА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРОГРАММНЫХ СИСТЕМ

Основной элемент тренажёра – модель предметной области. Это среда, в которой обучаемый, находясь в условиях максимально приближённых к реальным, используя известные методы, получения, оценки и уточнения требований к проектируемой системе, может составить документ «Видение» - как первый этап систематизированного представления требований.

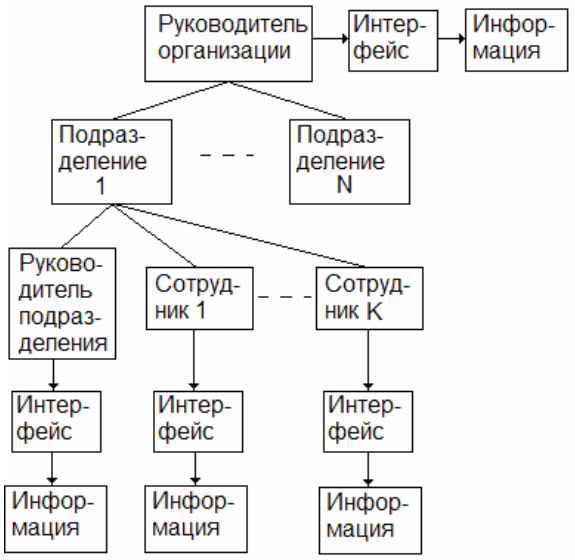


Рис.1. Структура модели предметной области

На рис. 1 в обобщённом виде представлена модель предметной области. На ней должны быть указаны все исполнители и заинтересованные лица, которые потенциально определяют требования к проектируемой системе. Здесь под словом «Интерфейс» понимается способ получения от данного лица необходимой для разработки системы информации. Приведенная модель не предъявляется обучаемому, но является основой для организации процесса обучения.

Для детализации представления и способов получения информации из модели предметной области были введены следующие обозначения (рис. 2).

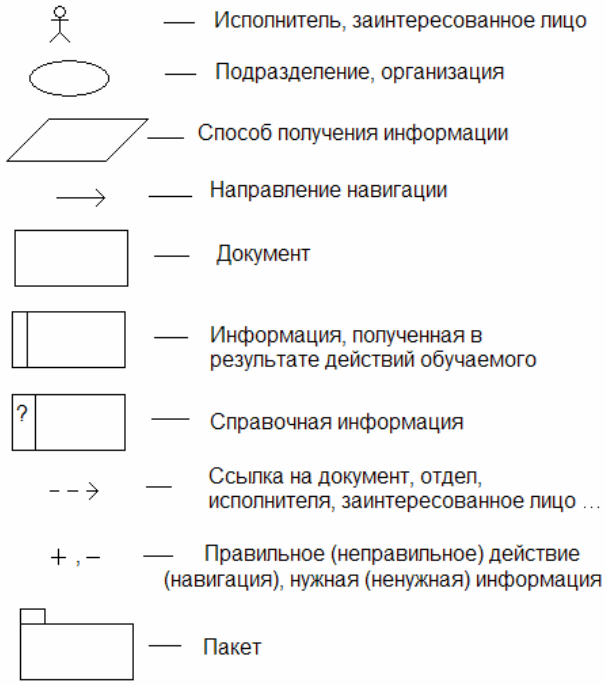


Рис. 2. Условные обозначения

Здесь под способом получения информации следует понимать: интервьюирование, анкетирование, проведение совещания, прототипирова-ние и другие необходимые в конкретных условиях способы.

Варианты навигации по модели предметной области, по способам получения информации или документам предоставляются обучаемому в зависимости от его предыдущих действий.

Обучаемый не видит всей модели предметной области. На старте процесса обучения он может получить доступ толь-

ко к руководителю организации-заказчика или другому ответственному за внедрение информационной системы лицу. При этом он должен воспользоваться одним из предлагаемых способов получения информации.

Документ должен содержать название и, при необходимости, ссылку на содержание. При работе с документом обучаемый может получать информацию как непосредственно из него, так и может воспользоваться ссылкой на другое подразделение, исполнителя, другой документ.

Справочная информация представляет собой теоретические положения, связанные с определенными аспектами выявления, проверки и документирования требований. По желанию обучаемого он может получить систематическое представление предмета «Анализ требований», либо контекстно-зависимую справку. Например, при выборе варианта интервью, можно получить справку о цели интервью, способах подготовки и проведения интервью.

Пакет позволяет использовать разные уровни детализации модели.

Информация, получаемая в результате действий обучаемого, является целью его работы. Из этой информации он должен сформировать документ «Видение». В начале процесса работы с тренажёром обучаемому обязательно демонстрируется структура этого документа. В упрощённом виде она включает следующие разделы:

1) краткое описание программного продукта;

2) состояние рынка;

3) затраты, цены, сроки;

4) описание пользователей;

5) функции продукта;

6) ключевые прецеденты;

7) другие требования к продукту (производительность, надёжность,…);

8) системные требования;

9) требования к документации;

10) глоссарий.

Обучаемый не имеет возможности редактировать получаемый из модели материал. Он может только выбрать то, что считает нужным и разместить эти данные в указанном им разделе документа «Видение». Управляющая программа тренажера на основе эталона проводит анализ и определяет корректность содержания и места расположения материала, формируемого обучаемым. В зависимости от результата анализа принимаются решения о дальнейшем ходе процесса обучения.

III. СТРУКТУРЫ ДАННЫХ ПОДДЕРЖКИ ПРОЦЕССА ОБУЧЕНИЯ

Управляющая программа тренажера должна предоставлять обучение для любой предметной области. Поэтому необходима унификация структур данных описаний предметных областей. Учитывая описания процесса проектирования программных систем, предложена формализованная структура в виде шестерки

$$<HD, HE, I, V^{(E)}, V^{(R)}, H>,$$

где HD – дерево иерархии подразделений организации;

HE – дерево иерархии сотрудников организации;

I – множество описаний способов получения информации от сотрудников;

$V^{(E)}$ – множество элементов-описаний эталона документа «Видение»;

$V^{(R)}$ – множество элементов-описаний документа «Видение», сформированного в результате обучения;

H – справочные данные по процессу составления документа «Видение».

Вершина e из HE представлена как

$$< nm, im >,$$

где nm – название должности сотрудника;

im – графическое $2D$-изображение сотрудника.

Элемент множества I имеет вид

$$< e, ti, D >,$$

где e – сотрудник организации;

ti – способ получения информации;

D – множество порций информации, полученных от сотрудника e способом ti.

Элемент множества D имеет вид

$$<dt, \{d^{(i)}\}>,$$

где dt – тип документа;

$d^{(i)}$ – получаемая порция информации.

Элемент множества $V^{(E)}$ имеет вид

$$< c, \{d^{(E)}\}>,$$

где c – раздел документа «Видение»;

$d^{(E)}$ – эталонная порция информации.

Элемент множества $V^{(R)}$ имеет вид

$$< c, \{d^{(R)}\}>,$$

где $d^{(R)}$ – выбранная обучаемым порция информации.

На основе вышеописанных структур данных предлагается методика проведения обучения, включающая следующие шаги.

Шаг 1. На основе множества *HE* выполняется визуализация данных о руководителе организации, формирующем задание на создание документа «Видение» по заданной предметной области.

Шаг 2. На основе множества *HD* производится визуализация структуры организации.

Шаг 3. На основании выбранного обучаемым подразделения выполняется визуализация иерархического списка сотрудников.

Шаг 4. На основании множества *I* производится визуализация способов получения информации.

Шаг 5. На основании выбранного способа *ti* выполняется визуализация порций информации из *D*.

Шаг 6. На основании выбранных элементов из *D* производится формирование множества $V^{(R)}$.

Шаг 7. Сравнение множеств $V^{(E)}$ и $V^{(R)}$. Если структуры элементов множеств совпадают, то завершение процесса обучения, иначе – переход к шагу 2.

Для конструирования тренажера будет использована среда создания игр *GameMaker* [8], позволяющая хранить описанные ранее данные в базе данных под управлением системы *SQLLite*.

IV. ВЫВОДЫ

Предложенная унификация позволит в дальнейшем создать управляющую программу тренажера с изменяемым поведением, учитывающим предметную область проектирования. Развитием предложенной методики является переход к многопользовательскому режиму, когда обучаемые при составлении документа «Видение» получают опыт работы в команде.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Guide to Software Engineering Base of Knowledge (SWEBOK). IEEE Computer Society, 2004. http://www.swebok.org/

[2]. David R. Michael, Sandra L. Chen. Serious Games: Games That Educate, Train, and Inform. – Publisher: Thomson Course Technology, 2006.

[3]. Susi, T., Johannesson, M., & Backlund, P. Serious Games - An Overview, Technical Report HS-IKI-TR-07-001, 2007

[4]. Baker, A., Navarro, E., and Van der Hoek, A. An experimental card game for teaching software engineering processes. The Journal of Systems and Software, No. 75, 2005. pp. 3-16.

[5]. Robert H. Seidman. Alice first: 3D interactive game programming. The Proc. of the 14th annual ACM SIGCSE conference on Innovation and technology in computer science education, 2009. pp.345-345

[6]. Poul Henriksen, Michael Kölling. greenfoot: Combining Object Visualisation with Interaction. The Proc. of the 19th annual ACM SIGPLAN conference on Object-oriented programming systems, languages, and applications, 2004. pp. 73-82

[7]. Ju Long, San Marcos. Just For Fun: Using Programming Games in Software Programming Training and Education - A Field Study of IBM Robocode Community. The Journal of Information Technology Education. Vol 6, 2007. pp. 279-291

[8]. Jacob Habgood, Mark Overmars. The Game Maker's Apprentice Game Development for Beginners. – Publisher: Apress, 2006.

Контакты

Профессор, к.т.н. Алексей Борисович Кунгурцев, профессор кафедры "Системное программное обеспечение" Одесского национального политехнического университета, пр. Шевченко № 1, Одесса-65044, Украина, abkun@te.net.ua

Доцент, к.т.н. Александр Анатольевич Блажко, доцент кафедры "Системное программное обеспечение" Одесского национального политехнического университета, blazhko@ieee.org

Рецензент: доц. д-р инж. Овид Фархи

АНАЛИЗ ЗАПРОСОВ К БАЗЕ ДАННЫХ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЕЙ-КАНДИДАТОВ НА СОЗДАНИЕ КЛАСТЕРНОГО ИНДЕКСА

ANALYSIS OF QUERIES TO DATABASE FOR DETERMINATION OF FIELDS-CANDIDATES FOR CREATION OF CLUSTERED INDEX

А. Кунгурцев, С. Зиноватная, С. Мусанна, А. Манчук

Резюме: Рассмотрены принципы выбора полей таблиц базы данных, по которым следует выполнять индексирование; предложено представление поведения информационной системы, которое позволяет автоматизировать поиск полей-кандидатов на создание кластерного индекса для повышения производительности выполнения запросов к базе данных.
Ключевые слова: база данных, индекс, производительность

Abstract: Principles of selection of the of database tables fields, on which it is necessary to execute indexing are considered; presentation of the informative system conduct, which allows to automatize the search of fields-candidates for creation of clustered index for the increase of the productivity of implementation of queries to database, is offered.
Keywords: database, index, performance.

В основе большинства информационных систем (ИС) лежат базы или хранилища данных. В активно используемой ИС с ростом объема данных в базе данных (БД) увеличивается время выполнения запросов. В результате может возникнуть ситуация, когда показатели производительности системы перестанут удовлетворять пользователей. Одним из эффективных способов повышения производительности системы является использование индексов.

Индекс – это структура данных, которая помогает СУБД быстрее обнаруживать отдельные записи в файле, а потому позволяет сократить время выполнения запросов пользователей [1]. Индексы бывают некластерные и кластерные. Некластерный индекс содержит указатели на записи таблицы, в связи с чем при выборке необходимо по крайней мере еще одно обращение к диску для получения собственно записи. В системах управления базами данных понятие “кластерный” имеет много значений, но общая идея понятия – это рассмотрение двух физических объектов в качестве единой сущности, т.е. кластер означает индекс, смешанный с данными [2]. При наличии кластерного индекса строки таблицы физически сохраняются в заданном порядке и непосредственно связаны с элементами индекса. Для кластерного индекса листовые страницы этого индекса есть сами страницы таблицы с данными. Это значительно ускоряет доступ к данным при выполнении запросов с использованием такого индекса. Отсортированные кластеры уменьшают использование времени процессора и понижают потребность в памяти, возникающей при сортировке данных во время выполнения запросов, требующих гарантированного порядка возврата строк в различных командах SQL.

Поскольку сами данные таблицы являются частью индекса, то очевидно, что для таблицы может быть создан только один кластерный индекс.

При использовании индексов на больших объемах данных или при частых обращениях к БД наблюдается заметное, иногда даже многократное, ускорение работы СУБД. Однако обработка индексной структуры также требует ресурсов компьютера. Поэтому важной задачей при разработке БД является получение сбалансированной индексной структуры, которая гарантированно приведет к существенному повышению производительности ИС.

В литературе [3-6] приводятся неформальные критерии, которые позволяют

определить поля таблицы, которые необходимо индексировать:

- поля используются в широком диапазоне запросов;
- поля, которые используются для объединения таблиц;
- наиболее часто используемые поля;
- поля с последовательными данными;
- поле используется в предложениях сортировки ORDER BY и/или группировки GROUP BY запросов;
- есть выбор по диапазону;
- используются агрегативные операторы типа MAX, MIN, и COUNT;
- поля с большим числом уникальных значений в них;
- поля, которые при использовании в качестве фильтров в выражениях WHERE возвращают небольшое количество строк и т.д.

Также описаны ситуации, ограничивающие применение индексов:

- не индексировать слишком длинные столбцы;
- количество полей в составном индексе должно быть по возможности сведено к минимуму;
- избегать создания индекса для часто изменяемых столбцов;
- не индексировать небольшие таблицы;
- не создавать индексы по полям, в которых имеется много значений NULL.

При описании рекомендаций может быть указано, к каким именно типам индексов они относятся, но возможно, что кластерные и некластерные индексы не разделяются, что приводит к противоречиям. Например, в [4] рекомендуется создавать кластерные индексы для ключей с множеством дублирующихся значений. В [2] указывается, что если средняя плотность распределения значений поля «превышает 10%, то индекс можно считать бесполезным», при этом под средней плотностью распределения подразумевается $\sum_{i=1}^{n} \frac{k_i}{q} \Big/ n$, где n – количество различных значений в рассматриваемом поле; k_i – количество строк, в которых встречается конкретное значение поля; q – количество строк в таблице.

В настоящее время существуют программные продукты, которые либо анализируют запросы, либо позволяют пользователю пересматривать, редактировать, создавать индексы, либо самостоятельно программа на основе анализа запросов и структуры БД создает индексы. Например, многофункциональная компонента Microsoft SQL Query Analyzer с помощью мастера Index Tuning Wizard проводит настройку индексов по запросам на базе собранной статистики; программа Erwin создает и модифицирует индексы по "указанию" пользователя [7].

Однако методы выбора индексов либо являются коммерческой тайной и неизвестны используемые критерии принятия решения о создании индекса, либо программный анализ не выполняется и администратор создает индексы самостоятельно, основываясь на своем опыте. Поэтому разработка моделей и алгоритмов, которые позволяют проанализировать поведение ИС и получить множество полей кандидатов для создания кластерного индекса является актуальной задачей.

Представим запрос в виде кортежа:

$$Q = < T, < F, < R >>> ,$$

где T – множество таблиц БД, которые принимают участие в запросе;

F – множество полей в таблице T;

R – роль поля в запросе, $R \in \{Ord, Gr, Comp\}$, где Ord – сортировка, Gr – группировка, $Comp$ – условие поиска.

Статистику по данным таблицы приведем в виде множества

$$< T, Q^T > ,$$

где Q^T – количество строк в таблице.

Распределение значений для поля F таблицы T представим следующим образом:

$$< F, < f, q^f >> ,$$

где f – значение поля F;

q^f – количество таких значений.

Статистику по запросам представим в виде множества

$$< T, v_{ins}, v_{del}, < F, v_{upd}, v_{gr}, v_{ord}, v_{sel}, t_{gr}, t_{ord}, t_{sel} >> ,$$

где v_{ins} – относительная частота вставки в таблицу T;

v_{del} - относительная частота удаления в таблице T;

v_{upd} – относительная частота обновления поля F;

v_{gr} – относительная частота группирований по полю F;

v_{ord} – относительная частота сортировок по полю F;

v_{comp} – относительная частота выборок по полю F с использованием диапазона (условие выбора включает операцию сравнения <,>, <=, >=, =, BETWEEN, LIKE по префиксу;

t_{gr} – относительное время группировок по полю F;

t_{ord} – относительное время сортировок по полю;

t_{comp} – относительное время выборок по полю F.

Введем понятие характеристики поля F для роли R

$$v\,t_F{}^R = v_R \cdot t_R,$$

где v_R – относительная частота появления запросов с использованием роли R для поля F;

t_R – относительная частота появления запросов с использованием роли R для поля F.

Общая схема оптимизации структуры кластерных индексов включает анализ запросов, которые поступили в БД на протяжении периода P, определение статистики об использовании таблиц и полей в запросах и формирование множества полей кандидатов на кластерный индекс для каждой таблицы (см. рис. 1).

Полученные статистические данные можно представить в виде матриц MST и MSF (см. рис.2), где N – количество таблиц в исследуемой БД, N_T – количество полей в таблице T.

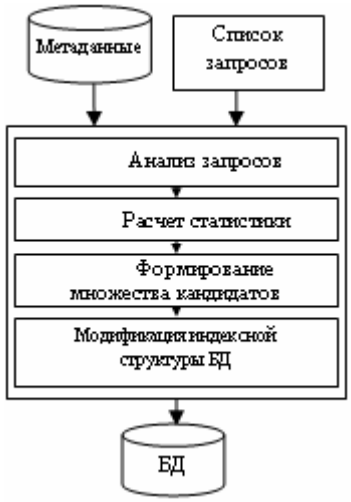


Рис.1. Общая схема поиска кандидатов на создание кластерного индекса

Матрица MST

T	Q^T	v_{ins}	v_{del}
T_1			
T_2			
…			
T_N			

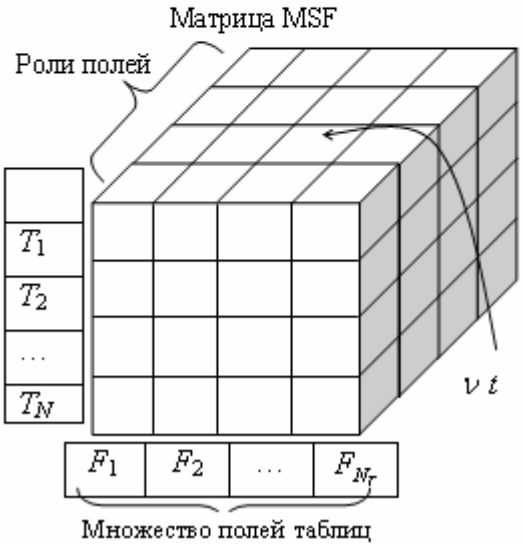


Рис.2. Структура исходных матриц

Элементы результирующей матрицы MF (см. рис. 3) $mf_{ij} \in \{0,1\}$, $i = \overline{1,N}$, $j = \overline{1,N_T^{Max}}$, где N_T^{Max} – максимальное количество полей в таблицах.

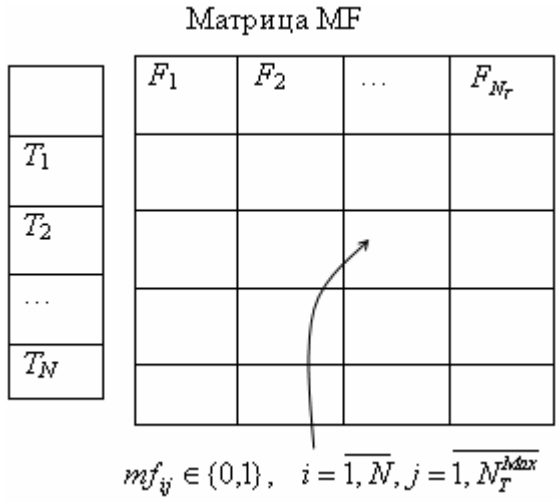


Рис.3. Структура результирующей матрицы

Если $mf_{ij} = 1$, то соответствующее поле является кандидатом на создание кластерного индекса.

Алгоритм перехода от исходных матриц к результирующей.

1. Исключить из рассмотрения строки, в которых $Q^T < \varepsilon_Q$ (таблицы с малым количеством строк) в исходных матрицах.
2. Исключить из рассмотрения строки, в которых v_{ins}, v_{del} или $v_{upd}^{\max}$ сопоставимы с v_{sel}, где $v_{upd}^{\max} = Max(v_{upd}^{\ j})$, $j = \overline{1, NT_i}$, $v_{sel} = Max(v_{ord}, v_{gr}, v_{comp})$ в исходных матрицах.
2. N_M присвоить значение количества оставшихся в матрицах строк.
3. i=1.
4. Если для таблицы T_i существует поле $\underline{F_j}$, для которого $vt_{ord} > vt_{ord}^{\ Avg}$ и $v_{upd} << v_{ord}$, где $vt_{ord}^{\ Avg}$ – среднее значение vt_{ord} для полей таблицы T_i,то mf_{ij} =1. Перейти в п.7.
5. Если для таблицы T_i существует поле $\underline{F_j}$, для которого $vt_{gr} > vt_{gr}^{\ Avg}$ и $v_{upd} << v_{gr}$, где $vt_{gr}^{\ Avg}$ – среднее значение vt_{gr} для полей таблицы T_i, то mf_{ij} =1. Перейти в п.7.
6. Если для таблицы T_i существует поле $\underline{F_j}$, для которого $vt_{sel} > vt_{sel}^{\ Avg}$ и $v_{upd} << v_{sel}$, где $vt_{gr}^{\ Avg}$ – среднее значение vt_{gr} для полей таблицы T_i, то mf_{ij} =1.
7. i=i+1. Если $i \le N_M$, то перейти в п.4.
8. Если существуют строки матрицы MF, в которых все значения равны 0, то присвоить значение 1 ячейке, соответствующей первичному ключу таблицы.

На основе полученной информации формируется множество кандидатов на кластерный индекс $< T, F^{Cl} >$, где F^{Cl} – поле-кандидат на создание кластерного индекса таблицы T (поле, для которого $mf_{ij} = 1$).

Предложенные представления запроса и поведения ИС позволяют формализовать поиск оптимальной индексной структуры, при которой возможно максимальное снижение времени выполнения множества запросов. Описание правил перехода от предложенной статистической информации к множеству кандидатов на составной кластерный ключ, а также расширение правил с учетом распределения значений в полях завершит разработку формального метода поиска оптимального кластерного индекса.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Т. Коннолли, К. Бегг, А. Страчан. Базы данных: проектирование, реализация и сопровождение. Теория и практика. - Москва: Изд. дом "Вильямс", 2001.
[2] Marc Israel, J. Steven Jones MCSE: SQL Server 2000 Design Study Guide (Exam 70-229). - Sybex Inc., 2001.
[3] Кайт Том. Oracle для профессионалов. Архитектура и основные особенности. 3-е издание. – Санкт-Петербург, ООО "ДиаСофтЮП", 2005.
[4] Хендерсон Кен. Профессиональное руководство по Transact-SQL. Для профессионалов. – Питер, 2005.
[5] М.Ф. Гарсиа, Дж. Рединг, Э. Уолен, С.А. ДеЛюк. Microsoft SQL Server 2000. Справочник администратора. – Москва: Издательство «СП ЭКОМ», 2004.
[6] Поль Дюбуа. MySQL. – Москва: Изд. дом «Вильямс», 2004.
[7] Руководство по программному пакету ERwin. - www.xserver.ru/computer/database/ erwin/2

Контакт
Кунгурцев Алексей Борисович, к.т.н., профессор кафедры «Системное программное обеспечение» Одесского национального политехнического университета – Украина, Одесса, пр. Шевченко, 1
e-mail: abkun@te.net.ua

Рецензент: доц. д-р инж. Елена Рачева

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕРВИСОВ В ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМАХ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ

INTELLECTUAL SYSTEM OF THE ESTIMATION QUALITY OF TELECOMMUNICATION SERVICES IN THE DECENTRALIZED DISTRIBUTED SYSTEMS OF E-LEARNING

Г. Маклаков, Г. Маклакова

Резюме: Описывается принцип построения децентрализованной распределенной системы дистанционного обучения (ДРСДО). Рассмотрены принципы формирования базы знаний интеллектуальной системы контроля качества информационно-коммуникационных сервисов в ДРСДО.
Ключови думи: дистанционное обучение, качество услуг, телекоммуникационная сеть.

Abstract: The principle of construction of the decentralised distributed system of e-learning (DDSeL) is described. Principles of formation of the knowledge base of the intellectual monitoring system of quality of information-communication services in DDSeL are considered.
Keywords: E-learning, Quality of Service, information-communication network

I. ВВЕДЕНИЕ

Одной из приоритетных задач системы образования является обеспечение уровня качества образования, соответствующего не только национальным, но и международным стандартам (ISO-9000: International Organization for Standartion Quality in Education). В документах Болонской декларации подчеркивается, что главным направлением совершенствования высшего образования является развитие системы объективного контроля качества обучения, в частности, обеспе-чение качества высшего образования в соответствии с требованиями Европей-ской сети обеспечения качества (ENQA) [1, 2], т.е. возможность интеграции учеб-ного заведения в международное образовательное пространство.

В связи с широким внедрением в учебный процесс дистанционной формы обучения актуальной задачей является разработка адекватной системы оценки качества дистанционного обучения (ДО). Прогрессивное направление повышения эффективности удаленного обучения - это организация децентрализованной распределенной системы ДО (ДРСДО), представляющая собой виртуальную среду, технически реализованную на принципах децентрализации информационных ресурсов. Суть такого подхода состоит в том, что структура сети динамически изменяется в зависимости от количества запросов пользователей и наличия свободных преподавателей. Кроме центрального сервера, предусматривается возможность использования локальных серверов в определенных учебных заведениях. Таким образом, появляется возможность рационально использовать оборудование учебных заведений для организации виртуальных лабораторий, в частности, позволяющих студентам работать на промышленном оборудовании [3].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ОБОСНОВАНИЕ ВЫБРАННОГО ПОДХОДА

Недостатком существующих методов оценки качества ДО является отсутствие учета показателей качества телекоммуникационной сети. Для выполнения функций ДО распределенная система должна не только предоставлять пользователю необ-

ходимые услуги, но и обеспечивать их должное качество - «качество обслуживания» (Quality of Service, QoS). Среди стандартов, посвященных качеству обслуживания в электросвязи, ведущее место занимает Рекомендация МСЭ Е.800 [7, 8]. В ней качество обслуживания определяется как "суммарный эффект рабочих характеристик обслуживания, который определяет степень удовлетворенности пользователя данной службой". Именно такой формулировки качества и будем придерживаться в данной работе.

Управление QoS является плохо формализуемой нетривиальной задачей, особенно в ситуации, когда необходимо конфигурирование большого числа очередей на каждом удаленном компьютере и выполнение требований, определяемых пользователем.

Качество телекоммуникационных сервисов в ДРСДО будем оценивать с позиции качества дистанционного обучения. Одним из прогрессивных направлений повышения эффективности дистанционного обучения является широкое использование средств мультимедиа и технологии IP-телефонии, поэтому одним из требований, предъявляемых к качеству сети, является обеспечение надежной передачи звуковой (голосовой) и видео-информации.

В соответствии с рекомендациями Y.1540 [7] будем рассматривать следующие сетевые характеристики, как наиболее важные по степени их влияния на сквозное качество обслуживания, оцениваемое пользователем: производительность сети, надежность сети (сетевых элементов), задержка, вариация задержки (джиттер), потери пакетов.

III. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ СИСТЕМЫ АНАЛИЗА И КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕРВИСОВ В ДРСДО

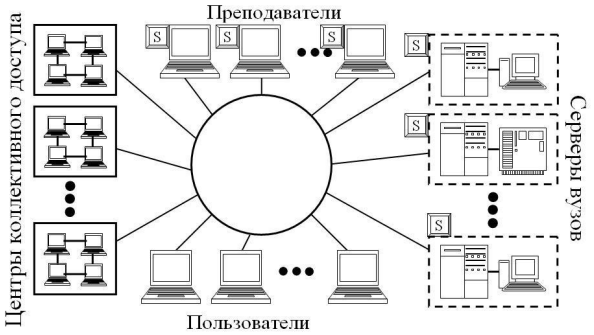
В основу архитектуры ДРСДО положены идеи, представленные в работе [5]. На рисунке 1 изображена структурная схема ДРСДО. Рассмотрим особенности архитектуры РСДО, позволяющей осуществить контроль качества телекоммуникационных услуг при дистанционной форме обучения.

Блоки «Преподаватели» отражают тот факт, что преподаватели могут находятся не в одном определенном месте, как при классической схеме дистанционного обучения (например, в каком-то определенном ВУЗе), а находиться в разных точка города, региона, государства, континента; как в учебном заведении, так и дома.

Блоки «Пользователи» отражают возможность связи с отдельным пользователем по сети Интернет, причем предполагается, что пользователь работает у себя дома. Если у участника РСДО нет возможности работать индивидуально дома за компьютером, тогда он может подключаться к РСДО и выполнять соответствующие задания в центрах коллективного доступа. Роль таких центров могут играть, например, компьютерные клубы, или учебные заведения (школы, институты и т.п.), в которых студент арендует компьютерное время.

Блоки «Серверы ВУЗов» отражают возможность создания локальных серверов в определенных учебных заведениях, которые обладают требуемыми вычислительными ресурсами, например виртуальной лабораторией, для доступа к уникальному промышленному оборудова-нию, которым располагает данный ВУЗ.

Блок «Супервайзер ДО» (блок «S» на рис. 1) осуществляет координацию работы всей системы, в частности обрабатывает запросы пользователей к вычислительным ресурсам, оптимизирует время выполнения таких запросов, распределяет обучаемых по преподавателям и т.п. «Супервайзер» (англ.: supervisor) – часть управляющей программы, координирующей распределение ресурсов вычислительной системы. В данной работе под этим понятием будем понимать программный комплекс, координирующий распределение ресурсов ДРСДО для контроля качества телекоммуникационных сервисов и автоматического поддержания эффективной работы ДО.



Фиг. 1. Структурная схема ДРСДО

Структура супервайзера ДО

Присутствие неопределенности в процессе принятия решений при совершенствовании качества компьютерной сети не позволяет точно оценить роль всех факторов, влияющих на качество телекоммуникационных услуг. Процесс принятия решения при оценке качества услуг еще осложняется тем, что в настоящее время отсутствуют четко определенные критерии и алгоритмы оценки эффективности ДО. В связи с вышеизложенным было принято решение строить супервайзер на основе теории искусственного интеллекта.

Учитывая широкое развитие сетевых систем мультимедиа, в частности – IP-телефонии, и высокую эффективность таких технологий в ДО, особое внимание уделили оценке качества доставки потребителю услуг аудио- и видеоинформации.

Основываясь на исследованиях Г.Г. Яновского [6] можно сделать вывод, что разделение ресурсов и процессы управления трафиком должны быть скоординированы в условиях наличия большого числа разнообразных приложений с существенно отличающимися требованиями к рабочим характеристикам сети.

Рекомендация Y.1541 [8], устанавливает соответствие между классами качества обслуживания и приложениями:

- класс 0 – приложения реального времени, чувствительные к джиттеру, характеризуемые высоким уровнем интерактивности (VoIP, видеоконференции);

- класс 1 – приложения реального времени, чувствительные к джиттеру, интерактивные (VoIP, видеоконференции);

- класс 2 – транзакции данных, характеризуемые высоким уровнем интерактивности (например, сигнализация);

- класс 3 – транзакции данных, интерактивные;

- класс 4 – приложения, допускающие низкий уровень потерь (короткие транзакции, массивы данных, потоковое видео).

С учетом Рекомендации Y.1541 МСЭ [8] приняты следующие правила продукции, обуславливающие нормы для характеристик сетей IP:

1) ЕСЛИ «Задержка доставки пакета IP» < 100 мск И «Вариация задержки пакета IP» < 50 мск И «Коэффициент потери пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-3}$ И «Коэффициент ошибок пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-4}$ ТО «Класс сети 0»,

2) ЕСЛИ 100 мск < «Задержка доставки пакета IP» < 400 мск И «Вариация задержки пакета IP» < 50 мск И «Коэффициент потери пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-3}$ И «Коэффициент ошибок пакетов IP»< $1 \cdot 10^{-4}$ ТО «Класс сети 1»,

3) ЕСЛИ «Задержка доставки пакета IP» < 100 мск И «Коэффициент потери пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-3}$ И «Коэффициент ошибок пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-4}$ ТО «Класс сети 2»,

4) ЕСЛИ 100 мск < «Задержка доставки пакета IP» < 400 мск И «Коэффициент потери пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-3}$ И «Коэффициент ошибок пакетов IP»< $1 \cdot 10^{-4}$ ТО «Класс сети 3»,

5) ЕСЛИ «Задержка доставки пакета IP» < 1000 мск И «Коэффициент потери пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-3}$ И «Коэффициент ошибок пакетов IP» < $1 \cdot 10^{-4}$ ТО «Класс сети 4».

Качество передачи речи оценивали по следующим параметрам: слышимость собственной речи («эхо»), громкость речи («уровень»), возможность пользователя связываться и разговаривать с другим пользователем в реальном времени («диалог»), чистота и тональность речи («разборчивость»).

Качество IP-сети: максимальный объем пользовательских и служебных данных, которые она способна передать («максимальная пропускная способность»); промежуток времени, требуемый для передачи пакета через сеть («задер-

жка»); изменение задержки пакетов потока в течение сеанса связи («джиттер»); доля пакетов, потерянных во время сеанса связи при передаче через сеть («потеря пакетов»).

Постоянный контроль над работой распределенной сети необходим для поддержания ее в работоспособном состоянии. Процесс контроля работы сети обычно делят на два этапа - мониторинг и анализ. На этапе мониторинга выполняется процедура сбора первичных данных о работе сети: статистики о количестве циркулирующих в сети кадров и пакетов различных протоколов, состоянии портов концентраторов, коммутаторов и маршрутизаторов и т. п. Для этой цели используется стандартное программное и аппаратное обеспечение (тестеры, сетевые анализаторы, программные средства мониторинга коммуникационных устройств и т.п.). Этап анализа качества сетевого сервиса, под которым понимается обработка собранной на этапе мониторинга информации, сопоставления ее с данными, полученными ранее, и выработки предположений о возможных причинах замедленной или ненадежной работы сети целесообразно проводить в системе искусственного интеллекта, точнее – экспертной системе.

Перечень лингвистических переменных, необходимых для реализации метода экспертного оценивания, приняли исходя из разработанной нами модели оценки качества дистанционного обучения [4]). В качестве примера приведем описание некоторых лингвистических переменных:

- «Уровень чувствительности к сетевой характеристике “полоса пропускания”» = {«Очень низкий», «Низкий», «Средний», «Высокий»};
- «Уровень чувствительности к сетевой характеристике “задержка”» = «Низкий», «Средний», «Высокий»};
- «Уровень чувствительности к сетевой характеристике “потери”» = «Низкий», «Средний», «Высокий»}.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для эффективной реализации одной из приоритетных целей системы образования - обеспечения высокого качества образования целесообразно в архитектуру системы дистанционного обучения ввести программный комплекс («Супервайзер»), обеспечивающий контроль и оперативное управление качеством телекоммуникационных сервисов.

Следует так же подчеркнуть, что основное достоинство интеллектуальной системы – гибкость и легкость перестройки под различные критерии и системы оценки качества.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. European Association for Quality Assurance in Higher Education (ENQA): Standards and Guidelines for Quality Assurance in the European Higher Education Area.

[2]. Болонський процес у фактах і документах (Сорбонна-Болонья-Саламанка-Прага-Берлін) / Упорядники: Степко М.Ф., Болюбаш Я. Я., Шинкарук В. Д., Грубінко В. В., Бабин І. І. – Тернопіль: Вид-во ТДПУ ім. В. Гнатюка, 2003. – 52 с.

[3]. Маклаков Г.Ю. Принципы разработки лабораторных практикумов удаленного доступа на базе имитационных моделей и реального оборудования. – Материалы III международной конференции „Стратегия качества в промышленности и образовании”. 1-8 июня 2007г. Варна. Болгария. Т.2. Технический университет. Варна. 2007. С.563-566.

[4]. Маклаков Г.Ю., Кожаев Е.А., Маклакова Г.Г. Модель оценки качества дистанционного обучения. – Материалы III международной конференции „Стратегия качества в промышленности и образовании”. 1-8 июня 2007 г. Варна. Болгария. Т.2. Технический университет. Варна. 2007. С. 560-563.

[5]. Маклакова Г.Г. Основные принципы создания распределенной системы дистанционного образования на базе виртуальной среды // Управляющие системы и машины. Киев. Институт кибернетики им.В.М. Глушкова. – 2008.- № 1.- С. 76-83

[6]. Яновский Г.Г. Качество обслуживания в сетях IP // Вестник связи. – 2008. – №1. – С. 1–16.

[7]. МСЭ-Т Recommendation Y.1540. IP Packet Transfer and Availability Performance Parameters//December 2002

[8]. МСЭ-Т Recommendation Y.1541. Network Performance Objectives for IP-Based Services//May 2002.

За контакти
Геннадий Маклаков, профессор, д.т.н. кафедры информационных технологий Государственной летной академии Украины,e-mail:gm77746@mail.ru
Галина Маклакова, д-р, морской гидрофизический института НАН Украины ,e-mail:gm77746@mail.ru

Рецензент: доц. д-р инж. Елена Рачева

СПЕЦИФИКАЦИЯ IMS QTI И АНАЛИЗ ТЕСТОВЫХ ЗАДАНИЙ С КОРОТКИМ ОТВЕТОМ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕГУЛЯРНЫХ ВЫРАЖЕНИЙ

SPECIFICATION OF IMS QTI AND ANALYSIS TEST TASKS WITH A SHORT ANSWER ON THE BASIS OF THE USE OF REGULAR EXPRESSIONS

В. Давыдов, П. Фомин

Резюме: В статье рассматривается классификация, достоинства и недостатки типов тестовых заданий, вопросы проверки заданий с коротким ответом на основе использования регулярных выражений.

Abstract: The article is devoted to the classifications, advantages and drawbacks of test tasks types, verification questions of test tasks with a short answer on the basis of use of regular expressions.

I. ВВЕДЕНИЕ

Для оценки результатов самостоятельной работы студентов широко используются тестовые задания различных типов. К тестам предъявляются следующие основные требования:

- четко определенные цели;
- валидность, оперативность, полнота, непрерывность, объективность, надежность, однозначность и дифференцирующая способность;
- разнообразие типов тестовых заданий;
- возможность реализации различных видов контроля (самоконтроль, входной, текущий, модульный и итоговый контроль);
- возможность использования в тестах средств мультимедиа;
- мониторинг итогов работы студентов, коррекция тестовых заданий;
- соответствие тестов международным спецификациям и стандартам.

Рассмотрим классификацию типов тестовых заданий. Особое внимание уделим анализу заданий с коротким ответом на основе использования регулярных грамматик.

II. КЛАССИФИКАЦИЯ ТЕСТОВЫХ ЗАДАНИЙ

Междунарный консорциум IMSGlobal (IMS Global Learning Consortium) разработал спецификацию IMS QTI, которая наиболее полно отвечает указанным требованиям. В спецификации определены более 20 типов тестовых заданий, классификация которых приведена в табл. 1. Типы тестовых заданий классифицируются:

по типу ответа:

- ввод логического идентификатора;
- ввод координат X-Y;
- ввод текста, ввод числа;
- установка соотвествия логических групп.

по формату представления ответа:

- одиночный;
- множественный;
- упорядоченный.

В отечественной литературе различают тестовые задания:

- закрытой формы;
- на установление соответствия;
- на установление правильной последовательности;
- открытой формы.

Рассмотрим более подробно некоторые типы заданий, которые широко используются в системах дистанционного обучения.

III. ТЕСТОВЫЕ ЗАДАНИЯ ЗАКРЫТОГО ТИПА

Закрытая форма тестовых заданий наиболее известна и чаще всего употребляется в практике тестирования. В таких

заданиях приводится несколько ответов, из которых хотя бы один правильный. Многие разработчики тестов ошибочно понимают под тестом исключительно эту форму заданий. К достоинству закрытой формы следует отнести простоту технической реализации автоматической проверки заданий. Существенным недостатком закрытой формы является высокая вероятность угадывания ответа. Если считать ответы равновероятными, то в "задании с ответом Истина/Ложь (True/false)" вероятность угадывания правильного ответа равна **p = 0,5**. Учитывая столь высокую вероятность угадывания ответа, такие задания не рекомендуется использовать в педагогичеких тестах.

Таблица 1. Классификация типов тестовых заданий (спецификация IMS QTI)

Тип ответа	Формат представления		
	Одиночный (Single)	Множественный (Multiple)	Упорядоченный (Ordered)
Логический идентификатор (Logical Identifier – LID)	Единственный выбор (Multiple choice) Истина/ложь (True/false) Слайдер (Slider)	Множественный выбор (Multiple response)	Упорядочить объекты (Order objects) Соединить точки (Connect points) Установить соответствие объекта (Match object) Упорядочить объект (Order object) Переместить объект (Drag object) Переместить "мишень" (Drag target)
Координаты X-Y (Coordinates)	Указать область (Image hot spot)	Упорядочить объекты (Order objects)	Соединить точки (Connect points)
Ввести текст (String – STR)	Заполнить бланк (Fill-in-blank) Выбрать текст (Select text) Короткий ответ (Short answer) Эссе (Essay)		
Число (Numerical– NUM)	Заполнить бланк (Fill-in-blank) Слайдер (Slider)		
Логические группы (Logical Groups – GRP)	Слайдер (Slider) Логические группы (Logical Groups –GRP) Установить соответствие объектов (Match objects) Переместить объект (Drag object) Переместить "мишень" (Drag target)	Установить соответствие объектов (Match objects) Переместить "мишени" (Drag targets) Переместить объекты (Drag objects)	Установить соответствие объектов (Match objects) Упорядочить объекты (Order objects)

При использовании тестового задания "выбор одного ответа из **N"** (единственный выбор – Multiple choice в спецификации IMS QTI) вероятность угадывания ответа **p = 1/N**. Для снижения вероятности угадывания ответа, такие задания рекомендуется использовать при **N > 5**.

При использовании тестового задания "множественный выбор **k** правильных ответов из **N"** (множественный выбор – Multiple response в спецификации IMS QTI), если студент указывает не все правильные ответы, существует два подхода к оценке результата:

1. Частично правильный.
2. Неправильный.

Наиболее часто используется второй подход. В этом случае вероятность случайного угадывания правильных ответов, если **k** неизвестно студенту, определяется выражением **p = 1/ 2^N.** При **N = 4** вероятность угадывания ответа **p = 0,063**, что

можно считать допустимым при тестировании.

Рассмотрим пример. Предположим, что мы хотим проверить знание студентом правил построения лексем языка Visual Basic (например, 16-ричной константы). При использовании теста типа “множественный выбор” интерфейс задания может иметь вид, представленный на рис. 1 (правильные ответы выделены жирным шрифтом).

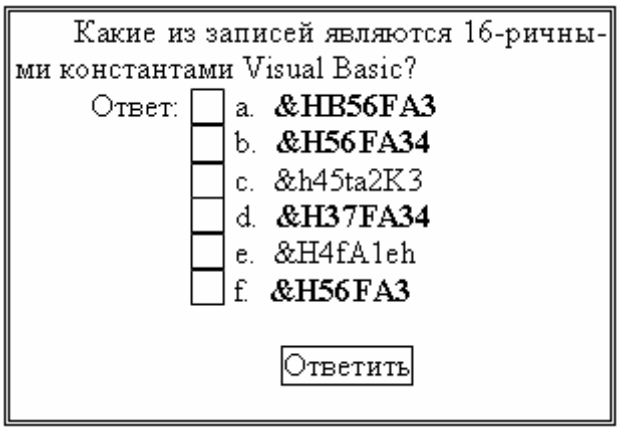


Рис. 1. Пример тестового задания типа «множественный выбор»

Вероятность случайного угадывания ответа в тестовых заданиях типа “установление соответствия двух множеств” (Match objects в спецификации IMS QTI), состоящих из **N** объектов, равна **p = 1/ N!**. При **N = 4** вероятность угадывания **p = 0,042**, что меньше чем в предыдущем типе.

Вероятность случайного угадывания ответа в тестовых заданиях “установление правильной последовательности **k** объектов из **N**” (Order objects в спецификации IMS QTI) существенно меньше предыдущего варианта и определяется следующим выражением:

$$p = 1/\sum_{k=2}^{N} N!/(N-k)! \qquad (1)$$

Рассмотренные выше типы тестовых заданий достаточно просты в технической реализации, однако, для эффективной реализации педагогических задач их явно недостаточно, так они позволяют только приближенно оценить степень усвоения изучаемого материала. Эти типы заданий, как правило, позволяют реализовать тесты 1 и 2 уровня усвоения [2] и не позволяют проверить ход и логику мышления обучаемых.

IV. ТЕСТОВЫЕ ЗАДАНИЯ ОТКРЫТОГО ТИПА

Тестовые задания открытой формы (в спецификации IMS QTI: эссе (Essay), заполнить бланк (Fill in-blank), короткий ответ (Short answer)) обладают следующими достоинствами:

- достаточно высокой надежностью, т. к. случайное угадывание ответа невозможно;
- возможностью реализации тестов 3 уровня.

Задания открытой формы имеют следующие недостатки:

- сложность технической реализации автоматической проверки;
- сложность составления заданий в случае многовариантности правильного ответа.

Эти типы текстовых заданий некоторые авторы относят к заданиям со свободно-конструируемым ответом. С этим трудно согласиться, так как только эссе полностью соответствует этому типу. Техническая реализация автоматической проверки ответа в общем случае для любой предметной области очень сложна, т.к. требует выполнения проверки ответа на естественном языке с использованием семантического, синтаксического и лексического анализаторов. По этой причине проверка заданий типа эссе в большинстве систем дистанционного обучения не выполняется автоматически. Такая проверка выполняется преподавателем “вручную”, что существенно усложняет и замедляет процесс тестирования.

При использовании тестового задания типа Fill in-blank обучаемый должен ввести в свободное поле:

- строку текста (чаще всего одно слово, реже фразу);
- результат вычисления заданного выражения или фрагмента программы.

Проверка ответа основана на сравнении с эталонами правильных ответов.

При использовании ввода строки в свободное поле можно построить тест, который будет требовать от обучаемого выполнения глубокого анализа задания, принятия решения с учетом контекста, окружающего свободное поле. Следует помнить, что эталоны должны содержать все возможные варианты ответов, т.к. в противном случае неизбежны ошибки проверки правильности ответа.

Тестовое задание с коротким ответом (Short answer) требует от обучаемого ввода одного слова или результата вычисления заданного выражения. Проверка этого типа задания реализуется путем сравнения ответа обучаемого с множеством эталонов правильных ответов. Разработчик тестового задания, как и в предыдущем случае, должен учитывать возможность многовариатности ответов.

V. ПРОВЕРКА ТЕСТОВЫХ ЗАДАНИЙ ОТКРЫТОГО ТИПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕГУЛЯРНЫХ ВЫРАЖЕНИЙ

Определение множества эталонных ответов можно существенно упростить при использовании регулярных выражений [3], которые содержат мощный, гибкий и эффективный метод обработки текста. Регулярные выражения содержат два основных типа знаков: текстовые символы и метасимволы. Возможности обработки данных с помощью регулярных выражений определяются набором метасимволов. Наиболее известными метасимволами являются знаки «?» и «*», используемые в файловой системе DOS для представления любого символа или группы символов. Регулярные выражения во много раз расширяют эту основную идею, предоставляя большой набор метасимволов. Обширная нотация для поиска соответствий позволяет выполнять быстрый разбор большого текста и поиск определенных групп символов для извлечения, изменения, замены или удаления текстовых подстрок. Существует несколько спецификаций регулярных выражений, наиболее известные из них: PCRE (Perl Compatible Regular Expressions), POSIX (Portable Operating System Interface for UNIX) и регулярные выражения NET Framework, которые совместимы с регулярными выражениями языка Perl 5.

Классы регулярных выражений .NET Framework являются частью библиотеки базовых классов, их можно использовать с любым языком, работающим с общеязыковой средой выполнения, например ASP.NET и Visual Studio .NET.

Листинг. Проверка тестовых заданий с использованием регулярных выражений

```
Imports System.Text.RegularExpressions
Public Class Form1
  Inherits System.Windows.Forms.Form
  Private Sub Button1_Click(ByVal sender As
System.Object, _
                ByVal e As System.EventArgs)
Handles Button1.Click
    Dim Inp, ETALON As String
    Inp = TextBox1.Text
    ETALON = "^&[hH][0-9A-Fa-f]{1,10}$"
    Dim m As Match = Regex.Match(Inp, ETALON)
    If (m.Success) Then
      Label2.ForeColor = Color.Black
      Label2.Text = "Правильно!"
    Else
      Label2.ForeColor = Color.Red
      Label2.Text = "Ошибка!" & vbCrLf &
"Попробуйте еще раз!"
    End If
  End Sub
End Class
```

Вернемся к рассмотрению предыдущего примера. Построение лексем языков программирования строго формализованы, поэтому эталон описания 16-ричных констант можно представить в виде регулярного выражения:

^&[hH][0-9A-Fa-f]{1,10}$ (2)

где: **^, $** соответствуют началу и концу строки ответа;

[ ] определяют любой единичный символ, из числа заключенных в скобки. Например, [hH] соответствует буквам "h" или "H";

0-9 соответсвует десятичным цифрам;

A-F соответствует буквам верхнего регистра английского алфавита: A, B, C, D, E, F;

a-f соответствует буквам верхнего регистра английского алфавита: a, b, c, d, e, f;

{1,10} указывает, что последний блок может повторяться не менее одного раза и не более 10 раз.

Листинг программы проверки ответа с использованием регулярного выражения приведен выше.

Программа написана на языке Visual Basic NET. Для сравнения ответа студента с эталоном используется метод Match класса Regex, который находится в пространстве имен System.Text.RegularExpressions. Пример задания приведен на рис. 2.

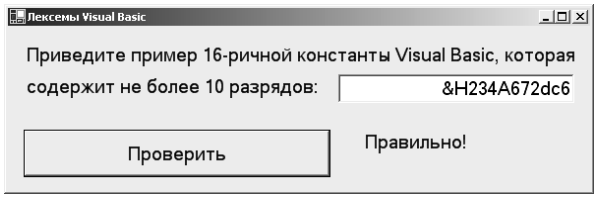


Рис. 2. Пример задания со свободно-конструируемым ответом

При ответе студент должен ввести любое значение 16-ричной константы, которое он выбирает сам, зная правила их построения. Угадывание ответа в этом случае невозможно. После ввода ответа и нажатия клавиши “Проверить”, выполняется прцедура обработки события Button1_Click. В случае правильного ответа выводится сообщение “Правильно!” (рис. 2), в противном случае – сообщение “Ошибка! Попробуйте еще раз!”.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование регулярных выражений возможно и в других тестах открытого типа, что позволяет реализовать задания 3 уровня усвоения, в которых четко определена цель, но не совсем ясно каким образом она может быть достигнута. Студент должен выбрать способ решения задания, применив ранее усвоенные навыки, умения и знания, сформулировав ответ в свободно-конструируемом виде. Такие задания требуют от студентов продуктивных действий, самостоятельного обнаружения дополнительных (скрытых) сведений, необходимых для их решения. При этом студенты усваивают субъективно новую информацию в ходе самостоятельного выполнения тестовых заданий.

Рассмотренный подход может быть достаточно легко реализован в системах дистанционного тестирования с использованием платформ ASP.NET и PHP, которые широко используются для создания Web-приложений.

ЛИТЕРАТУРА

[1] IMS Q&TI: ASI Information Model Specification Final Specification. Version 1.2 http://www.imsglobal.org/question/qtiv1p2/imsqti_asi_infov1p2.html

[2] Беспалько В.П. Основы теории педагогических систем: проблемы и методы психолого-педагогического обеспечения технических обучающих систем. Воронеж, ВГУ, 1977. 304 с.

[3] Фридл Дж. Регулярные выражения. 2 издание. (Серия “Библиотека программиста”). СПб, Изд-во “Питер”, 2003, 464 с.

Для контактов:

доц. Валерий Давыдов
кафедра системного программного обеспечения
Национальный политехнический университет – Одесса E-mail: dvali@ukr.net

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

ОПЫТ ОБУЧЕНИЯ СТУДЕНТОВ ПО ТЕМЕ «ДРАЙВЕРЫ ЯДРА»

EXPERIENCE IN TEACHING STUDENTS ON THEME 'KERNEL DRIVERS'

В. Рувинская, А. Лотоцкий, П. Беспечный

Резюме: Разработаны рекомендации, а также практические задания для изучения вопросов, связанных с разработкой драйверов Windows. Обучение строится «от простого к сложному», начиная от способов доступа к существующим драйверам и заканчивая драйверами фильтрами реальных устройств.

Abstract: Developed recommendations and also practical tasks to explore issues, related to the development of Windows drivers. Teaching is built "from simple to complex", starting from access methods to the existing drivers and ending with filter drivers for real devices.

I. ВВЕДЕНИЕ

При обучении студентов специальностям «Компьютерные науки», «Программная инженерия» и «Компьютерная инженерия» особое место занимает дисциплины, направленные на изучение операционных систем и системного программирования.

Под системными программами подразумеваются программы, предназначенные для поддержания работоспособности системы обработки информации или повышения эффективности ее использования. Программист, разрабатывающий системные программы, должен быть знаком с принципами, способами и основами реализации системного программного обеспечения. При создании таких программ необходимо как перехватывать, так и обрабатывать системные события, для современных ОС – это системные сообщения, отладочные события, API-функции, исключения, запросы на в/выв и другое. Причем, некоторые из такого рода событий и, соответственно, их перехват и обработка происходят на пользовательском уровне, а часть, например, запросы на в/выв, в привилегированном режиме процессора. Кроме того, в привилегированном режиме (т.н. режиме ядра) работают, в основном, и драйверы устройств.

В современной литературе вопросам изучения системного программирования уделяется меньше внимания, чем, скажем, лет 7-10 назад, основные книги – это [1, 2, 3, 4], а также более современные статьи этих же авторов. Это связано, прежде всего, с тем, что современные ОС, в частности, Windows, в целях безопасности ограничивают доступ к своим компонентам и к оборудованию. Тем не менее, для программистов эта область остается и сейчас привлекательной, так как позволяет глубже разобраться в происходящем на «низком уровне». Особенно актуальными и сложными являются вопросы создания драйверов, однако литературы, особенно учебной, по этим вопросам недостаточно, основные – это [5, 6, 7, 8].

Целью данной работы является разработка теоретических и практических рекомендаций по изучению драйверов режима ядра для ОС Windows.

Далее, двигаясь от простого к сложному, раскрываются основные подразделы, начиная от доступа к существующим драйверам и завершая разработкой драйверов реальных устройств. Причем, обучение по каждому подразделу состоит из 3х-этапов: на лекциях рассматриваются теоретические концепции, на практических занятиях изучается базовый типовой пример, на лабораторных занятиях студенты самостоятельно разрабатывают драйвер и/или приложение по вариантам, которые строятся по аналогии с типовым примером.

II. ДОСТУП К ДРАЙВЕРАМ ИЗ ПРИЛОЖЕНИЙ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО РЕЖИМА

Цель: показать, как приложение может управлять работой системы из пользовательского режима путем непосредственного доступа к драйверам режима ядра.

Для того, чтобы иметь возможность работать с драйвером, приложение должно получить дескриптор устройства, которое обслуживает нужный драйвер. Это можно сделать с помощью функции CreateFile. В качестве параметра передается символьная ссылка на логическое устройство, которое обслуживается драйвером. Далее вызывается функция DeviceIoControl, которая в качестве одного из параметров принимает IOCTL-код. С помощью этого кода драйвер узнает об операции, выполнение которой запрашивает приложение, методе передачи параметров и правах доступа, которые необходимы приложению для выполнения этой операции. Функция возвращает запрошенную у драйвера информацию для дальнейшей обработки в приложении (см. рис. 1).

В качестве примера используется программа, которая получает информацию о разделе жесткого диска. Формат разделов жесткого диска описывает структура PARTITION_INFORMATION_EX. Данную структуру драйвер заполняет, если выполнить запрос IOCTL_DISK_GET_PARTITION_INFO_EX. После возврата управления приложение выводит формат раздела (PARTITION_STYLE_MBR,PARTITION_STYLE_GPT или PARTITION_STYLE_RAW) [8].

В качестве заданий предлагается написать программу на ассемблере и на языке C, которая выполняет запрос к драйверу, анализирует полученную от драйвера информацию и выводит её. Примеры заданий: вывести количество секторов на дорожке жесткого диска, количество байт в секторе, номер и размер одного из разделов жесткого диска, вывести различные сведения о производительности жесткого диска; заблокировать и разблокировать устройство, отключить том от файловой системы, отключить счетчики производительности жесткого диска и другое.

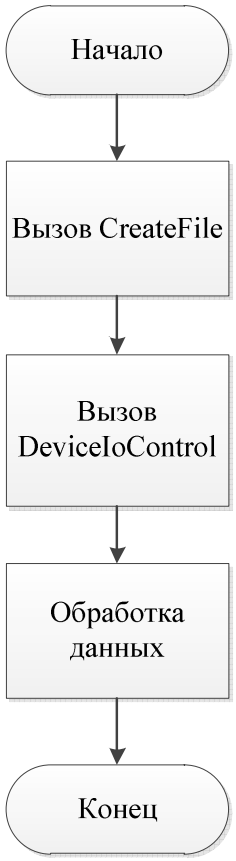


Рис. 1. Алгоритм работы приложения, использующего драйвер ядра

III. ДРАЙВЕРЫ ЯДРА WINDOWS

Цель: разработать простейший драйвер режима ядра, который не является драйвером устройства, а просто позволяет выполнять операции, которые невозможно совершить в пользовательском режиме.

Пользовательским процессам (т.е. приложениям) в Windows многое не разрешается. Компоненты ядра выполняются в привилегированном режиме процессора (называемом режимом ядра), могут выполнять все, а именно, они могут выполнять привилегированные команды процессора (например, lgdt), имеют доступ к системным данным и коду, а также к оборудованию, например, через порты, к ячейкам памяти и многое другое.

Драйверы устройств – это библиотека процедур, которые вызывает операцион-

ная система как реакцию на события. Обязательной является процедура DriverEntry, которая вызывается при загрузке драйвера в память. Её цель – подготовить драйвер к работе.

В качестве примера рассматривается драйвер, который взаимодействует с системным динамиком и клавиатурой. Для взаимодействия с аппаратурой используются инструкции in и out. Вызов драйвера осуществляется «на лету» специально написанным приложением с использованием менеджера служб Windows. В процессе отладки драйвера незаменимым является отладочный вывод. В драйвере можно использовать функцию DbgPrint, а просматривать сообщения можно с помощью утилиты DebugView от sysinternals.

Примеры заданий лабораторной работы содержат написание различных вариаций драйверов ядра, которые работают через порты в/выв с динамиком (играют различные мелодии) и индикаторами клавиатуры (включают их и выключают без изменения функциональности).

IV. ДРАЙВЕРЫ ВИРТУАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ WINDOWS

Цель: разработать драйвер виртуального устройства и с его помощью выполнить операции, которые невозможно выполнить из режима пользователя; при этом виртуальное устройство позволяет передавать информацию между драйвером и приложением.

Драйвер виртуального устройства содержит несколько процедур, как минимум, DriverEntry и диспетчерские процедуры, обрабатывающие различные типы IRP (пакеты запросов на в/выв). В процедуре DriverEntry создается виртуальное устройство и назначаются диспетчерские процедуры. Получение информации из области ядра и передача ее приложению осуществляется с помощью IRP_MJ_DEVICE_CONTROL.

В качестве примера рассматривается драйвер, который, когда приходит запрос от приложения, отправляет ему текущее значение регистра esi (указывающим на IRP), а приложение выводит это значение на экран.

Примеры заданий включают получение системной информации (из ядра), в частности, из CMOS, и передача ее приложению для вывода: определить наличие и тип дисковода A:, количество дисководов, наличие клавиатуры; также предлагается вывести селектор сегмента Kernel Process Control Region, указатель на объект устройства, содержимое регистров, адреса процедур драйвера, режим работы ядра, размер страничного кадра, селектор сегмента кода драйвера, минимальный адрес для пользовательского режима и другое.

В приложении получают дескриптор устройства и связываются с ним при помощи функции DeviceIoControl (рис. 1). В этой лабораторной работе драйвер заранее устанавливается в систему с помощью .inf-файла.

V. ДРАЙВЕРЫ-ФИЛЬТРЫ WINDOWS ДЛЯ ПЕРЕХВАТА IP-ПАКЕТОВ

Цель: разработать сетевой фильтр-хук-драйвер.

Через фильтрующие драйверы верхнего уровня проходят все запросы, а это значит, что они могут изменять и/или фильтровать информацию, идущую как вниз, так и вверх по стеку драйверов (см. рис. 2). Слева представлена верхняя часть сетевого стека драйверов в Windows, включающий стандартный сетевой фильтр-драйвер, к которому подключается наш фильтр-хук-драйвер, содержащий фильтрующую функцию. Далее по стеку находятся транспортные (TDI-драйвера), а также драйвера низкого уровня – NDIS-драйвера. Справа на рисунке – соответствующий стек устройств, через который проходят IRP, это FiDO – устройство-фильтр, FDO – функциональное устройство и PDO – устройство шины.

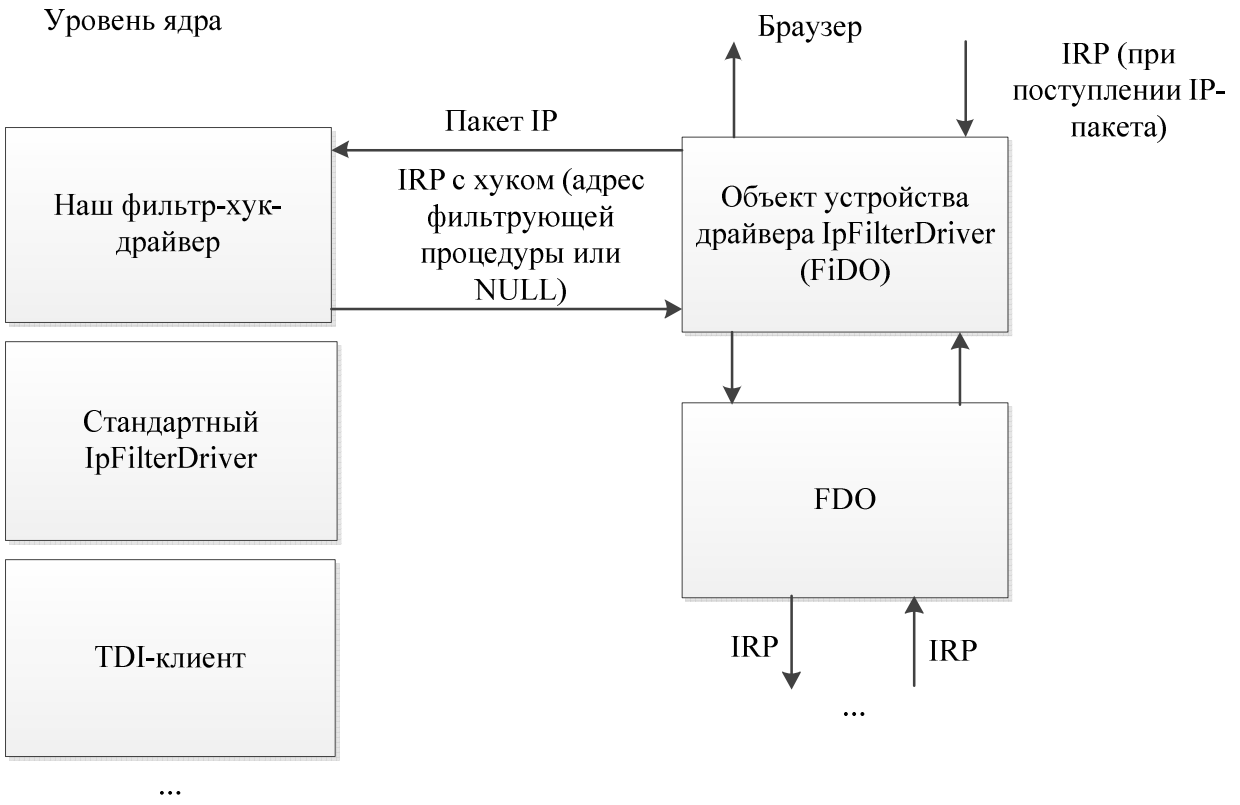


Рис. 2. Перехват IP-пакетов

Для того чтобы фильтр-хук-драйвер работал, он должен установить свою процедуру (фильтрующую функцию). Эта процедура будет вызываться каждый раз, когда будет приходить IP-пакет. Для этого драйвер должен выполнить такие манипуляции:

1. Получить ссылку на объект устройства IpFilterDriver. Это устройство обслуживает специальный стандартный драйвер с тем же именем.
2. Заполнить специальную структуру PF_SET_EXTENSION_HOOK_INFO, в которой указать имя фильтрующей процедуры.
3. Создать IRP с помощью IoBuildDeviceIoControlRequest с IOCTL-кодом IOCTL_PF_SET_EXTENSION_POINTER.
4. Отправить IRP IpFilterDriver'у.

После выполнения данных шагов фильтрующая процедура будет зарегистрирована, и каждый раз, когда IP-пакет проходит по стеку драйверов, он будет попадать в фильтрующую функцию, и она сможет его обрабатывать должным образом.

В качестве примера представлен драйвер, который выводит длину каждого пакета. Варианты заданий включают отладочный вывод различных частей IP, а также соответствующих ему TCP и UDP пакетов: адрес отправителя пакета, порт отправителя, размер дейтаграммы, идентификатор IP пакета, флаги IP пакета, смещение фрагмента, время жизни пакета, протокол, порт получателя, адрес получателя и другое.

VI. ДРАЙВЕРЫ-ФИЛЬТРЫ СЕТИ, РАБОТАЮЩИЕ С ПРИЛОЖЕНИЯМИ

Цель: изменить разработанный ранее драйвер-фильтр для работы с приложением режима пользователя.

До сих пор фильтр-хук-драйвер получал IP-пакеты, мог из них вывести необходимую информацию в отладочный вывод, но не мог передавать информацию в приложения. Для реализации этой функции

необходимо в драйвер добавить виртуальное устройство (аналогичное описанному в разделе 4).

Кроме того, все собранные данные драйвер должен хранить и при поступлении запроса от приложения отправлять ему. В каждый момент времени только одна программа может обращаться к данным. Для того, чтобы обеспечить целостность данных, можно использовать спин-блокировку, как самый простой из возможных вариантов. Если какой-то процессор потребует данные, защищённые спин-блокировкой, программа, которая выполняется на нем, перейдет в активное ожидание. То есть повторяет проверки и попытки обращения к данным (спин). Когда владелец блокировки её сбрасывает, программы на других процессорах выйдут из спина и смогут обратиться к данным.

В качестве примера рассматривается драйвер с тремя IOCTL-кодами, с помощью которых устанавливается фильтрующая функция, удаляется и отправляются приложению собранные данные.

Задание к лабораторной работе: модифицировать драйвер, написанный в предыдущей лабораторной работе, так, чтобы он работал с приложением, которое выводит информацию из различных частей IP, TCP и UDP пакетов, получая ее из драйвера-фильтра.

VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны рекомендации, а также практические задания для изучения вопросов, связанных с разработкой драйверов Windows модели WDM. В дальнейшем предполагается расширить круг рассматриваемых драйверов, в частности, для различных типов устройств, а также модернизировать эти наработки, а именно, рассматривать также и новую полностью объектно-ориентированную WDF-модель драйверов.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Свен Шрайбер. Недокументированные возможности Windows 2000. Библиотека программиста. - СПб.: Питер, 2002.

[2] М. Руссинович, Д. Соломон. Внутреннее устройство Microsoft Windows: Windows Server 2003, Windows XP, Windows 2000. Мастер-класс. – СПб.: Питер, 2005.

[3] Джефри Рихтер. Создание эффективных WIN32-приложений с учетом специфики 64-разрядной версии Windows. /Пер, англ - 4-е изд. - СПб; Питер; М.: Издательско-торговый дом "Русская Редакция", 2001. - 752 с.; ил.

[4] Харт, Джонсон, М. Системное программирование в среде Windows /Пер, англ. – М., Издательский дом «Вильямс», 2005. – 592 с..; ил.

[5] Уолтер Они. Использование Microsoft WDM. – СПб.: Питер, 2007

[6] Сорокина С.И., Тихонов А.Ю., Щербаков А.Ю. Программирование драйверов и систем безопасности: Учебное пособие – СПб.: БХВ-Петербург, М.: Издатель Молгачева С.В., 2002. – 256 с.: ил.

[7] Комиссарова В. Программирование драйверов для Windows.. – СПб: БХВ-Петербург, 2007. – 256с.

[8] М. Ф. Бондаренко, О. Г. Качко. Операційні системи – Харків : СМІТ, 2008.

Контакты

доц. к.т.н. Рувинская Виктория
кафедра Системного программного обеспечения
Одесский национальный политехнический университет
E-mail: iolnlen@te.net.ua,

Студент Беспечный Петр
кафедра Системного программного обеспечения
Одесский национальный политехнический университет
E-mail: petr.bespechniy@gmail.com

Рецензент: доц. д-р инж. Велко Наумов

АДАПТИВНАЯ КЛАСТЕРИЗАЦИЯ В ПРОСТРАНСТВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

ADAPTIVE CLUSTERING IN WAVELET DOMAIN

Г. Щербакова, В. Абакумов, Св. Антощук, В. Крылов

Резюме: Предложен субградиентный итеративный метод адаптивной кластеризации в пространстве вейвлет-преобразования, который позволяет повысить помехоустойчивость в процессе кластеризации. Разработана процедура реализации этого метода кластеризации, проведены экспериментальные исследования для оценки повышения помехоустойчивости метода и снижения его погрешности. Установлена помехоустойчивость метода. Относительная погрешность определения минимума при кластеризации для тестовой функции при отношении сигнал/шум по амплитуде 1,17 составила 8,32%. Разработанный метод рекомендуется к применению в широком круге задач классификации и кластеризации в случае зависимых, меняющихся с течением времени параметров, высоком уровне помех, малых объемах исследуемых выборок.

Abstract: The adaptive clustering in hyperbolic wavelet transforming domain is designed and justified. The implementation procedure for adaptive clustering in hyperbolic wavelet transforming domain was worked up. The experimental investigation for this clustering method noise immunity increasing and own error decreasing estimation was carried out. The method noise immunity was established: test function relative error minimum definition be equal to 8,32 % in case when amplitude signal-to-noise ratio be equal to 1,17. That results allow recommend the adaptive clustering in the wavelet domain for applying in clustering and classification tasks in case of parameters correlation and those changing in a course of time, high level of noise and small samples.

I. ВВЕДЕНИЕ

Решение задач анализа растущего объема данных необходимо при контроле состояния электронной аппаратуры (ЭА) в процессе ее производства и эксплуатации. Состояние ЭА при контроле в процессе производства или эксплуатации описывается значением контролируемых параметров $X^n(t)$, которые под воздействием различных факторов изменяются от объекта к объекту и во времени

$$X^n(t) \in S_p^{(n)},$$

где $X^n(t) = \{X_1(t), X_2(t), \ldots, X_n(t)\}$ - n-мерный вектор случайных параметров (модель ЭА); $S_p^{(n)}$ - n - мерная допусковая область.

В связи с необходимостью оперативных мер при контроле по совокупности параметров необходим автоматизированный подход. Поэтому контроль проводится посредством наиболее отлаженного для такого случая метода – классификации при распознавании образов [1].

В любой фиксированный момент времени в группе контролируемой ЭА можно выделить компактные подгруппы (кластеры) с общими свойствами. Например, из-за сборки из комплектующих разных производителей, таким кластерам присуща разная степень монотонности зависимости контролируемых параметров от наработки в процессе эксплуатации.

С течением времени может образоваться группа объектов, параметры которых приближаются к границе поля допуска.

Далее при контроле в процессе эксплуатации производится оценка параметров дрейфа центров кластеров во времени и их близости к границе поля допуска с целью прогноза работоспособности.

Оценить скорость изменения параметров ЭС, объединенных в один кластер, возможно, применяя для кластеризации адаптивный подход. В этом случае началь-

ные параметры центров кластеров для последующего момента времени определяются из анализа в предыдущий момент времени.

Если нет указаний о том, к какому кластеру относится та или иная точка в признаковом пространстве (образ), но необходимо определить границы между кластерами, применяется классификация с самообучением, которая включает две процедуры: кластеризация и собственно классификация.

При кластеризации данные разделяются на кластеры по признаку компактности, так, чтобы был оптимизирован некоторый функционал качества.

Метод оптимизации выбирают в зависимости от особенностей формирования и свойств этого функционала качества, который может быть явно не известен, может обладать поверхностью многоэкстремальной, зашумленной, поскольку анализ производится по малым выборкам. Существующие методы кластеризации в этих условиях работают плохо.

Для решения задач оптимизации при таких условиях разработан субградиентный итеративный метод оптимизации в пространстве вейвлет преобразования, который отличается повышенной помехоустойчивостью [2]. Для снижения влияния указанных выше недостатков и повышения помехоустойчивости в работе предлагается субградиентный итеративный метод адаптивной кластеризации в пространстве вейвлет преобразования.

Целью данной работы является разработка и исследование субградиентного итеративного метода адаптивной кластеризации в пространстве вейвлет-преобразования (ВП) для повышения помехоустойчивости.

Для достижения поставленной цели решены задачи:

– анализа современных методов кластеризации;

– разработки и обоснования субградиентного итеративного метода адаптивной кластеризации в пространстве ВП и процедуры реализации этого метода кластеризации;

– проведения экспериментальных исследований при оценке повышения помехоустойчивости метод.

II. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

Различают две группы методов кластеризации в заисимости от того, определено количество кластеров заранее или нет.

Первая группа методов кластеризации – иерархические методы с двумя стратегиями инициализации первоначального разбиения агломеративной (изначально каждый кластер содержит только один элемент - точку пространства признаков) и дивизивной (вначале все точки пространства признаков принадлежат одному кластеру). Объединение (разделение) точек прерывают, получив нужное число кластеров.

Алгоритмы реализации этих методов (k - ближайших соседей, дальнего соседа) верно определяют кластеры, когда те компактны и хорошо разделены. Чтобы снизить чувствительность этих алгоритмов к отклонениям данных (шуму), вводят различные меры подобия вместо евклидовых расстояний между точками кластеров (например, углы). Однако такие меры подобия для ряда алгоритмов невозможно определить [3].

Общим недостатком иерархических методов является трудоемкость алгоритмов при большом объеме данных, а также, в зависимости от принятой меры расстояния, чувствительность к шуму [3].

Во второй группе методов - итеративных методах - элементы перемещаются между кластерами так, чтобы был минимизирован некоторый функционал качества. Основные недостатки такого подхода – чувствительность к начальной точке поиска, чувствительность к шуму в данных, отыскивается локальный, а не глобальный минимум.

Поскольку обе группы методов чувствительны к шуму данных, целесообразно разрабатывать методы, которые смогут позволить снизить чувствительность к шуму данных при кластеризации.

Исходными данными для процедуры кластеризации является набор (выборка) объектов, заданных векторами своих характеристик в признаковом пространстве.

В связи с тем, что выборки при кластеризации небольшие, в данных могут быть ошибки, неинформативные, шумящие признаки, результат кластеризации зависит от того, какая гипотеза принята - гипотеза компактности либо гипотеза λ- компактности [4].

Гипотеза компактности состоит в том, что реализации одного и того же образа – точки в геометрическом признаковом пространстве - образуют «компактные» сгустки.

Меры компактности при этом могут быть различны. Например, объекты считаются компактными, если евклидово расстояние между векторами их признаков не превышает заданную величину [4].

Однако если в задаче кластеризации важны не только расстояния, но и отношения между ними, применяют гипотезу λ- компактности. Эта гипотеза учитывает нормированное расстояние между элементами множества и характеристику локальной плотности множества в их окрестности. Сложности связанные с ростом вычислительных затрат возникают, когда требуется получить число кластеров значительно большее, чем два [4].

С учетом сказанного выше, при необходимости повышения степени оперативности контроля при адаптивной кластеризации и отсутствии априорной информации о степени регулярности распределения данных в признаковом пространстве, в этой работе принимаем гипотезу компактности исходных данных в признаковом пространстве.

Задача кластеризации состоит в разбиении множества образов объектов на группы (кластеры) с учетом присущего им сходства. В метрическом пространстве сходство обычно определяют через расстояние. Расстояние может рассчитываться как между объектами образов, так и от этих объектов к центру кластера.

Обычно координаты центров кластеров заранее не известны – они находятся одновременно с разбиением данных на кластеры.

Наиболее часто при кластеризации используется функционал [3]

$$Q(\mathbf{x}, \mathbf{c}) = \sum_{k=1}^{M} \sum_{x \in X_k} \left\| \mathbf{x} - \mathbf{c}_k \right\|^2 ,$$

где $\mathbf{c}_k = \frac{1}{n_k} \sum_{x \in X_k} \mathbf{x}$ - среднее k-го кластера; n_k - число элементов в нем.

Здесь функционал $Q(\mathbf{x}, \mathbf{c})$ измеряет общую квадратичную ошибку, вносимую при представлении данных посредством k кластеров с центрами $\mathbf{c}_k$. Такой функционал считается подходящим, когда предполагается деление на два-три кластера достаточно хорошо отделенных друг от друга.

Но в случае зашумленных данных, с отстоящими далеко подгруппами точек, применяют родственные функционалы минимума дисперсии, в частности, функционал, использующий $\bar{s}_k$ - среднеквадратическое расстояние между точками k-ого кластера, или заменяют $\bar{s}_k$ медианой или максимальным расстоянием между точками в кластере [3].

Для дальнейших исследований при отсутствии априорной информации о форме исследуемых кластеров, принимается функционал из группы, родственных функционалу минимума дисперсии [5].

В процессе кластеризации данные разделяются на кластеры так, чтобы был оптимизирован некоторый функционал качества. Этот функционал может быть явно не известен, может обладать поверхностью многоэкстремальной, зашумленной. Для решения задач оптимизации при таких условиях разработан субградиентный итеративный метод оптимизации в пространстве ВП, который отличается повышенной помехоустойчивостью [2].

III. СУБГРАДИЕНТНЫЙ ИТЕРАТИВНЫЙ МЕТОД АДАПТИВНОЙ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

Для повышения помехоустойчивости кластеризации при контроле в процессе

производства или эксплуатации ЭА на основе субградиентного итеративного метода оптимизации разработан субградиентный итеративный метод адаптивной кластеризации в пространстве ВП.

При итеративном подходе к кластеризации определяют оптимальный вектор $c = c_{opt}$, который, удовлетворяя ограничениям, доставлял бы экстремальное значение $Q(\mathbf{x}, \mathbf{c})$ - функционалу вектора переменных $\mathbf{c} = (c_1, \ldots, c_N)$, зависящему от вектора случайных последовательностей $\mathbf{x} = (x_1, \ldots, x_M)$.

По показам образов $x \in X$ определяются центры множеств X_k и их границы. При этом

$$Q(\mathbf{x}, c_1, \ldots, c_M) = \sum_{k=1}^{M} \varepsilon_k(\mathbf{x}, c_1, \ldots, c_M) F_k(\mathbf{x}, c_1, \ldots, c_M)$$

- реализация функционала качества; $F_k(x, c_1, \ldots, c_M)$ - функция расстояния элементов $\mathbf{x}$ множества X от «центров» $\mathbf{c}_k$ подмножеств X_k (кластеров); $\varepsilon_k(\cdot)$ - характеристические функции

$$\varepsilon_k(x, c_1, \ldots, c_M) = \begin{cases} 1, \text{ êîãäà } \mathbf{x} \in X_k, \\ 0, \text{ êîãäà } \mathbf{x} \notin X_k. \end{cases}$$

Для двух кластеров поисковый регулярный итеративный алгоритм кластеризации для определения значений центров кластеров c_1^* и c_2^*

$$\left.\begin{aligned} c_1[n] &= c_1[n-1] - \gamma_1[n] \tilde{\nabla}_{c1+} Q(\mathbf{x}[n], c_1[n-1], c_2[n-1]) \\ c_2[n] &= c_2[n-1] - \gamma_2[n] \tilde{\nabla}_{c2+} Q(\mathbf{x}[n], c_1[n-1], c_2[n-1]) \end{aligned}\right\}$$

где $\gamma_k[n]$ – величина шага; n - номер итерации; $\tilde{\nabla}_{c1+} Q(x[n], c_1[n-1], c_2[n-1])$ - оценка градиента реализации для первого кластера; $\tilde{\nabla}_{c2+} Q(x[n], c_1[n-1], c_2[n-1])$ - оценка градиента реализации для второго кластера; k – номер кластера.

По реализациям функционала качества $Q(\mathbf{x}, \mathbf{c})$ оценивается градиент

$$\nabla_c Q(\mathbf{x}, \mathbf{c}) = \left(\frac{\partial Q(\mathbf{x}, \mathbf{c})}{\partial c_1}, \frac{\partial Q(\mathbf{x}, \mathbf{c})}{\partial c_2}\right).$$

Но, если в условиях помех оценка градиента проводится разностным методом [5], поисковый регулярный итеративный метод, используемый при кластеризации, также даст низкую помехоустойчивость. Это обусловлено низкой помехоустойчивостью оценки градиента разностным методом.

Адаптивный метод кластеризации в пространстве ВП заключается в следующем. Для кластеризации в каждый момент времени

- инициализируются параметры метода;

- для каждого из i элементов взвешенной суммы с ВП определяют значение характеристических функций

$$\varepsilon_l(x, c_1, c_2), l = 1,2,$$

входящих в оценку субградиента. Для этого по методике [5] пары значений $c_1[n-1], c_2[n-1]$; $c_1[n-1] \pm ie_1 a[n], c_2[n-1]$; $c_1[n-1], c_2[n-1] \pm ie_2 a[n]$ ($i = \overline{1, N}$) при данном $x[n]$ подставляют в $f(x, c_1, c_2) = \|x[n] - c_1\|^2 - \|x[n] - c_2\|^2$. Здесь N - длина носителя вейвлет-функции; $a[n]$ - скаляр.

Функция $f(x, c_1, c_2)$ равна нулю на границе и имеет различные знаки в различных областях. Поэтому, если значение $f(x, c_1, c_2)$ отрицательно, $\varepsilon_1 = 1, \varepsilon_2 = 0$, если положительно, $\varepsilon_1 = 0, \varepsilon_2 = 1$ [5].

В качестве базового для оценки градиента был использован градиентный метод [6].

Исходные данные для его работы: начальное значение координаты минимума, начальное значение шага $\gamma = 1$, коэффициент, обусловливающий изменение шага γ вблизи минимума $\beta = 0{,}5$, точность определения оценки градиента ε, количество итераций j.

Процедура вычисления минимума при кластеризации включает:

- вычисление оценки градиента;

-если значение оценки градиента меньше заданного значения точности ε - останов;

-вычисление величины шага: задается начальное значение величины шага $\gamma = 1$; вычисляется вспомогательное значение приращения функции Δ, если приращение

функции Δ меньше нуля - $\gamma[n] = \gamma$ и переход к следующему этапу, иначе $\gamma[n] = \beta\gamma$ и переход к предыдущему этапу;

- расчет координаты минимума на n-ой итерации,

- $n = n + 1$ и переход к начальному этапу вычисления минимума при кластеризации.

При вычислении оценки градиента на каждой итерации на первом этапе вычисляется взвешенная сумма значений минимизируемого функционала

$$Q(x[n], c_1[n-1], c_2[n-1])$$

с вейвлет-функцией Хаара. Это позволяет переместить поиск в район экстремума с погрешностью, определяемой асимметрией этого функционала.

На втором этапе оценки градиента при кластеризации вычисляется взвешенная сумма минимизируемого функционала

$$Q(x[n], c_1[n-1], c_2[n-1])$$

с гиперболической функцией

$$\Psi(i) = \frac{1}{\alpha x}$$

при начальном масштабе $\alpha = 0{,}5$:

$$HWT(c[n]) = Q(x[n], c_1[n-1], c_2[n-1]) * \Psi(i),$$

где * – операция взвешенного суммирования.

Далее, после определения оценки градиента, определяют приближение к значению координаты центра кластера, используя итеративный алгоритм в пространстве гиперболического ВП по схеме:

$$c_1[n+1] = c_1[n] + \gamma[n] HWT(c[n]),$$

где $HWT(c[n])$ – значение взвешенной суммы с вейвлет-функцией в точке $c[n]$; $\gamma[n]$ -шаг;

Если найденная на этом этапе координата оптимума отличается от координаты оптимума, найденной на предыдущем этапе не более, чем на δ, процесс поиска заканчивается. Здесь δ - заданная точность поиска координаты оптимума.

Для оценки субградиента использовано гиперболическое вейвлет-преобразование (ГВП), полученное по лифтинговой схеме [7].

На каждом уровне поиска координаты оптимума значение масштаба α увеличивается в соответствии с $\alpha = \{0{,}5; 1; 2; 3; 4; 5\}$. Если условие окончания поиска координаты оптимума при значении величины $\alpha = 5$ не достигается, оценка субградиента производится разностным методом. После этого поиск заканчивается.

В процессе поиска координаты оптимума осуществляется последовательный переход от поиска координаты оптимума с помощью вейвлета Хаара, способного обеспечить высокую помехоустойчивость, вплоть (с ростом α) до поиска с помощью дифференциатора, способного дать максимальную точность.

Далее проверяют вышеописанное условие точности определения центра кластера, если он достигнут – останов для заданного временного шага.

Для последующих временных шагов начальные параметры центров кластеров – определяются из анализа на предыдущем шаге.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО МЕТОДУ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

Как отмечено выше, на первом этапе метода кластеризации для определения оценки градиента используется взвешенное суммирование значений минимизируемой функции с вейвлет-функцией Хаара.

Это позволяет переместить поиск в район экстремума с погрешностью, определяемой асимметрией целевой функции в этой области.

Для оценки зависимости относительной погрешности определения экстремума в зависимости от асимметрии была синтезирована функция

$$a(i) = \begin{cases} -i^2 + 100 \cdot i, & \text{ïðè } i \le 50; \\ \dfrac{a(50) \cdot (50 + shag - i)}{shag}, & \text{ïðè } 50 < i \le 50 + shag; \\ 0; & \text{ïðè } i > 50 + shag, \end{cases}$$

где $shag$ - параметр для изменения асимметрии функции, $i = \overline{1, 100.}$

Асимметрия α функции $a(i)$ определялась как отношение оценки ее третьего центрального момента к кубу оценки сред-

него квадратичного отклонения для значений $i = \overline{1, 50 + shag}$.

Точность определения координаты экстремума функции $a(i)$ оценивалась для трех значений асимметрии

($\alpha_1 = -0{,}557, \alpha_2 = -0{,}4136, \alpha_3 = -0{,}2705$)

для значений половины длины носителя вейвлет-функции от одного до десяти.

По результатам такой оценки можно сделать вывод, что относительная погрешность определения координаты экстремума асимметричной функции при взвешенном суммировании с вейвлетом Хаара прямо пропорциональна коэффициенту асимметрии целевой функции в области поиска.

Оценка помехоустойчивости метода кластеризации проводилась с использованием функции $f(x) = x^2$ при значениях ее аргумента $x = 1,\ldots 80$. Помеха была распределена по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением, изменявшимся в диапазоне от 0 до 5477, максимальное значение тестируемой функции было принято $f(x) = 6400.$

При отношении сигнал/шум по амплитуде 1,17 (помеха распределена по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением 5477, максимальное значение тестируемой функции $f(x) = 6400$) относительная погрешность определения минимума составила 8,32%

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан и обоснован адаптивный субградиентный итеративный метод кластеризации в пространстве вейвлет-преобразования;

– разработана процедура реализации этого метода кластеризации;

– проведены экспериментальные исследования для оценки повышения помехоустойчивости метода и снижения его погрешности.

Установлена помехоустойчивость адаптивного субградиентного итеративного метода кластеризации в пространстве вейвлет-преобразования:

– относительная погрешность определения минимума для тестовой функции при отношении сигнал/шум по амплитуде 1,17 составила 8,32%.

Эти результаты позволяют рекомендовать разработанный метод адаптивной кластеризации к применению в широком круге практически важных задач классификации и кластеризации при контроле электронной аппаратуры в процессе ее производства или эксплуатации в случае зависимых и меняющихся с течением времени параметров, при высоком уровне помех и при малых объемах исследуемых выборок.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Зубарев В.В., Лєнков С.В., Мокрицький В.А., Перегудов Д. О. Вплив дефектів функціональних матеріалів на надійність електроніки. – Одеса: Друк, 2003. – 452 с.

[2] Крилов В. Н., Щербакова Г.Ю. Субградієнтний ітеративний метод оптимізації в просторі вейвлет-перетворення. Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету ім. Т. Шевченка. – К., 2008.- Вип.12. – С. 56 - 60.

[3] Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. М.:Мир,1976. - 509 с.

[4] Загоруйко Н.Г. Прикладные методы анализа данных и знаний. – Новосибирск: Изд-во Ин-та математики, 1999. – 270 с.

[5] Цыпкин Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах. – М.: Наука, 1968.–400с.

[6] Полак Э. Численные методы оптимизации. Единый подход. Пер. с англ. Ф.И.Ерешко.- М.:Мир, 1976. - 509 с.

[7]Krylov V.N., Polyakova M.V. Contour images segmentation in space of wavelet transform with the use of lifting // Optical-electronic informatively-power technologies. №2(12). pp. 48 - 58, 2007

Для контактов:

Проф. д-р техн. наук Светлана Антощук
кафедра Информационных систем
Институт компьютерных систем
Одесский национальный политехнический университет

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

ЗАЩИТА НА ЕЛЕКТРОННИ ДОКУМЕНТИ ОТ КОПИРАНЕ И СКАНИРАНЕ

PROTECTION OF ELECTRONIC DOCUMENTS FROM COPYING AND SCANNING

Г. Върбанов, М. Митев

Резюме: В статията се представя идея за цялостна защита на електронни документи от копиране и сканиране за нуждите на различни организации. Предложения метод е част от цялостно решение базирано на сървърна технология за защита и разпространение на електронни документи притежание на организации изискващи подобни възможности за защита на авторските права.
Ключови думи: защита на електронни документи, цифров подпис, копиране

Abstract: The article presents an idea for comprehensive protection of electronic documents from copying and scanning needs of different organisations. Proposed method is part of a comprehensive solution based on server technology to protect and distribute electronic documents held by organisations requiring similar capabilities for copyright protection.

I. АНАЛИЗ НА ПРОБЛЕМА

На практика много често възникват ситуации, в които трудът на дадени автори е използван без тяхно разрешение – било статии, мултимедия, снимков материал и други такива. Съществува електронния подпис и различни разработки основаващи се на технологиите за скриване на воден знак, бар кодове и други – но при анализа им те не могат да се справят с някои елементарни атаки позволяващи копиране на цели документи, както и отделни фрагменти от тях и с нищо не може да бъде защитен авторския труд. Разбира се електронния подпис дава сигурност, но когато и само един символ от документа е променен естествено показва, че документа е подправен – но нищо повече. Някои техники влагат воден знак скрит или явен с цел да бъде предпазен документа – но наличието на такива модерни програми за сканиране на текст и документи, като популярния Fine Reader обезсмислят почти всички опити в тази насока. Тези програми са с изключително прецизиран софтуер за разпознаване – оборудвани са с речници и много лесно се конвертира документа от снимков материал, отпечатан или електронен, дори с включена защита в него. А следващата крачка е много лесна за подмяна на част от текста и публикуването му като авторски.

Ето защо основните усилия се концентрираха върху създаване на алгоритъм затрудняващ в максимална степен от копиране и разпознаване – обратната задача на всички OCR програми. Съществуващите и публикувани [4],[5] и много не цитирани, но разгледани при анализа на задачата статии и решения с вграждане на воден знак или специални техники за скриване на точки в шрифта или разместване на частично редове, букви, сместване на интервали, субскрипт и суперскрипт в рамките на един или няколко пиксела, вграждане на скрити математични символи и други не дават добри резултати. От проведените изследвания 80% и повече от тези алгоритми стават жертва на най-мощната атака срещу всички водни знаци и подобни технологии, а именно сканирането на електрони документи или печатането на същите и последващо сканиране с цел махане на защитата вложена в тях чрез печат и последващо OCR сканиране и преобразуване в текст.

Приложение на такъв тип система може да бъде например при дистанционното обучение, както и при организации и автори позволяващи документите им да бъдат четени, но да не се използват с ко-

мерсиално значение без тяхно разрешение. При него в ролята на потребители са учениците, а учебниците и публикациите, които те искат да изтеглят са частна собственост на авторите със съответно авторско право. Желанието е тези документи да бъдат предоставени за ползване, но да не могат да се копират и разпространяват. И ако все пак някой реши да се възползва от интелектуалния труд то злоупотребата да може да бъде установена, а и да се създаде максимално затруднение на този които се опитва да копира нечии труд и да се обезсмисли в максимална степен начинанието му.

Това е едно от приложенията на подобна система, но тя може да бъде внедрена и на много други места.

II. ЦЕЛИ

2.1 Поставени цели

- Намирането на начин да се предпази текстов документ от копиране.
- Установяването на това дали е подправен.
- Разпознаването на целия или част от него.
- Разрешаването на свободното му четене.
- Автоматизация на горепосочените.

2.2 Анализ на поставените цели

Целите ще бъдат изпълнени ако за нарушителите бъде оставен само варианта да презапише документа.

2.3. Възможни решения на всеки от проблемите

За предпазването на текстовия документ от копиране - поставяне на парола за да се забрани достъпа до съдържанието; забраняване четенето, защото докато се разглежда документа може да бъде копиран.

За да се установи дали е променян - цифрово подписване.

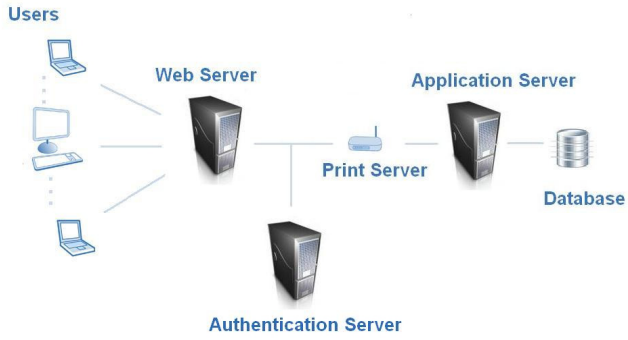
За разпознаване - сравнение с помощта на хеш функции или програми даващи разлики; скриване на информация

За свободно четене - никаква защита.

Както се вижда стандартните подходи за справяне със всеки от проблемите са до голяма степен взаимно изключващи се и трудно приложими за стандартен текстов документ, който има много ниско ниво на сигурност.

III. ОСНОВНИ ЕТАПИ НА РАЗРАБОТКА НА АЛГОРИТЪМА

3.1. Цялостна концепция за Web базирана система за защита на електронни документи



Фиг. 1

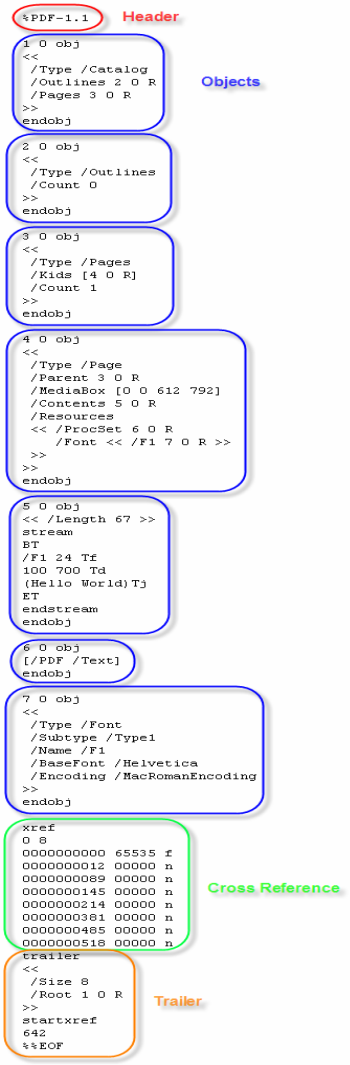
Архитектура на примерна система за защита

- **Потребители** отправящи заявки за изтегляне на даден файл
- **Web Server и Authentication Server** автентикират съответния потребител и проверява правата му
- **Print Server** – играе ролята на виртуален скенер. Той приема заявката за документа и я предава на Application Server-а за изпълнение и след това праща резултата отново на Web Server-а.
- **Application Server** – извършват основните изчисления и конвертиране на документите и добавяне на защитата
- **Database** – база от данни на която се държат документите

Обект на предложения алгоритъм

Предлаганото решение използва за база най-разпространения формат за преобразуване и предаване на електронни документи в Интернет, а именно PDF – разработка на Adobe. Този формат освен, че е най-разпространен дава и възможнос-

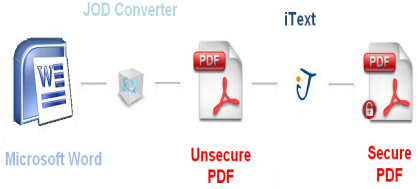
ти за допълнително вграждане на най-различни начини за защита на всякакви документи включително Flash, JPG, JPG2, поточно видео и други. Архитектурата е на един PDF е показан на фиг.2.



Фиг. 2

3.2 Бизнес логика

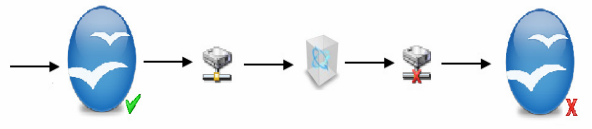
Бизнес логиката на предлаганото решение е показана на фиг. 3.



Фиг. 3

Първи етап на преобразуване

Конвертирането на документа до незащитен PDF е показано на фиг. 4.



Фиг. 4

Етапите на конветиране показани, на фигура 4 са:

- Стартира се Open Office като услуга
- Създава се сокет и прави конекция
- Конвертира се
- Прекъсва се конекцията
- Спира се Open Office

Като резултат се получава незащитен PDF документ с отворени възможности за вграждане на защита в него.

Втори етап на преобразуване

Формиране на защитен слой - етапи на формиране и вграждане на защитен слой са:

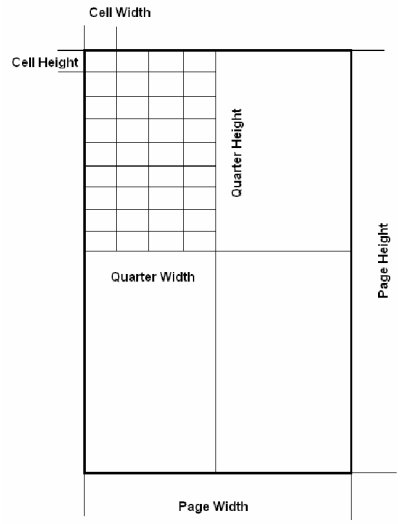
- Отваря документа и за всяка страница прави следното
- Прочита текста
- Генерира хеш стойността по определения алгоритъм в случая MD5
- Генерира маска
- Създава нов слой, който е невидим освен при опит за отпечатване
- Вграждане на маската в документа

В резултат се получава защитен PDF документ, който позволява при разрешени права за четене да бъде ползван, но не може да бъде отпечатан без съгласието на автора.

3.4 Кодиращ алгоритъм

Примерен вариант на кодиращия алгоритъм е показан на фиг. 5.

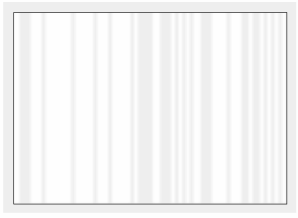
- Изображението се разделя на четири равни части
- Едната четвърт се разделя на толкова на брой равни клетки колкото са числата които трябва да се запишат в показания пример 32
- Генерира се ред от клетката според числото, което ще се записва.
- Числата са от 0 – до 15



Фиг. 5

Етапи на реализация на кодирането

На фиг.6 е показана примерна клетка, в която е кодирано числото 14



Фиг. 6

3.5 Декодиращ алгоритъм

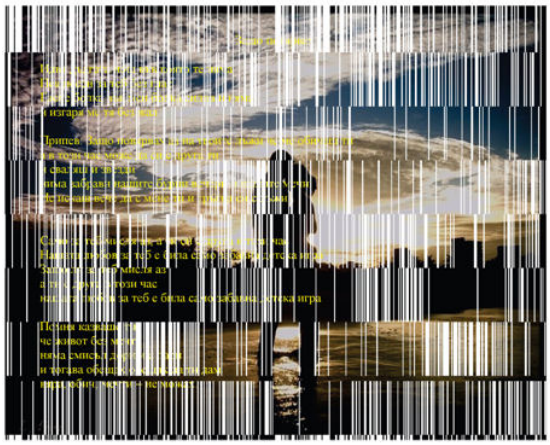
Декодиращия алгоритъм за вече кодиран PDF документ се състои от следните основни етапи:

- отваря документа и за всяка страница открива маската
- Декодира маската
- връща декодираната стойност

IV. РЕЗУЛТАТИ

В резултат на въздействие на реализираните подходи се получава защитен PDF документ, който изпълнява поставените цели. Има две нива на защита вградени в документа. Първото ниво на потребителя влязъл със с ограничени права му позволява се само да чете и разглежда документа. Второто ниво на защита не позволява на потребителя ако не е получил правата на собственика на документа го копира и отпечатва.

Резултатът от тези действия е показан на фиг. 7 Това е документ получен при опит за печат без авторски права.



Фиг. 7

На фиг. 8 е показан резултат при опит за сканиране с Fine Reader.

Фиг. 8

V. ИЗВОДИ И ЗАКЛЮЧЕНИЯ

- Предложения подход ни предоставя възможност да защитим текстови документи от копиране
- Показва по-добри резултати от другите разгледани алгоритми – до 15 - 20 процента разпознаваемост с OCR атака
- Съвместява идеите на криптографска защита и скриване на информация чрез само автентикационен подход
- Защитата се извършва на ниво страница, което позволява по-точно да се открие евентуална намеса на нарушителя
- Включване на парола на документа

- Премахване на възможностите за копиране
- Предлага големи възможности за бъдещо развитие и оптимизация

VI. НАСОКИ ЗА БЪДЕЩО РАЗВИТИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ

- Добавяне на функции за разпознаване в проценти на документа
- Възможност за по-детайлно ниво на кодиране. Слизане на ниво параграфи или изречения
- Възможно съчетаване на воден знак с разработения алгоритъм
- Съчетание на възможностите на PostScript технологията с разработения алгоритъм
- Премахване на възможност за Print Screen.
- Допълнителен анализ

ЛИТЕРАТУРА

[1] iText In Action – Creating And Manipulating PDF – Bruno Lowagie 2007
[2] Key Based Text Watermarking of E-Text Documents in an Object Based Environment Using Z-Axis for Watermark Embedding - World Academy of Science, Engineering and Technology 46 2008
[3] PDF Reference sixt edition - Adobe Portable Document Format version 1.7 November 2006
[4] Efficient Text Color Modulation for Printed Side Communications and Data Hiding - Paulo Vinicius Koerich Borges, Ebroul Izquierdo Queen Mary, University of London Multimedia and Vision Research Group London, UK
[5] Tamper-proofng of Electronic and Printed Text Documents via Robust Hashing and Data-Hiding - R. Villan, S. Voloshynovskiy, O. Koval, F. Deguillaume, and T. Pun Computer Vision and Multimedia Laboratory - University of Geneva
[6] http://java.com/en/
[7] http://netbeans.org/index.html
[8] http://www.pdfforge.org/pdfcreator
[9] http://code-industry.net/imageprinter.php
[10] http://www.adobe.com/
[11] http://www.foxitsoftware.com/pdf/reader/
[12] http://www.abbyy.com/
[13] http://www.high-logic.com/fontcreator.html
[14] http://bg.openoffice.org/
[15] http://www.artofsolving.com/opensource/jodconverter
[16] http://code.google.com/p/jodconverter/
[17] http://itextpdf.com/
[18] http://www.bouncycastle.org/

За контакти

инж. Георги Върбанов ас. в Катедра "Компютърни науки и технологии" при ФИТА на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, 104 тв
e-mail: gvarbanov@gmail.com

инж. Митко Митев студент магистър при ФИТА катедра КНТ на ТУ-Варна.
e-mail: mitkodm@abv.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Недялко Николов

ПРЕДСКАЗВАНЕ НА ВРЕМЕНАТА ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ НА СИМУЛАЦИОННИ ИЗЧИСЛИТЕЛНИ ЗАДАЧИ

PREDICTION OF SIMULATION TIME FOR COMPUTATIONAL TASKS

И. Пенев, А. Антонов

Резюме: Настоящият материал представя изследване на математически модел за предсказване на времето за изпълнение на клас симулационни изчислителни задачи. Получените времена се използват за ефективна реализация на такъв клас задачи при паралелно изпълнение в разпределена изчислителна среда.
Ключови думи: Монте Карло симулация, паралелно изпълнение, регресионен анализ

Abstract: This paper presents a study of mathematical model for predicting the execution time of a class of simulation computing tasks. The obtained values are used for implementation of this class of problems for parallel execution in a distributed computing environment.
Ключови думи: Monte Carlo simulation, parallel computing, data fitting

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Изследването е насочено към клас от задачи, свързани с обработка на статистически данни. Такива задачи се срещат в области като медицина, метеорология, управление на финансов риск и др. Тези задачи включват изпълнение на съответни симулационни анализи върху експериментални данни, съхранявани в подходящ източник. Целта е получаване на статистически оценки, които се използват за изучаване на процеси и явления. В много от случаите симулационните анализи, изпълнявани с различни множества от данни са независими помежду си. Налице е „естествен паралелизъм", който създава предпоставки за паралелна реализация на такъв клас от симулационни задачи с цел намаляване на времето за изпълнение в разпределена изчислителна среда.

Такива симулационни задачи са особено характерни за програмни системи, използвани от финансови институции. Тези системи изпълняват оценки на фондове, съставени от множество финансови портфейли. Оценките се използват за вземане на инвестиционни решения. Получават се чрез изпълнение на голям брой симулационни анализи, изпълнявани над позициите на всеки портфейл. Всяка позиция описва периодите на даден финансов инструмент (депозит, кредит, фонд, опция, бонд и др.). Освен това отделните портфейли са напълно независими помежду си, липсват зависимости по данни, поради което техните симулации могат да се изпълняват едновременно, т.е. паралелно.

За изпълнение на симулационен анализ на финансов портфейл е необходима информация за неговите позиции и периоди. Тази информация се съхранява в общ източник на данни (най-често база от данни). При паралелно изпълнение на симулации на портфейли се получава конкурентен достъп до източника, което е сериозно ограничително условие за ефективността на паралелната реализация [3].

Известни са множество методи, стратегии и подходи за увеличаване на ефективността на такъв клас финансови задачи чрез паралелна реализация. При тях се използват най-различни критерии и оценки за ефективно разпределяне на паралелните задачи в наличната разпределена изчислителна среда. Най-често тези оценки са динамични, получват се по време на изпълнение на симулациите, като се базират на натрупана информация за условията, в които се изпълняват задачите – например свободни хардуерни ресурси, заетост на ресурси, обем на входни данни и др [1, 2]. Не са известни обаче подходи, осигуряващи такова управление на паралелното изпълнение, при което симулаци-

онните задачи да имат минимален конкурентен достъп до общи ресурси.

Целта на изследването е да предложи и оцени математически модел, който формулира зависимост на времето за изпълнение на симулационен анализ на портфейл с една позиция от броя на периодите в портфейла. Моделът би могъл да се използва за предсказване на времената на изпълнение на анализи на портфейли с голям брой позиции и периоди за конкретна изчислителна архитектура. При априори известни времена за изпълнение може да се търси оптимално подреждане във времето на паралелните задачи, реализиращи анализите по начин, който да осигури минимален конкурентен достъп до общия ресурс.

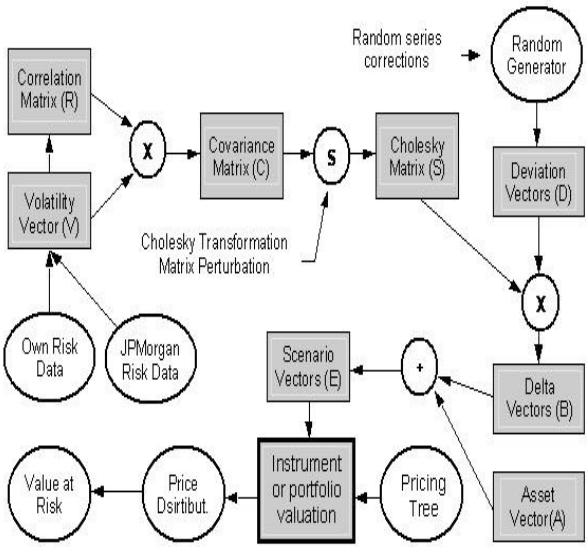
Експериментите са проведени с изчисление на рисковата стойност (т.е. оценка на пазарен риск) на прост финансов инструмент чрез използване на симулационен метод Монте Карло. Изследвана е зависимостта на времето за изчисление на рисковата стойност от броя на периодите на инструмента. Предложеният математически модел може да се използва за предварителна оценка на времето за изчисляване на риска на инструмент с голям брой периоди.

II. МОНТЕ КАРЛО СИМУЛАЦИЯ ЗА ОЦЕНКА НА ПАЗАРЕН РИСК НА ФИНАНСОВ ИНСТРУМЕНТ

Пазарният риск отразява несигурността за възвръщаемост на парични потоци, причинени от промени на пазарните условия (цени на активи, лихви и др.) за определен времеви интервал в бъдещето. Пазарният риск на една позиция или на портфейл от позиции се измерва чрез величина, наречена пазарна рискова стойност (market Value at Risk - VaR). Рисковата стойност се използва от банковите регулатори за налагане на изисквания към банките за поддържане на капиталов ресурс.

Един от най-мощните методи за изчисляване на рискова стойност (VaR) е Монте Карло. Симулационният анализ за изчисляване на VaR по метод Монте Карло се нарича още структурирана Монте Карло симулация и се среща във всички програмни системи за управление на пазарен риск. Същността на симулацията се изразява в построяване на разпределението на стойността на единствена позиция или финансов портфейл, агрегиращ множество позиции, чрез изпълнение на изчислителни процедури върху множество от възможни пазарни сценарии, придобити от данни за минали исторически периоди.

Изчислителните процедури на Монте Карло симулацията са дефинирани от методиката Риск Метрикс. Изпълнява се следната последователност от действия (фиг.1.):



Фиг. 1. Структурирана Монте Карло симулация

1. Извличат се статистически данни за пазарни обекти (напр. нива на лихви, цени и др.). За тях се генерират вектор с волатилности (V) и корелационна матрица (R) .
2. Чрез матрично умножение на корелационната матрица и вектора с волатилности се получава ковариационна матрица (C).
3. От ковариационната матрица се получава матрица на Шулески (S) по следния начин: SxS' = C, където S' – транспонирана матрица
4. Генерират се изменения на пазарните обекти. Методиката приема, че тези изменения имат нормално разпределение (следват нормален

закон на разпределение). Използва се генератор на случайни числа. В резултат се получават вектори с изменения (Deviation vectors - D).

5. От умножение на матрицата на Шулески и векторите с отклонения се получават т.нар. делта вектори (Delta vectors - B). Тези вектори отчитат ковариацията между всяка двойка пазарни обекти. Състоят се от нормално разпределени, корелирани отклонения на пазарните обекти.
6. Делта векторите се прилагат върху векторите със стойности на анализирания пазарен обект. В резултат се получават вектори със сценарии за изчисляване на стойността, оценяваща позицията или портфейла.
7. Стъпка 6 се изпълнява итеративно (5000...10000 повторения). Сценариите се използват за изчисление на стойности на оценяваната позиция (инструмент). Построява се разпределение на стойността в определен брой малки числови интервали. Рисковата стойност (VaR) се получава от плътността на разпределението при отчитане на ниво на доверителност (confidence percentage), напр. 1%. Рисковата стойност е разликата между средната оценъчна стойност на оценяваната позиция (портфейл) и стойността от разпределението, съответстваща на зададеното ниво на доверителност (фиг. 2).

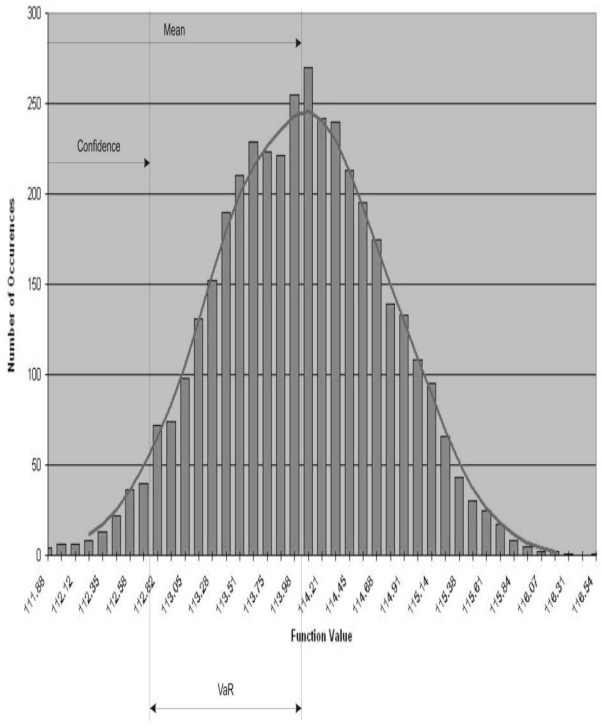
Монте Карло симулацията се разделя условно на два етапа. Първият етап включва построение на финансовия обект, а вторият представлява изпълнение на анализа и изчисление на оценъчни стойности за позицията. Общото време за изпълнение на симулацията е сумата от времената за изпълнение на двата етапа.

Времето за изпълнение зависи от два фактора – обема на данни за оценявания пазарен обект и броя на повторенията (итерациите) при изчисление на оценъчната стойност на позиция (портфейл). Математическият модел, дефиниран от методиката Риск Метрикс гарантира високо качество на отклоненията на стойностите на анализираните пазарни обекти, което предотвратява необходимостта от голям брой повторения при изпълнение на симулацията.

Следователно е възможно да се търси зависимост на времето за изпълнение от броя на периодите на симулирания инструмент, чрез която с определена точност да се предсказва времето за изпълнение на инструменти с голям брой позиции.

Представеният експеримент изследва процеса на Монте Карло симулация за определяне на пазарния риск на прост финансов инструмент. Симулацията е проведена с различен брой периоди. Изследва се зависимостта на времето за изпълнение на симулацията от броя на периодите на оценявания инструмент.

За формулиране на математическия модел е използван регресионен анализ. Броят на периодите на финансовия инструмент се разглежда като факторен признак в анализа, а времето за изпълнение на симулацията като резултативен признак.



Фиг.2. Определяне на рисковата стойност (VaR)

III. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Измерени са времената за изпълнение на Монте Карло симулация на пазарния риск на финансов инструмент при промяна на броя периоди. Резултатите са нанесени в таблица.

Графиката на зависимостта (фиг. 3) дава основание да се предположи линейна зависимост между изследваните величини. Следователно се търси функция във вида:

$y = a + bx$,

x – брой периоди на оценявания инструмент (факторен признак)

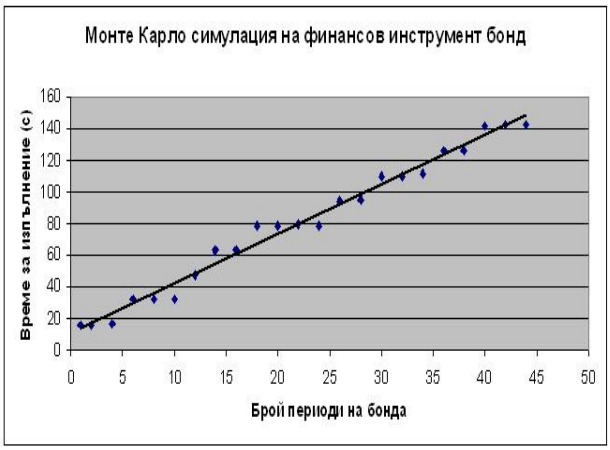
y – време за изпълнение на Монте Карло симулацията (резултативен признак)

b – коефициент на регресия

a – свободен член

Таблица 1. Монте Карло симулация

Брой периоди	Време за построение (с)	Време за изчисление (с)	Общо (с)
1	15	0.75	15.75
2	15	0.734	15.734
4	16	0.797	16.797
6	31	0.875	31.875
8	31	0.922	31.922
10	31	0.937	31.937
12	47	0.969	47.969
14	62	0.985	62.985
16	62	1.047	63.047
18	78	1.016	79.016
20	78	1.032	79.032
22	78	1.093	79.093
24	78	1.063	79.063
26	93	1.109	94.109
28	94	1.078	95.078
30	109	1.094	110.094
32	109	1.11	110.11
34	110	1.125	111.125
36	125	1.172	126.172
38	125	1.156	126.156
40	141	1.14	142.14
42	141	1.219	142.219
44	141	1.297	142.297



Фиг. 3. Симулация на финансов инструмент с различен брой периоди

Стойностите на коефициентите a и b се определят чрез решаване на следната система уравнения.

$$\begin{cases} \sum y = n.a + b.\sum x \\ \sum x.y = a.\sum x + b.\sum x^2 \end{cases}$$, където n е брой измервания.

След решаване на уравненията се формулира аналитичен вид на търсената функция $y = f(x)$.

$y = 3{,}13x + 10{,}73$.

Определят се стойности на следните параметри, оценяващи получения регресионен модел. Те използват средната стойност $\bar{y}$, както и разликите между теоретична и емпирична стойност $\left(y_i - \hat{y}_i \right)$.

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \left(y_i - \bar{y} \right)^2}{n}} = 41{,}64$$ – стандартно отклонение

$$s_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \left(y_i - \hat{y}_i \right)^2}{n}} = 5{,}29$$ – стандартна грешка на оценката

$$\frac{s_y^2}{\sigma_y^2} = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left(y_i - \hat{y}_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{n}\left(y_i - \overline{y}\right)^2} = 0{,}02$$ – общо разсейване

$$\rho = \sqrt{1 - \frac{s_y^2}{\sigma_y^2}} = 0{,}99$$ – коефициент на корелация.

Полученият коефициент на корелация показва много голяма степен на зависимост на резултативния от факторния признак.

IV. РЕЗУЛТАТИ И ИЗВОДИ

Предложеният анализ може да се използва за предсказване на времената за изпълнение на сложни симулационни анализи над множество от портфейли в програмните системи на финансови институции, а също и при задачи от различни области, свързани с обработка на големи обеми от данни.

Когато времената за изпълнение са известни, могат да се прилагат подходи за подходящо разместване на задачите по времевата ос така, че да се постигне минимално конкуриране при достъп до общия ресурс [4, 5].

ЛИТЕРАТУРА

[1] S.C. Perry, R. H. Grimwood, D. J. Kerbyson, E. Papaefstathiou, G. R. Nudd. Performance optimization of financial option calculations. Parallel Computing, 2000, vol. 26, p. 623 - 639

[2] D. A. Reed. Scalable performance analysis: the pablo analysis environment, Proceedings of the Scalable Parallel Libraries Conference. IEEE Computer Society, 1993

[3] I. Penev, A. Antonov. Realization of Portfolio Management System in a distributed computing environment. International Scientific Conference Computer Science. Sofia, 2009

[4] I. Penev. A strategy for management of parallel jobs with concurrent access to a common data source in a distributed computing environment. Informatics in Scientific Knowledge. Varna Free University, 2010

[5] I. Penev. Programming environment for management of parallel jobs with concurrent access to a common data source. ICEST 2010. Ohrid, Macedonia, 2010

За контакти

инж. Анатолий Антонов, доцент д-р в катедра „Компютърни науки и технологии”
e-mail: antonov@eurorisksystems.com

инж. Ивайло Пенев, асистент в катедра „Компютърни науки и технологии”
e-mail: ivailopenev@yahoo.com

Рецензент: доц. д-р инж. Недялко Николов

SOLVING VAGUELY DEFINED ASSIGNMENT PROBLEMS

РЕШАВАНЕ НА НЕТОЧНО ДЕФИНИРАНИ ПРОБЛЕМИ ПРИ РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА РЕСУРСИ

M. Moškon, M. Scopchanov, O. Farhi, N. Zimic, M. Mraz

Резюме: Един от начините за решаване на задачи за разпределение на ресурси е да се използва унгарски алгоритъм (известен също като алгоритъм на Кун-Мункрес). Неговата първоначална версия обаче, е в състояние да работи само с точно зададени величини. Това представлява сериозен проблем в много реални задачи, тъй като естеството им е такова, че данните са зададени неточно (т.е. размито) и конкретизирането може да доведе до голем разход на време и средства. В статията се описва разширение на унгарския алгоритъм с използване на размита логика. Направено е сравнение между резултатите от прилагането на основната и размитата версия на предложения алгоритъм при една и съща задача.
Ключови думи: размита логика, разпределение на ресурси, унгарски алгоритъм

Abstract: One way to solve assignment problems is to use the Hungarian algorithm (also known as Kuhn-Munkres algorithm). Its original version however is only able to deal with precisely defined inputs. This presents a major issue in many real-life scenarios since the nature of the assignment problems is such, that inputs are commonly defined only vaguely (i.e. fuzzily). In order to solve the task, their precise formalization is needed, which is normally far from being a straightforward procedure and can present large costs in the meaning of time and money. This paper describes an extension to the Hungarian algorithm using fuzzy logic. A comparison is made between the results from applying its crisp (i.e. basic) and fuzzy (i.e. extended) version on the same problem.
Keywords: assignment problems, fuzzy logic, hungarian algorithm

I. INTRODUCTION

Cost minimization in many real-life problems is often associated with optimal resource assignment. The optimal assignment of *n* resources to *m* demands is so called assignment problem [1]. Each assignment of a specific resource to a specific demand has its own cost. Appropriate resource from the set of resources available has to be assigned to each of the demands in the way that the cost of the whole assignment is minimal. The naive approach to solve this problem would be the exhaustive search of the solution space (i.e. brute force solution), but would lead us to exponential time complexity. The assignment could on the other hand be made in polynomial time with Hungarian algorithm [2,3,4]. The original version of this algorithm is only able to solve exactly defined assignment problems. On the other hand there is a lack of exact knowledge in many real-life scenarios. These problems are therefore often vaguely defined, i.e. by imprecisely defined demands, or imprecisely defined resources or even both. It is well known that fuzzy logic can successfully cope with such data [5,6,7,8]. Hungarian algorithm can thus be extended in order to cope with vaguely defined assignment problems.

Here we describe the assignment problem and the basic version of Hungarian algorithm which was firstly presented by Harold Kuhn [2]. The basics of fuzzy logic are also presented and the extension of Hungarian algorithm to Fuzzy Hungarian algorithm which successfully copes with vaguely defined assignment problems. Its usage is justified by the comparison of the results between the basic Hungarian algorithm and its extended (i.e. fuzzy) version on the same problem.

II. ASSIGNMENT PROBLEM

Assignment problem [1] is a combinatorial optimization problem where *n* resources have to be assigned to *m* demands (where $n \geq m$) and optimality is defined with minimal cost of the assignment. Each assignment of a certain resource to a certain demand has its own cost. We can present the assignment problem with so called cost matrix (see

Fig. 1).

	d_1	d_2	.	.	.	d_m
r_1	c_{11}	c_{11}	.	.	.	c_{11}
r_2	c_{11}	c_{11}	.	.	.	c_{11}
.	.	.	.			.
.	.	.		.		.
.	.	.			.	.
r_n	c_{n1}	c_{n2}	.	.	.	c_{nm}

Fig. 1. Presentation of assignment problems with cost matrix, where c_{ij} presents the cost of the assignment of resource r_i to the demand d_j.

To each of the demands exactly one resource has to be assigned and each of the resources has to be chosen at most once. We can calculate the cost function of a specific assignment as the sum of all costs in the assignment made. Optimality is achieved when an assignment with a minimal value of cost function is found.

III. METHODS

3.1. Hungarian Algorithm

Hungarian algorithm [2,3,4] is a combinatorial optimization algorithm which finds optimal assignment in $O(n^3)$ time. In fact, it was shown that it is possible to find optimal assignment with improved Hungarian algorithm even faster [9], but for the reasons of simplicity its basic version is presented here. We can describe it with the following steps:

1. Transfer the cost matrix to square matrix with the introduction of new fictional demands if number of resources is bigger than number of demands (assignments of the resources to fictional demands must have cost that is larger than maximal cost in the matrix).
2. Subtract the minimal element of each row from all elements in the same row.
3. Subtract the minimal element of each column from all elements in the same column.
4. Select rows and columns across which you draw lines, in a way that all the zeros are covered and that number of lines is minimal.
5. Find a minimal element that is not covered by any line. Add its value to each element covered by both lines and subtract it from each element that is not covered by any line. Go back to step 4.
6. Assign resources to demands starting in the top row. Assign a resource only when there is only one zero in a row. As you make an assignment delete a row and a column from which you have made it. If there is no such assignment possible, move to the next row. Stop when all assignments have been made. If you reached the bottom of the matrix, proceed to next step.
7. Assign resources to demands starting in the leftmost column. Assign a resource only when there is only one zero in a row. As you make an assignment delete a row and a column from which you have made it. If there is no such assignment possible, move to the next column. Stop when all assignments have been made. If no assignments were made in this step, choose a random zero value and make an assignment. Proceed to step 6.

3.2. Fuzzy Logic

Fuzzy logic is the natural way of dealing with data. It focuses on the significance of the information, rather than the actual values. For that reason fuzzy logic is successfully applied for processing of imprecise data, as in our case. The overall idea is to use verbal terms (for example – enough, good, small and so on), instead of physical quantities (e.g. 0.34m, +48.7°C, 2e-5F). This kind of substitution is called fuzzyfication and is done by using fuzzy sets.

Considering the classical set (1)

$$A = \{x \mid x < 3\} \tag{1}$$

the fuzzy set could be regarded as an extension (2) to it.

$$A = \{x, \mu_A(x) \mid x \in X\}, \tag{2}$$

where $\mu_A(x)$ is called the membership function of x in A. The membership function maps each element of X to a membership value between 0 and 1.

The processing then uses fuzzy rules, exploiting standard logic *AND*, *OR* and *NOT* functions, but in their corresponding fuzzy form (3-5).

$$\mu = \min(\mu_A, \mu_B) \quad (3)$$

$$\mu = \max(\mu_A, \mu_B) \quad (4)$$

$$\mu = 1 - \mu_A \quad (5)$$

Obtaining back crisp values from the fuzzy output is done using one of the known defuzzification methods [6].

IV. FUZZY HUNGARIAN ALGORITHM

Basic version of Hungarian algorithm was extended with fuzzy logic methods in order to efficiently solve vaguely defined assignment problems. Fuzzy Hungarian algorithm finds a solution where suitabilities of each resource to each demand are optimal (i.e. maximal possible). We can describe the fuzzy Hungarian algorithm through five phases.

4.1. Demands formalization

Each of the demands requires exactly one resource with at least one given property. Demands and required properties must therefore be identified. Exact definition of demands can be a very difficult or sometimes even impossible task to perform. On the other hand our algorithm supports vaguely – fuzzily defined demands and therefore overcomes this barrier. In addition algorithm also supports crisp demand property definition.

4.2. Resources formalization

Resources and their properties also have to be identified. Our method supports fuzzy and crisp identification of each resource property.

4.3. Formation of fuzzy rules

The suitability of each resource to each demand has to be calculated using the fuzzy rule set. Rules are established regarding fuzzy demands. Each property that is about to be dealt fuzzily has to be defined as a fuzzy variable. Fuzzy variables are included in fuzzy rules. Suitability of each resource to each demand can be calculated using the values of fuzzy properties of each resource as inputs to fuzzy rule set.

4.4. Suitability matrix construction

Using the previously constructed fuzzy rule set fuzzy suitabilities of each resource to each demand can be calculated. These values have to be deffuzified in order to use them in a combination with Hungarian algorithm. We can construct a suitability matrix (i.e. matrix of suitabilities – Fig. 2) using the defuzzified (crisp) values.

	d_1	d_2	.	.	.	d_m
r_1	s_{11}	s_{11}	.	.	.	s_{11}
r_2	s_{11}	s_{11}	.	.	.	s_{11}
.	.	.	.			.
.	.	.		.		.
.	.	.			.	.
r_n	s_{n1}	s_{n2}	.	.	.	s_{nm}

Fig. 2. Suitability matrix of fuzzy assignment problem, where s_{ij} presents the crisp suitability of resource r_i to the demand d_j.

4.5. Solution calculation

In order to solve the problem using the basic version of Hungarian algorithm cost matrix has to be calculated from the given suitability matrix. The calculation of cost matrix is straightforward and is performed using the following equation:

$$c_{ij} = M - s_{ij}; \forall i : i \in \mathrm{N}, 1 \le i \le n, \forall j : j \in \mathrm{N}, 1 \le j \le m \quad (6)$$

where M is maximal element value in the suitability matrix (in our example M equals 1). Having a cost matrix, problem can be solved using the algorithm described in Section 3.1.

V. EXPERIMENTS

The behavior of our method was tested on a training set of Slovenian Army urgent

missions. The goal of the algorithm was to make a vehicle convoy formation where the algorithm had to decide which vehicles to use based on the chosen mission. Each mission therefore defined the demands, which were inputs for the algorithm and were vaguely defined in many cases. Vehicles, which were at disposal, presented the resources that could be chosen for the mission. Vehicles were specified by several parameters which were mostly dependent on their technical characteristics. We were also dealing with vaguely defined parameters like *purpose* of the vehicle (urban, long distance or all-terrain vehicle). Algorithm was tested on several training sets of demands and several sets of available vehicles. The basic version of Hungarian algorithm was unable to make an appropriate assignment in many cases while its fuzzy version made an optimal assignment in all cases.

VI. CONCLUSION

Hungarian algorithm was extended with fuzzy logic methods in order to be able to solve vaguely defined assignment problems without their exact formalization. The methods used in an extended version of the algorithm were described here. Algorithm was tested on the training set from real-life scenarios from Slovenian army. Comparison among results of its basic version was also made. Good results, escpecially in comparison with crisp Hungarian algorithm justified the usage of Fuzzy Hungarian algorithm in potential future applications.

REFERENCES

[1] S. Martello R., *Assignment Problems*.: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2009.

[2] H. W. Kuhn, "The Hungarian Method for the assignment problem," *Naval Research Logistic Quarterly*, vol. 2, pp. 83-97, 1955.

[3] J. Munkres, "Algorithms for the Assignment and Transportation Problems," *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 5, pp. 32-38, 1957.

[4] Harold W. Kuhn,.: Springer Berlin Heidelberg, 2010, ch. The Hungarian Method for the Assignment Problem, pp. 29-47.

[5] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," *Journal of Information and Control*, vol. 8, pp. 338-353, 1965.

[6] D. Dubois and H. Prade, *Fuzzy Sets and Systems: Theory and Applications*.: Academic Press, 1980.

[7] Timothy J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, 2nd ed.: Wiley, 2004.

[8] Michael Hanss, *Applied Fuzzy Arithmetic: An Introduction with Engineering Applications*.: Springer, 2005.

[9] M. B. Wright, "Speeding up the Hungarian algorithm," *Computers and Operations Research*, vol. 17, pp. 95-96, 1990.

Contacts

Miha Moškon, Faculty of Computer and Information Science, 25 Tržaška cesta, SI-1001 Ljubljana, Slovenia
email: miha.moskon@fri.uni-lj.si

Рецензент: доц. д-р инж. Велко Наумов

ВИДЕО БАЗИРАНО МАШИННО ЗРЕНИЕ ЗА ПРОМИШЛЕН МАНИПУЛАТОР

VIDEO BASED MACHINE VISION FOR INDUSTRIAL ROBOT ARM

М. Скопчанов, Хр. Христосков, Е. Драганова, О. Фархи

Резюме: В редица промишлени приложения на роботизираните манипулатори обработваните детайли нямат фиксирана позиция. Това може да бъде в следствие на разместването им при придвижване по поточна линия. Тогава е необходимо позицията на детайла да се определи и роботът да се придвижи до нея. За автоматично определяне на позицията на детайлите е удачно да се използва машинно зрение. В настоящата статия се разглежда система за машинно зрение, базирана на обработка на изображения, постъпващи от видеокамера. Изследвана е работата на предложената система, наред с алгоритъм за позициониране на роботизирания промишлен манипулатор.
Ключови думи: видео, MATLAB, машинно зрение, промишлени роботизирани манипулатори

Abstract: In many industrial applications of robotic manipulators processed parts have no fixed position. This may be due to their displacement while moving on a conveyor belt. It is necessary then to estimate the position of the workpiece and move the robot arm towards it. It is appropriate to use a machine vision in order to achieve this goal. This paper introduces a system for video based machine vision as well as an algorithm for positioning of the industrial robot manipulator.
Keywords: video, MATLAB, machine vision, industrial robot arm

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Машинното зрение може да се разглежда като съвкупност от един или повече методи за възприятие на околната среда, съчетани с алгоритми за извличане на полезна информация от постъпилите данни. Процесът на възприятие се осъществява от система за сбор на данни, използваща различни по естество датчици. Несъмнено най-голямо количество информация за обкръжението се получава от видео изображения. Интерес представляват задачите, при които изображението от видеокамера се обработва от система за машинно зрение, без наличие на човек-оператор.

II. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Разглежданата в настоящата статия задача изисква позициониране на промишлен манипулатор от тип SCARA (фиг. 1), намиращ приложение в процесите на сглобяване и подреждане на детайли. За целта е необходимо да се разработи система за видео базирано машинно зрение, определяща позицията на детайл върху работно поле и придвижване на манипулатора до тази позиция.

Задачата се решава при следните ограничения:

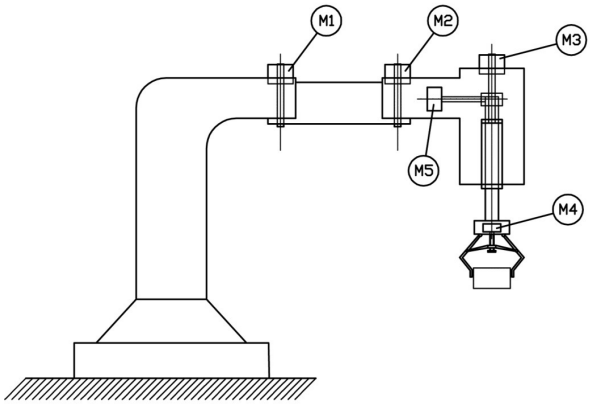
а) детайлът е неподвижен върху работното поле;

б) цветът на детайла е откроим спрямо фона.

Фиг. 1. Общ вид на манипулатор тип SCARA - РК-02-П

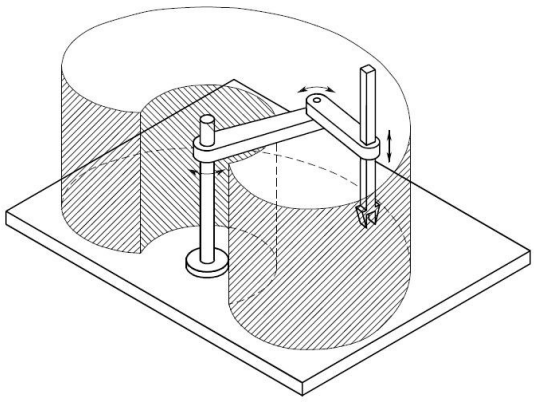
1. Промишлен манипулатор РК-02-П

Предназначението на промишления манипулатор РК-02-П е преместване на детайл от конвейрна лента към машина за фрезова обработка и обратно. Манипулаторът се задвижва от 5 стъпкови двигателя (фиг. 2), всеки от който е свързан към редуктор със съответното предавателно число. Всички двигатели са биполярни, със стъпка 1.8°, или 200 стъпки на оборот.



Фиг. 2. Схематично представяне на РК-02-П

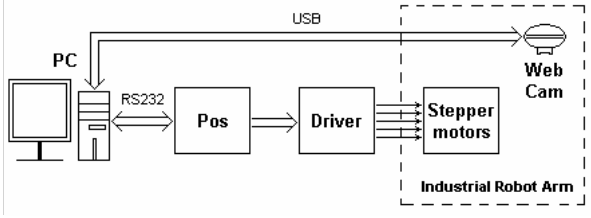
От всичките 5 двигателя в настоящата статия е описано използването само на М1 и М2, задвижващи „раменете" на манипулатора. Това е необходимо за решаване на задачата за позициониране на захващача над детайл. Полето на действие на тази конструкция е показано на фигура 3.



Фиг. 3. Поле на действие на РК-02-П

2. Елементи на системата за управление

Управлението на промишления манипулатор се извършва от персонален компютър (PC), свързан чрез сериен интерфейс RS232 към модул за позициониране (Pos), изграден на база микроконтролер Atmega8515 на фирма Atmel (фиг. 4). Сигналите от модула за позициониране се подават към драйвер за управление на стъпковите двигатели на манипулатора, осигуряващ захранващо напрежение до 40V и ток на фаза до 2.5A.

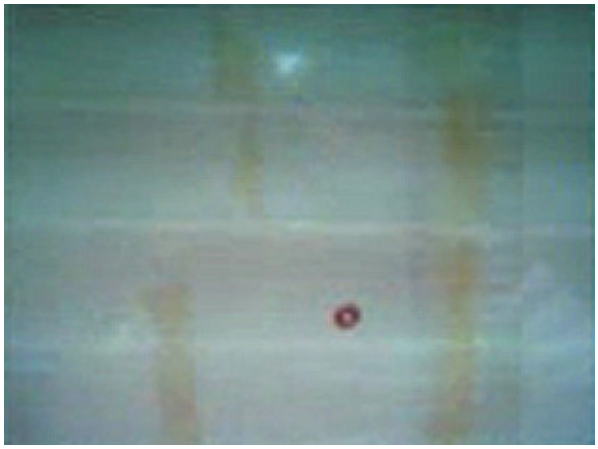


Фиг. 4. Система за управление на промишления манипулатор

Към промишления манипулатор е прикрепена уеб камера, свързана към USB порта на персоналния компютър. Изображението от камерата се обработва в среда MATLAB.

III. ОБРАБОТКА НА ВИДЕО ИЗОБРАЖЕНИЕТО

Върху бяла работната площ е разположена точка с червен цвят, имитираща наличие на детайл. Положението на детайла спрямо рамото на робота може да се променя. Видеокамерата прави снимка на полето под манипулатора (фиг. 5), след което се изчисляват координатите на детайла.



Фиг. 5. Свързване на видеокамера към персонален компютър

За да не се влияе обработката на изображението от околната осветеност, необходимо е цветовият анализ да се направи независим по отношение на интензитета на излъчване. Това се постига чрез въвеждане на нормирани цветови координати r, g и b, съответно за червената, зелената и синята компоненти на изображението. Сумата от стойностите на трите координати е равна на единица. Нормираните координати се изчисляват съгласно формули (1) до (3).

$$r = \frac{R}{R+G+B} \quad (1)$$

$$g = \frac{G}{R+G+B} \quad (2)$$

$$b = \frac{B}{R+G+B} \quad (3)$$

От нормираното изображение се отделят точките с червен цвят, чрез сравнение с прагова стойност. Резултати от сравнението се усредняват и така се получават координатите на детайла.

Описанато обработка на изображението е реализирана програмно като отделна функция в Matlab – my_seek(), със следния програмен код:.

```
function [part_x, part_y] = my_seek(h)

M = size(h, 2);
N = size(h, 1);
pix = zeros(1, 3);

part_x = 0;
part_y = 0;
cx = 0;
cy = 0;

for m = 1:M
    for n = 1:N
         if ((h(n,m,1) ~= 0) || (h(n,m,2) ~=
0) || (h(n,m,3) ~= 0))
            r = double(h(n, m, 1));
            g = double(h(n, m, 2));
            b = double(h(n, m, 3));
            pix(1, 1) = r/(r + g + b);
            pix(1, 2) = g/(r + g + b);
            pix(1, 3) = b/(r + g + b);

        if (pix(1,1) > 0.4) && (pix(1,2) <
0.3) && (pix(1,3) < 0.3)
                part_x = part_x + m;
                part_y = part_y + n;
                cx = cx + 1;
                cy = cy + 1;
            end
        end
    end
end

part_x = part_x/cx;
part_y = part_y/cy;
```

IV. ПОЗИЦИОНИРАНЕ НА МАНИПУЛАТОРА

След като се определят координатите на детайла, манипулаторът се придвижва така, че детайлът да попадне в центъра на изображението, което при неподвижен детайл означава, че рамото е позиционирано точно над него. За целта се стартира итеративна процедура състояща се от следните стъпки:

1. Избор на произволна посока на движение на рамото, задвижвано от М2.
2. Заснимане на работната площ и определяне на координатите на детайла (x_1, y_1).
3. Изчисляване на разстоянието d_n между позицията на детайла (x_1, y_1) и целевата позиция (x_0, y_0), съгласно (4).

$$d_n = \sqrt{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2} \quad (4)$$

4. Преместване на рамото, задвижвано от двигател М2 в избраната посока.
5. Заснимане на работната площ и определяне на координатите на детайла (x_2, y_2).
6. Изчисляване на разстоянието d_{n+1} между позицията на детайла (x_2, y_2) и целевата позиция (x_0, y_0), съгласно (5).

$$d_{n+1} = \sqrt{(x_2 - x_0)^2 + (y_2 - y_0)^2} \quad (5)$$

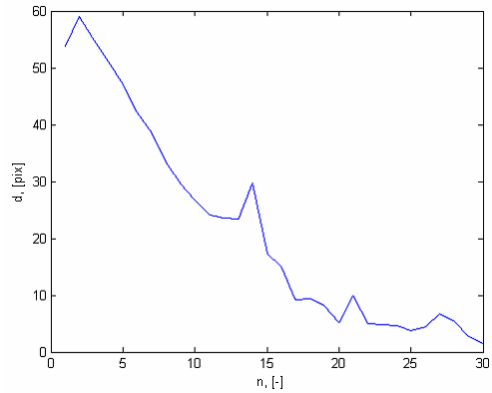
7. Ако $d_{n+1} < d_n$, то $d_n = d_{n+1}$ и се извършва преход към стъпка 4, иначе - $d_n = d_{n+1}$ и сменя се посоката. Ако това е първата смяна – извършва преход към стъпка 4, иначе стъпковият двигател премества рамото с една стъпка назад и процедурата спира.

След приключване на процедурата се стартира нова, аналогична на гореописаната, но с преместване на задвижваното от М1 рамо. Така двете рамена се редуват, докато разстоянието между текущите координати на детайла и целевата позиция стане по-малко от предварително зададен праг *threshold* (6).

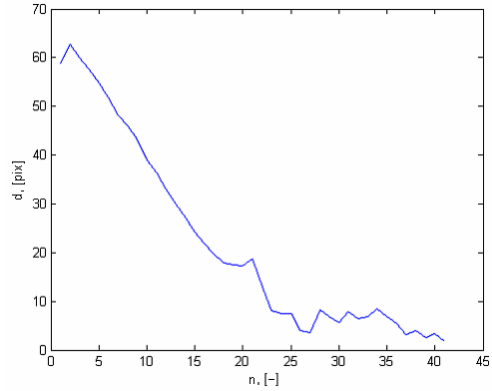
$$d_{n+1} < threshold \quad (6)$$

V. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

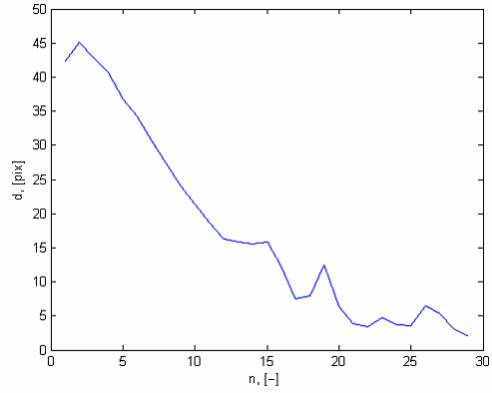
Изследвано е движението на промишления манипулатор при различни начални положения на ръцете, като изменението на разстоянието d е показано на графиките от фигура 6. а), б) и в).



а)



б)



в)

Фиг. 6. Изменение на разстоянието d в зависимост от номера на итерацията при различни начални положения на двете рамена на манипулатора

От проведените опити и снетите стойности за разстоянието d се вижда че манипулатора се премества в желаната посока до достигане на желаната позиция. Отклоненията, които се наблюдават се дължат на първоначалното преместване на рамото в произволна посока, за да може да се определи дали това е вярната посока или не. Когато стойността d е по – голяма от предходната манипулатора си сменя посоката на движение и това се повтаря до позициониране на ръцете в желаната позиция.

IV. ИЗВОДИ И ЗАКЛЮЧЕНИЯ

Средата за инженерни изчисления MATLAB чрез вградените в нея Image Acquisition Toolbox и Image Processing Toolbox предлага удобен начин за визуализация, обработка и съхраняване на изображения, постъпващи от видеокамера, като същевременно могат да се използват стандартните ù функции и език за програмиране, добили известност сред научната общност. По тази причина е удачно използването ù за разработка на алгоритми за машинно зрение в роботиката и в частност мобилните роботи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Гочев Г., Компютърно зрение и невронни мрежи, София, 1998г.
[2] Скопчанов М., Е. Драганова, „Изобразяване на поток от видео данни в потребителски прозорец в среда MATLAB”, Варна, 2010
[3] Ferrary R.J., H. Zhang, C.R. Cube, Real-time Detection of Stream in Video Images, Pattern Recognition, 2006
[4] Matlab R2006b User’s guide – Image Acquisition Toolbox, Mathworks Inc., 2006
[5] Poggio T., C. Shelton, Machine Learning, Machine Vision, and the Brain, Cambridge, Massachusetts, 1999
[6] http://www.mathworks.com

За контакти

д-р инж. Михаил Скопчанов, гл. ас. в Катедра ”Автоматизация на производството” при ФИТА на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, 520НУК, e-mail: scopchanov@tu-varna.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Велко Наумов

АДАПТИВНО НЕВРОННО БЕЗСЕНЗОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОННО ЕЛЕКТРОЗАДВИЖВАНЕ

ADAPTIVE NEURAL SENSORLESS CONTROL OF ASINCHRONOUS ELECTRICAL DRIVE

Е. Маринов, Ж. Жеков

Резюме: Разгледани са проблемите за реализацията на директно адаптивно невронно безсензорно управление в съчетание с векторния принцип на управление на асинхронен двигател. Предложена е опростена структура на невронния регулатор. Извършени са симулационни изследвания на системата, показващи задоволителната й работа при входни въздействия, изменящи се в широк диапазон

Ключови думи: Невронни мрежи, адаптивно управление, безсензорно векторно управление, оценител на скоростта и потокосцеплението, асинхронен двигател

Abstract: In this paper are presented the problems for realization of direct adaptive sensorless neural control in combination with vector principle for induction motor control. Simplified structure of neural controller is proposed. Simulation research confirmed sufficient system performance at wide range input signal variation are done.

Keywords: neural networks, adaptive control, sensorless vector control, speed and flux estimation, induction motor

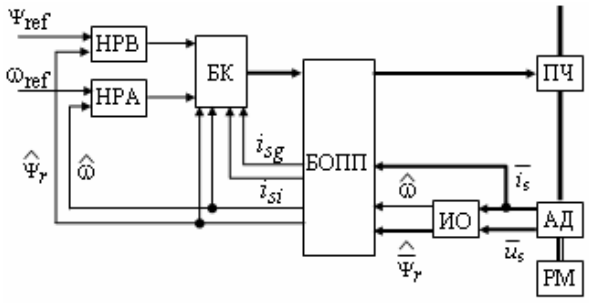
I. ВЪВЕДЕНИЕ

Асинхронните електрозадвижвания с векторно управление се отличават с големи регулировъчни възможности и високи динамични и статични показатели. Едновременно с това характерно за тези системи е тяхната сложност, както и наличието на множество нелинейни блокове. Това ги прави интересен и целесъобразен обект за прилагане на невронни мрежи за решаване на задачите, свързани с изграждането на адаптивни регулатори [1÷5]. В редица случаи използването на датчик на скорост е нежелателно поради оскъпяване на системата, понижаване на надеждността или технологични ограничения. Ето защо в последното десетилетие се наблюдава повишен интерес към безсензорните електрозадвижвания, при които сигналът по скорост се възстановява по измерените напрежения и токове на двигателя [6÷10].

В статията е разгледана една възможност за реализация на асинхронно електрозадвижване с адаптивно безсензорно невронно управление, основаващо се на двуканална структура на системата за управление (канал на скоростта и канал на роторното потокосцепление) и използване на еталонен и невронен модел на обекта, и оценител на скоростта, роторното потокосцепление и активните съпротивления на двигателя.

II. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Обобщената функционална схема на предлаганата система с адаптивно невронно управление е показана на фиг.1.



Фиг.1. Обобщената функционална схема на системата

На фигурата са използвани означенията: АД – асинхронен двигател; ; РМ – работен механизъм; ПЧ - преобразувател

на честота; ИО – итеративен оценител; БОПП – блок за ориентация и преобразуване на променливите; БК – блок за компенсация; НРА, НРВ – невронни регулатори сиответно на активния и възбудителния канал; ω,Ψ_r, i_{si}, i_{sg} - ъглова скорост, роторно потокосцепление, активната (моментообразуваща) и възбудителна съставящи на статорния ток на двигателя, ω_{ref},Ψ_{ref} – задаващи въздействия.

Електромеханичните процеси в АД и РМ (при едномасова механична част), в неподвижно свързана със статора α – β координатна система, се описват със следните уравнения представени в комплексна форма:

$$\bar{u}_s = R_e(T_e p+1)\bar{i}_s - \frac{R_r L_m}{L_r^2}\bar{\Psi}_r + j\frac{L_m}{L_r}p_p\omega_r\bar{\Psi}_r$$

$$(1)\quad \bar{i}_s = \frac{1}{L_m}(T_r p+1)\bar{\Psi}_r - j\frac{T_r}{L_m}p_p\omega_r\bar{\Psi}_r \quad ,$$

$$M_e = k_m\bar{\Psi}_r\bar{i}_s$$

$$M_e - M_c = Jp\omega_r$$

където:

$$R_e = R_s + R_r\frac{L_m^2}{L_r^2};\ L_e = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r};\ T_e = \frac{L_e}{R_e};\ T_r = \frac{L_r}{R_r};\ k_m = \frac{3p_p L_m}{2L_r};\ p = \frac{d}{dt};$$

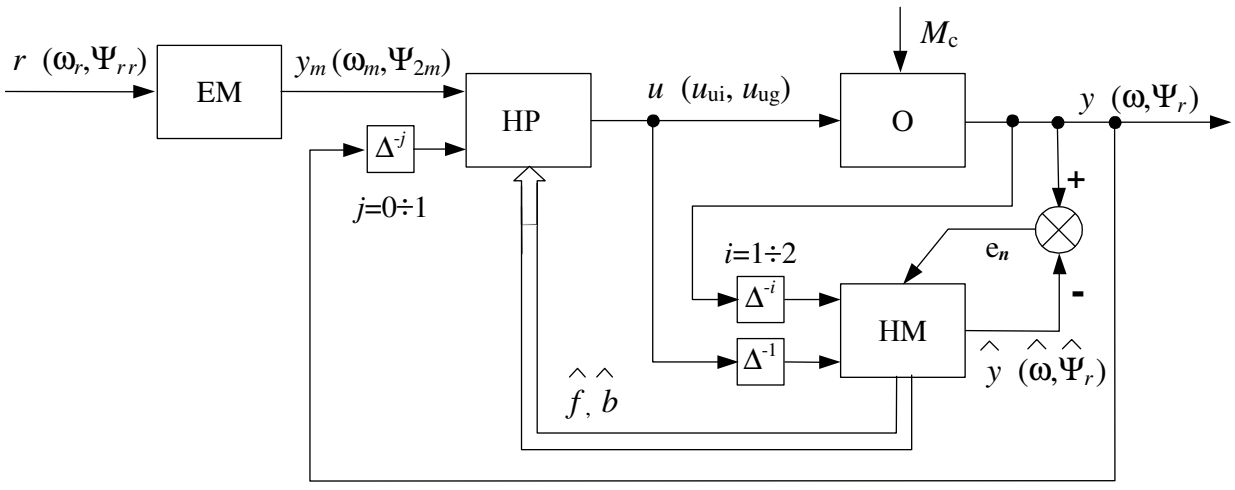
$\bar{u}_s, \bar{i}_s, \bar{\Psi}_s, \bar{i}_r, \bar{\Psi}_r$ са изобразяващите вектори на статорните променливи (напрежение, ток и потокосцепление) и роторните променливи (ток и потокосцепление); ω_r – ъглова скорост на ротора; R_s, R_r – активни съпротивления на статора и ротора; L_s, L_r - пълни индуктивности на статора и ротора; L_m – взаимна индуктивност; p_p – брой чифтове полюси; M_e, M_c – моменти (електромагнитен, съпротивителен), J – инерционен момент.

ПЧ съдържа неуправляем изправител и автономен инвертор на напрежение с широчинно-импулсна модулация и се характеризира с нелинейни и дискретни свойства. В БОПП се извършват координатни преобразувания, характеризиращи се също с нелинейни операции.

Системата има два идентични по структура канала. Функционалната схема на един канал от системата е дадена на фиг.2, където: О - обект, към който са отнесени АД, ПЧ, БК, ИО и БОПП; ЕМ - еталонен модел; НМ - невронен модел на обекта; Р - регулатор; *r, u* - задаващо и управляващо въздействие; *y,* $\hat{y}$ - изходна променлива и нейната оценка, y_m - изход на ЕМ.

За канала на скоростта посочените общи променливи имат смисъл на първите величини дадени в скобите, а за канала на потокосцеплението – на вторите. Използвани са още означенията Δ^{-i}, Δ^{-j} – закъсненията на съответните сигнали (i=1,2, j=0,1, Δ^{-1} – оператор за закъснение с един такт).

НМ възпроизвежда поведението на обекта и се обучава така, че да се минимизира грешката e_n. ЕМ формира желаното поведение на системата - съответно желаното изменение на ъгловата скорост ω_m и на роторното потокосцепление Ψ_{rm}.



Фиг.2. Функционална схема на един канал от системата с адаптивно невронно управление

III. СИНТЕЗ НА РЕГУЛАТОРА

Синтезът на регулатора се основава на предложената в [5] модификация на метода [2] за синтез на директно адаптивно управление. Приема се, че всеки от каналите на обекта е от класа нелинейни обекти, които могат да се опишат с диференчното уравнение:

$$y(k+1) = f[y(k), y(k-1)] + bu(k), \quad (2)$$

където f е неизвестна нелинейна функция, b - неизвестен коефициент.

Нека еталонният модел се описва с уравнението:

$$\begin{aligned} y_m(k+1) &= a_{m1}y_m(k) + a_{m2}y_m(k-1) + \\ &+ b_{m1}r(k) + b_{m2}r(k-1) = \\ &= f_m[y_m(k), y_m(k-1), r(k), r(k-1)], \end{aligned} \quad (3)$$

където f_m е линейна фукция.

Управляващото въздействие се формира във вида:

$$\begin{aligned} u(k) = \{ & f_m[y_m(k), y_m(k-1), r(k), r(k-1)] - \\ & - f[y(k), y(k-1)]\}/b. \end{aligned} \quad (4)$$

Вижда се, че получаването на $u(k)$ се свежда до намирането на неизвестната функция f и коефициента b.

За решаване на проблема се използва невронен модел на обекта. НМ (моделът на нелинейната част на обекта) се описва чрез:

$$\tilde{y}(k) = \hat{f}[y(k-1), y(k-2)]. \quad (5)$$

С цел опростяване на НМ, за разлика от [5], коефициентът $\hat{b}$ (оценката на b) се приема за постоянен и се настройва еднократно. Възпроизведената изходна променлива $\hat{y}(k)$ се получава като:

$$\hat{y}(k) = \tilde{y}(k) + \hat{b}u(k-1). \quad (6)$$

В регулатора се използва НМ при транслиране на входните сигнали с един такт напред, при което:

$$\tilde{y}(k+1) = \hat{f}[y(k), y(k-1)]. \quad (7)$$

Като се предполага, че:

$$\hat{f}[y(k), y(k-1)] \approx f[y(k), y(k-1)] \text{ и } \hat{b} \approx b, \quad (8)$$

изразът (4) добива вида:

$$\begin{aligned} u(k) = \{ & f_m[y_m(k), y_m(k-1), r(k), r(k-1)] - \\ & - \hat{f}[y(k), y(k-1)]\}/\hat{b} = \\ & = [y_m(k+1) - \tilde{y}(k+1)]/\hat{b}. \end{aligned} \quad (9)$$

Тогава за $y(k+1)$ и за грешката $e(k+1)$ съответно се получава:

$$\begin{aligned} y(k+1) = & f[y(k), y(k-1)] - \tilde{y}(k-1) + \\ & + f_m[y_m(k), y_m(k-1), r(k), r(k-1)] \approx \\ & \approx y_m(k+1); \end{aligned} \quad (10)$$

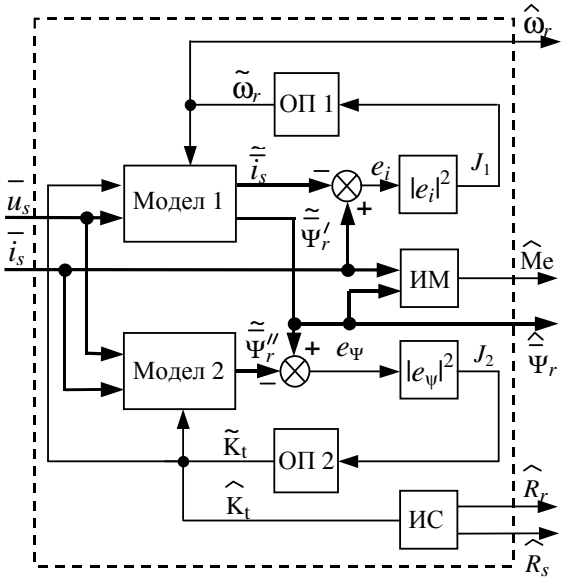
$$e(k+1) = y_m(k+1) - y(k+1) \approx 0. \quad (11)$$

От приведеното описание на регулатора следва, че колкото по-точно се изпълнява предположението (8), толкова по-вярно ще се изпълняват (10) и (11). Устойчивостта на ЕМ гарантира сходимостта на грешката към 0.

IV. ОПИСАНИЕ НА ОЦЕНИТЕЛЯ

Използва се итеративния оценител [10], състоящ се от два настройваеми модела на АД - фиг.3. Модел 1 се основава на първите две уравнения от системата (1) и дава оценка на скоростта и роторното потокосцепление. Модел 2, посредством който се получава втора оценка на роторното потокосцепление, се описва с уравнението

$$\overline{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m}\frac{\overline{u}_s - R_s\overline{i}_s}{p} - \frac{L_rL_s - L_m^{\,2}}{L_m}\overline{i}_s. \quad (12)$$



Фиг.3. Функционална схема на оценителя

Въвеждат се коефициенти K_{tr} и K_{ts}, отчитащи изменението на активните съпротивления на намотките на статора и ротора в следствие промяната на тяхната температура при работа на АД, при което $R_r=R_{rkat}K_{tr}$, $R_s=R_{skat}K_{ts}$. Приема се, че $K_{tr}=K_{ts}=K_t$.

За $k^{\text{тия}}$ такт оптимизационната процедура 1 (ОП 1) варира $\tilde{\omega}_r$ в интервала $[\hat{\omega}_r(k-1)-\Delta\omega_{r\max}..\hat{\omega}_r(k-1)+\Delta\omega_{r\max}]$ така, че посредством настройването на Модел 1 да се минимизира оптимизационния критерий J_1

$$(13)\qquad \mathrm{J}_1=\left|\bar{e}_i\right|^2=\left|\bar{i}_s-\tilde{\bar{i}}_s\right|^2.$$

Едновременно с това от Модел 1 се получава и междинна оценка на потокосцеплението $\tilde{\bar{\Psi}}_r'$. Спрямо получената стойност за $\tilde{\bar{\Psi}}_r'$ се настройва Модел 2 посредством втора оптимизационна процедура (ОП 2), която варира $\tilde{K}_t$ в интервала $[\hat{K}_t(k-1)-\Delta K_{t\max}..\hat{K}_t(k-1)+\Delta K_{t\max}]$. Оптимизационният критерий J_2, чиито минимум се търси, е

$$(14)\qquad \mathrm{J}_2=\left|\bar{e}_\Psi\right|^2=\left|\tilde{\bar{\Psi}}_r'-\tilde{\bar{\Psi}}_r''\right|^2.$$

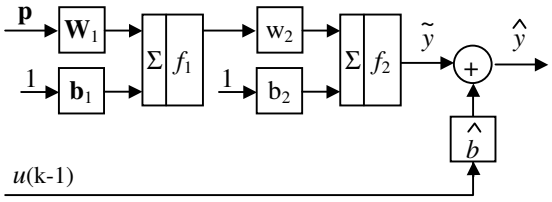
При J_2=min $\hat{K}_t=\tilde{K}_t$. Така получената оценка $\hat{K}_t$ се връща към Модел 1 за донастройка на модела и получаване на окончателните оценки $\hat{\omega}_r$ и $\hat{\bar{\Psi}}_r$. Стартирането на процедурата започва с начална стойност за оценката $\hat{K}_t=1$ (т.е. при $R_r=R_{rkat}$ и $R_s=R_{skat}$).

За оптимизационни процедури 1 и 2 се използва методът на сканирането с постоянна стъпка. Посредством изчислител на електро-магнитния момент (ИМ) на базата на тока и оценената стойност на роторното потокосцепление съгласно третото уравнение на (1) се пресмята оценката за електромагнитния момент $\hat{M}_e$. На базата на $\hat{K}_t$ се изчисляват оценките на активните съпротивления $\hat{R}_r$ и $\hat{R}_s$ посредством зависимости: $\hat{R}_r=R_{rkat}\hat{K}_t$; $\hat{R}_s=R_{skat}\hat{K}_t$, описващи изчислителя на съпротивленията (ИС).

V. СИМУЛАЦИОННИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И РЕЗУЛТАТИ

Изследванията са проведени за двигател тип АО 2 41-4 с мощност 5.5kW и номинален ток 11.2A. Съпротивителният момент M_c е приет за реактивен и се изменя в диапазона ± $M_{\text{н}}$ ($M_{\text{н}}$=36.224Nm - номинален момент на двигателя). В симулационния модел на обекта се отчитат координатните преобразувания и нелинейните и дискретни свойства на ПЧ.

При решаване на разглежданата задача се използват два идентично изградени невронни модела, единият – за канала на скоростта, а другият – за канала на роторното потокосцеплеие. Невронните мрежи са с обратно разпространение (Backpropagation) с двуслойна структура, реализирани на базата на специализирания софтуер Matlab/ Neural Network Toolbox. Функциите на преобразуване са съответно tansig, purelin. Структурата на невронните мрежи (броят на невроните във всеки слой) е 5×1 и е показана на фиг.4, където: f_1 и f_2 са посочените функции на преобразуване; $\mathbf{W}_1$, b_1, w_2, b_2 – настройваеми теглови коефициенти на мрежата, **p** – входен вектор, съставът на който се пояснява от (15).



Фиг.4. Структура на невронната мрежа, използвана като НМ

Извършено е нормиране на входно-изходните сигнали в диапазона -1÷+1. Обучението се извършва по правилото на Levenberg-Marquardt, тъй като то се характеризира с най-бърза сходимост.

Входният вектор и целевият вектор за двата канала за процеса на обучение съответно са:

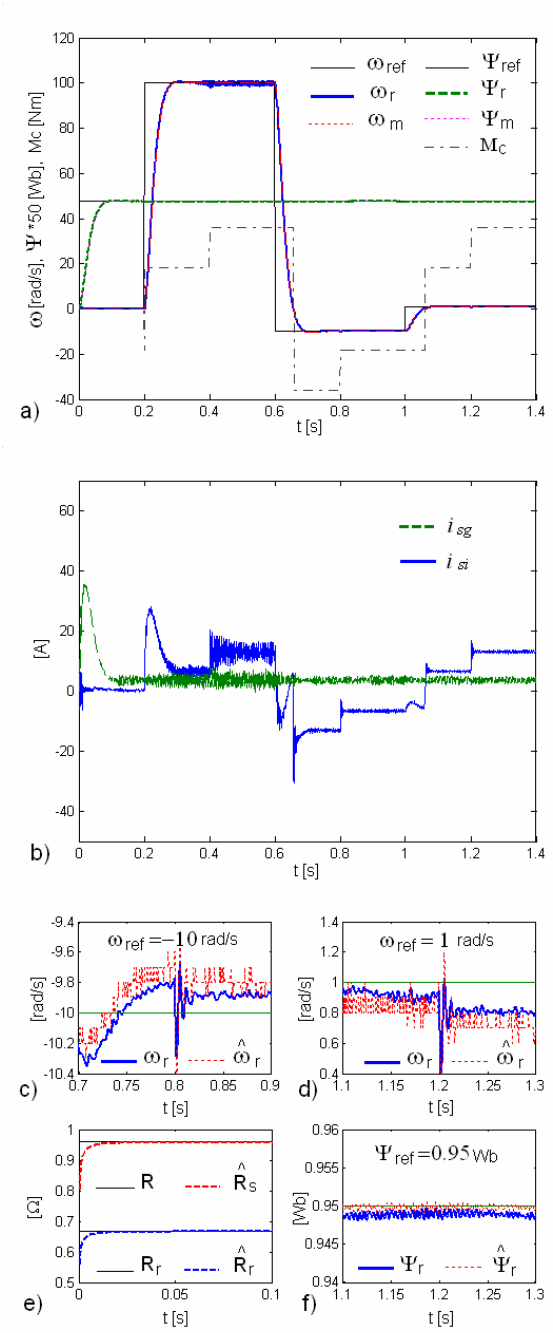
$$(15a)\qquad \mathbf{p}_{\omega}^{\text{НМ}}(k)=[\omega(k-1),\omega(k-2)]';\quad \mathbf{t}^{\text{НМ}}(k)=\omega(k);$$

(15б) $\mathbf{p}_{\Psi}^{\text{НМ}}(k) = [\Psi_2(k-1), \Psi_2(k-2)]^{'}$;
$\mathbf{t}^{\text{НМ}}(k) = \Psi_2(k)$.

За невронните регулатори входните вектори са:

(16а) $\mathbf{p}_{1\omega}^{\text{P}}(k) = [\omega(k), \omega(k-1)]^{'}$;

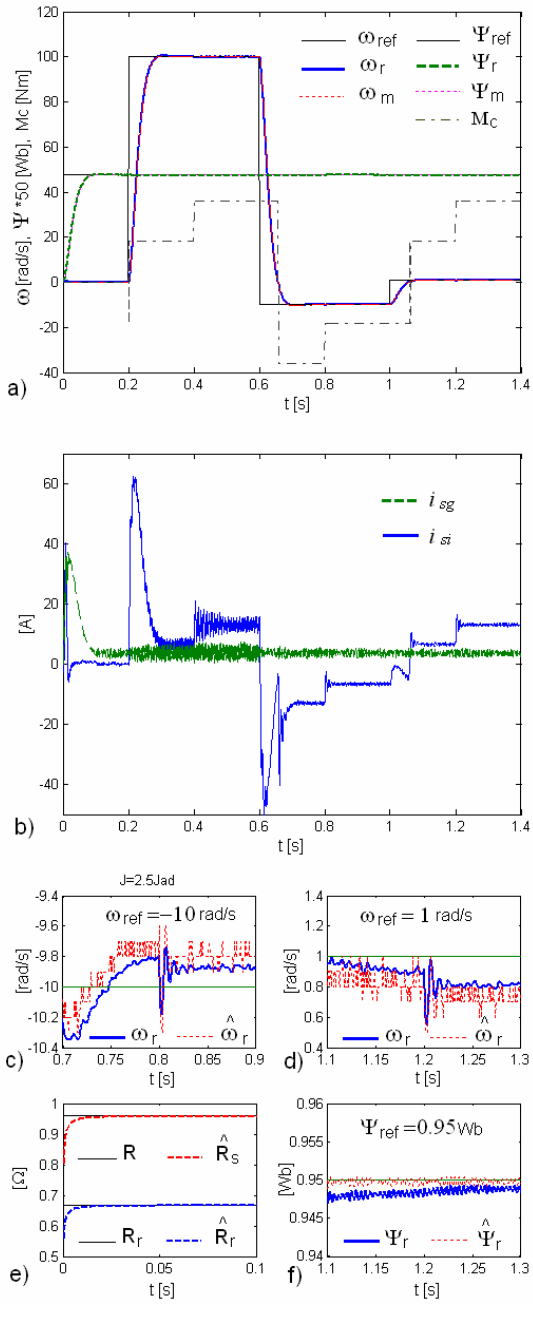
(16б) $\mathbf{p}_{1\Psi}^{\text{P}}(k) = [\Psi_2(k), \Psi_2(k-1)]^{'}$.



Фиг.5. Работа на системата при J=1.5$J_д$

Предвид приблизително еднаквата динамика на двата канала се използват идентични еталонни модели с коефициенти: a_{m1}=-1.9017, a_{m2}=0.9048, b_{m1}=1.6120·10^{-3}, b_{m2}=1.5592·10^{-3}. Периодът на дискретизация T_0=0.0001s. (11б)

Резултатите от проведените симулационни изследвания са показани на фиг. 5 и фиг. 6 За фиг. 5 сумарният инерционен момент J=1.5$J_д$, а за фиг.6 J=2.5$J_д$ ($J_д$ – инерционен момент на двигателя). (12а) (12б)



Фиг.6. Работа на системата при J=2.5$J_д$

Задаващото въздействие ω_r и съпротивителният момент M_c се изменят стъпаловидно. Резултатите са получени при R_s=1.2R_{skat}, R_r=1.2R_{rkat},.

Във всички показани случаи системата работи при предварително възбуждане и при постоянно задание за роторното потокосцепление.

На фигури 5a и 6a е представено изменението на скоростта на двигателя и роторното потокосцепление ω_r и Ψ_r, съответните им задания ω_{ref} и Ψ_{ref}, еталонните величини ω_m и Ψ_m и съпротивителния момент M_c. На фигури 5b и 6b са показани активната i_{si} и възбудителната i_{sg} съставящи на статорния ток. Фигури 5cdf и 6cdf илюстрират по-ясно изменението на скоростта и роторното потокосцепление и техните оценки $\hat{\omega}_r$ и $\hat{\Psi}_r$. На фиг.3e÷5e са дадени активните съпротивления на АД R_r и R_s, и техните оценки $\hat{R}_r$ и $\hat{R}_s$.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена е система за адаптивно невронно безсензорно векторно управление на асинхронен двигател, характеризираща се с опростена структура на невронния модел за реализицията на директното адаптивно управление, формирано по два идентични канала (на скоростта и на роторното потокосцепление) и с итеративен оценител на скоростта, роторното потокосцепление и активните съпротивления на двигателя.

Показана е работоспособността на системата на базата на симулационни изследвания при изменение на заданието по скорост и натоварването в допустимия за двигателя диапазон и при различни инерционни моменти на силовата част.

ЛИТЕРАТУРА

[1]. Narendra K., Parthasarathy K. Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks. IEEE Transactions on Neural Networks, vol.1, No 1, March 1990.

[2]. Narendra K.S., Mukhopadhyay S. Adaptive Control using Neural Networks and Approximate Models. IEEE Transactions on Neural Networks, vol.8, num.3, pp.475-486, 1997.

[3]. Noriega J.R., Wang H. A Direct Adaptive Neural-Network Control for Unknown Nonlinear Systems and Its Application. IEEE Transactions on Neural Networks, vol.9, num.1, 1998.

[4]. Brdys M.A., Kulawski G.J. Dynamic Neural Controllers for Induction Motor. IEEE Transactions on Neural Networks, vol.10, num.2, 1999.

[5]. Маринов Е. Адаптивно невронно управление на асинхронно електрозадвижване. Електротехника и електроника, бр.9-10, 2006г., стр. 62 – 67.

[6]. Bose B. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall PTR,New Jersey 2001.

[7]. Holtz J. Sensorless Control of Induction Motor. IEEE, Vol. 90, No. 8, Aug. 2002, pp. 1359 – 1394.

[8]. Vasic V., Vukosavic S., Levi E. A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives. IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 18, No. 4, Dec. 2003, pp. 476-480.

[9]. Ionkov T., Ionchev E.,Adaptive Observer for Sensorless Control of Induction Motor. “Fundamental Sciences and Aplication”, Vol. 13(4), 2006.

[10]. Маринов Е., Жеков Ж. Оценител на скоростта, потокосцеплението, статорното и роторното съпротивления за безсензорно векторно управление на асинхронен двигател. Международна конференция Автоматика и информатика'08 ISSN 1313-1850, 2008г., стр. XII-9¸ XII-12

За контакти

инж. Емил Маринов, доцент д-р в катедра ”Автоматизация на производството” на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, e – mail: marinov52@mail.bg.

инж. Живко Жеков, асистент, докторант в катедра ”Автоматизация на производството” на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, e – mail: fitter@abv.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Витан Димитров

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ РЕЖИМА НА ЕЛЕКТРОГЕНЕРИРАНЕ НА ВЕТРОЕНЕРГИЕН АГРЕГАТ С АСИНХРОННА МАШИНА С ДВОЙНО ЗАХРАНВАНЕ

POSSIBILITIES OF CONTROL OF GENERATING MODE IN WIND ENERGY CONVERSION SYSTEMS WITH DOUBLY-FED INDUCTION MACHINES

Е. Маринов, Пл. Манасиев, Цв. Тодоров

Резюме: Разгледани са възможностите за изграждане на системата за управление на асинхронна машина с двойно захранване като част от ветроенергиен агрегат. Извършени са симулационни изследвания при различни структури на системата за управление в режим на електрогенериране и при различна скорост на вятъра.
Ключови думи: ветроенергиен агрегат, електрогенерираща система, асинхронна машина с двойно захранване.

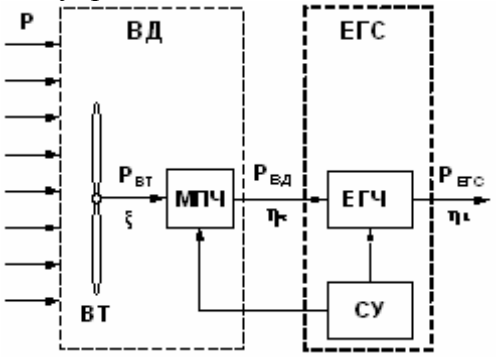
Abstract: There are survey possibilities for building control system of doubly-fed asynchronous machine as part of a wind power plant. Simulation studies are carried out in different structures of the system control in generating mode and different wind speed.
Keywords: wind power plant, doubly-fed induction machine

I. ВЪВЕДЕНИЕ

За реализиране на електрогенериращата система (ЕГС) на ветроенергийния агрегат (ВЕА) основно се използват синхронни и асинхронни машини, както с навит, така и с накъсо съединен ротор. Асинхронната машина с навит ротор може да работи като машина с двойно захранване (МДЗ), което я прави предпочитана при изграждането на ВЕА със средна и голяма мощност [1-4].

II. ПОСТАНОВКА НА ЗАДАЧАТА

Обобщената блокова схема на ВЕА е показана на фиг.1, където са означени: ВД - ветродвигател, ВТ - ветротурбина, МПЧ - механично преобразуваща част, ЕГС – електрогенерираща система, включваща ЕГЧ - електрогенерираща част и СУ – система за управление.



Фиг.1. Обобщена блокова схема на ВЕА

Основните съотношения описващи процеса на ветроенергопреобразуването са дадени с изрази (1) - (6), където: P, $P_{вт}$, $P_{вд}$ са съответно мощностите на ветровия поток, ВТ и ВД; $M_{вт}$, $M^*(Z)$ – момент на ВТ и относителен момент; ξ, Z – съответно коефициент на използуване по мощност и бързоходност на ВТ; v, R, ρ, η_M – скорост на вятъра, радиус на ВТ, плътност на въздуха и к.п.д. на МПЧ.

(1) $$P = \rho.S.v^3 / 2$$

(2) $$P_{вт} = \xi(Z).\rho.\pi.R^2 v^3 / 2$$

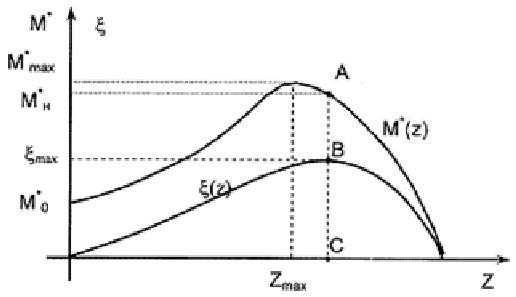
(3) $$\xi = \frac{P_{вт}}{P}$$

(4) $$Z = \frac{v_{вт}}{v_в} = \frac{\omega_{вт}.R}{v_в}$$

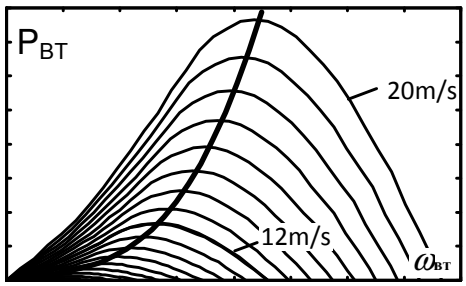
(5) $$M_{вт} = \frac{P_{вт}}{\omega_{вт}} = M^*(Z).\rho.\pi.R^3 v^2 / 2$$

(6) $$P_{вд} = \eta_м.P_{вт} = \eta_м.\xi(Z).\rho.\pi.R^2 v^3 / 2$$

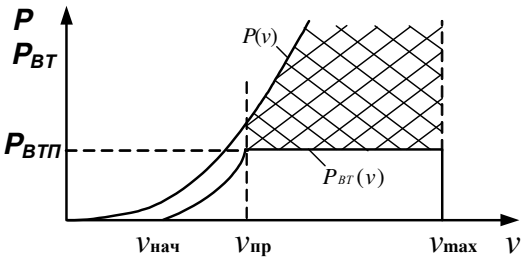
Основни характеристики на ветротурбината са зависимостите на относителния момент (M^*) и коефициента на използване (ξ) от Z (фиг.2). Характеристиките $M_{вт}(\omega_{вт})$ - механични и $P_{вт}(\omega_{вт})$ – мощностни (фиг.3) при v=const. определят регулировъчните и енергетични възможности на ВТ.



Фиг.2. Механични характеристики на ВТ



Фиг.3. Мощностни характеристики на ВТ



Фиг.4. Енергетични характеристики

На фиг.4 са показани енергетичните характеристики P(v)и $P_{вт}(v)$ - съответно за ветровия поток и ВТ. При болшинството от традиционните ВЕА работата с ξ_{max} (фиг.1) съответствува единствено на проектните скорост на вятъра и мощност на ветротурбината ($v_п$, $P_{втп}$), като при други стойности на скоростта $\xi(Z)$ е по-малък от ξ_{max} .

Повишаването на ефективността на ВЕА (респективно енергетичните възможности) предполага решаването на следните основни въпроси свързани с управлението на ЕГС [5]:

- Работа на ВЕА с ξ_{max} при изменение на скоростта от $v_{нач.}$ до $v_п$ – използува се максималния мощностен ресурс усвояван от ВТ (нелинейната крива от фиг.3 – по максимумите на $P_{вт}(\omega_{вт})$);
- Работа, с отчитане на възможните допустими претоварвания на ВТ и ЕГС, с по-висок коефициент на използуване ξ ($\xi<\xi_{max}$) в диапазона $v_п$ - v_{max} - с цел "оползотворяване" на част от неизползвания ветрови потенциал (защрихованата област от фиг.4);
- Регулиране на активните и реактивни съставящи на генерираната мощност от МДЗ в съответствие с избрани критерии и особеностите на електроенергийната мрежа.

В статията са разгледани възможности за управлението на ЕГС на ВЕА с ВТ с нерегулируеми лопатки и управляема МДЗ (като генератор) при зададен енергетичен критерий относно консумацията на реактивна мощност. Изследвани са варианти на двуканална едноконтурна и двуконтурна система, с линейни (ПИ) регулатори.

III. МОДЕЛ НА МДЗ

В разглеждания случай моментът на ВТ зависи само от скоростта на вятъра (v) и честотата на въртене на вала й ($\omega_{вт}$), Използува се реален нелинеен модел на ВТ, респективно на ВД. Уравнението на движение се дава с (7):

$$(7) \qquad M_{вд} - M_E = J_\Sigma \frac{d\omega_r}{dt} \ ,$$

където: $M_{ВД}=\eta_M M_{BT}/n$ и M_E са момента на ветродвигателя и електромагнитния момент на генератора; n - предавателното число на МПЧ; $\omega_r=\omega_{вт}/n$ - механичната ъглова скорост на ротора; $J_\Sigma = J + J_{BT}/n^2$ - сумарният инерционен момент.

Уравненията, описващи процесите в МДЗ в комплексна форма, имат вида:

$$\begin{aligned}
&\bar{u}_s = R_s\bar{i}_s + \frac{\overline{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k\overline{\Psi}_s \\
&\bar{u}_r = R_r\bar{i}_r + \frac{\overline{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_{re})\overline{\Psi}_r \\
(8) \qquad &\overline{\Psi}_s = L_s\bar{i}_s + L_m\bar{i}_r \\
&\overline{\Psi}_r = L_m\bar{i}_s + L_r\bar{i}_r \\
&M_e = p_p L_m \,\mathrm{Im}(\bar{i}_s\bar{i}_r^*)
\end{aligned}$$

където: $\bar{u}_s, \bar{i}_s, \bar{\Psi}_s, \bar{u}_r, \bar{i}_r, \bar{\Psi}_r$ са обощените вектори на статорните и роторните променливи (напрежение, ток и потокосцепление); ω_{re}, ω_r – електрическа и механична ъглова скорост на ротора; ω_k – скорост на координатната система, R_s, R_r – активни съпротивления на статора и ротора; L_s, L_r – пълни индуктивности на статора и ротора; L_m – взаимна индуктивност; p_p – брой чифтове полюси.

В координатна система *d-q*, ориентирана по вектора на статорното потокосцепление $\bar{\Psi}_s$, при което $\Psi_{sd} = \Psi_s$ и $\Psi_{sq} = 0$, уравненията за равновесие на статорните напрежения добиват вида:

$$(9)\quad \begin{vmatrix} u_{sd} = R_s i_{sd} + p\Psi_{sd} - \omega_g \Psi_{sq} = R_s i_{sd} + p\Psi_s \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p\Psi_{sq} + \omega_g \Psi_{sd} = R_s i_{sq} + \omega_g \Psi_s \end{vmatrix},$$

където ω_g е скоростта на $\bar{\Psi}_s$, а $p=d/dt$.

За уравненията на ротора се получава:

$$(10)\quad \begin{vmatrix} u_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r p i_{rd} + \dfrac{L_m}{L_s} p\Psi_s - \omega_{sl}\sigma L_r i_{rq} = \\ = R_r (T_{re} p + 1) i_{rd} + \dfrac{L_m}{L_s} p\Psi_s - \omega_{sl}\sigma L_r i_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r p i_{rq} + \omega_{sl} \dfrac{L_m}{L_s}\Psi_s + \omega_{sl}\sigma L_r i_{rd} = \\ = R_r (T_{re} p + 1) i_{rq} + \omega_{sl} \dfrac{L_m}{L_s}\Psi_s + \omega_{sl}\sigma L_r i_{rd} \end{vmatrix},$$

където: $\sigma = 1 - \dfrac{L_m^2}{L_s L_r}$, $T_{re} = \sigma \dfrac{L_r}{R_r}$,

$\omega_{sl}=\omega_g-\omega_{re}$.

В режим на електрогенериране може да се приеме, че статорното потоко-сцепление не се изменя съществено ($\Psi_s \approx$const). За мощни машини (P_n>10kW) могат да се направят следните допускания [6]:

- честотата и амплитудата на напрежението на мрежата са постоянни;
- скоростта на $\bar{\Psi}_s$ е равна на синхронната скорост ω_s, т.е. $\omega_g = \omega_s$=const, при което $\Psi_s = \dfrac{|\bar{u}_s|}{\omega_s}$;
- пренебрегва се активното съпротивление на статора, т.е. R_s=0.

На базата на направените допускания, уравнения (9) и (10) добиват вида:

$$(11)\quad \begin{vmatrix} u_{sd} \approx 0 \\ u_{sq} \approx \omega_s \Psi_s = |\bar{u}_s| = u_s \end{vmatrix};$$

(12)

$$\begin{vmatrix} u_{rd} = R_r (T_{re} p + 1) i_{rd} - \omega_{sl}\sigma L_r i_{rq} = \\ = R_r (T_{re} p + 1) i_{rd} - e_{rd} \\ u_{rq} = R_r (T_{re} p + 1) i_{rq} + \dfrac{\omega_{sl}}{\omega_s}\dfrac{L_m}{L_s} u_s + \omega_{sl}\sigma L_r i_{rd} = \\ = R_r (T_{re} p + 1) i_{rq} + e_{rq} \end{vmatrix},$$

където: $e_{rd} = \omega_{sl}\sigma L_r i_{rq}$, $e_{rq} = \dfrac{\omega_{sl}}{\omega_s}\dfrac{L_m}{L_s} u_s + \omega_{sl}\sigma L_r i_{rd}$.

Развиваният електромагнитен момент в генераторен режим е

$$(13)\quad M_e = \frac{3}{2} p_p \Psi_s i_{sd} = -\frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_s}\Psi_s i_{rq} = -k_{Me} i_{rq},$$

където $k_{Me} = \dfrac{3}{2} p_p \dfrac{L_m}{L_s}\Psi$.

За активната и реактивната мощност от страна на статора може да се запише:

$$(14)\quad P_s = \frac{3}{2}(u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}) = -\frac{3}{2}\frac{L_m}{L_s} u_s i_{qr}$$

$$(15)\quad Q_s = \frac{3}{2}(u_{sq} i_{sd} - u_{sd} i_{sq}) = \frac{3}{2}\left(\frac{u_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{L_m}{L_s} u_s i_{dr}\right).$$

Активната и реактивна мощност от страна на ротора се определят съгласно изразите:

$$(16)\quad P_r = \frac{3}{2}(u_{rd} i_{rd} + u_{rq} i_{rq})$$

$$(17)\quad Q_r = \frac{3}{2}(u_{rq} i_{rd} - u_{rd} i_{rq}).$$

IV. СИНТЕЗ НА СИСТЕМАТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА РЕЖИМА НА ЕЛЕКТРОГЕНЕРИРАНЕ

IV.1. Едноконтурна система за управление

Синтезът на системата за управление на ЕГЧ се основава на следните изисквания: поддържане на желания (оптималния) електромагнитен момент (M_{eref}), развиван от МДЗ, във функция от скоростта на вятъра; поддържане на желаната (зададена от енергийния оператор) стойност на реактивната мощност (Q_{sref}).

От анализа на уравнения (12) следва, че, ако се компенсират компонентите e_{rd} и

e_{rq}, то се линеаризират и развързват каналите за управление на роторния ток. Това позволява използването на стандартни методи за настройка на регулаторите на ток. Пренебрегвайки нелинейните и дискретните свойства на преобразувателя на честота (ПЧ), той може да се разглежда като пропорционално звено, което е напълно допустимо поради високата динамика на преобразувателя.

При настройка по зададено качество на процесите на токовите контури за предавателните функции на регулаторите на ток се получават идентични изрази:

(18) $$W_{PTA}(s) = W_{PTB}(s) = k_T(1+1/sT_T),$$

където: $$k_T = \frac{T_{re}R_r}{T_{ti}k_{\text{п}}k_i} = \frac{\sigma L_r}{T_{ti}k_{\text{п}}k_i}, T_T = T_{re},$$

T_{ti} - желана продължителност на преходните процеси на роторните токове (желано пререгулиране σ_i=0), $k_{\text{п}}$ – коефициент на пропорционалност на ПЧ, k_i – коефициент на обратната връзка по ток.

Зададените стойности за съставящите на роторния ток се определят на базата на (13) и (15):

(19) $$i_{rq\,ref} = -\frac{M_{e\,ref}}{k_{Te}};$$

(20а) $$i_{rd\,ref} = -\frac{2}{3}\frac{L_s}{L_m u_s}Q_{s\,ref} + \frac{u_s}{\omega_s L_m}.$$

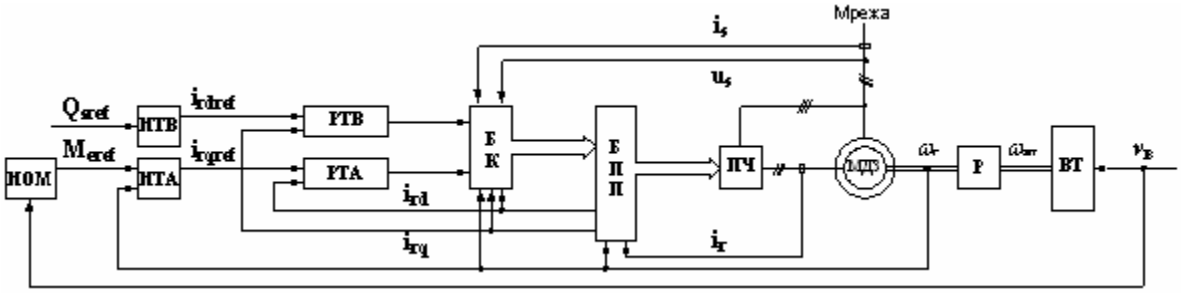
При Q_{sref}=0 изразът (20а) добива вида

(20б) $$i_{rd\,ref} = \frac{u_s}{\omega_s L_m}.$$

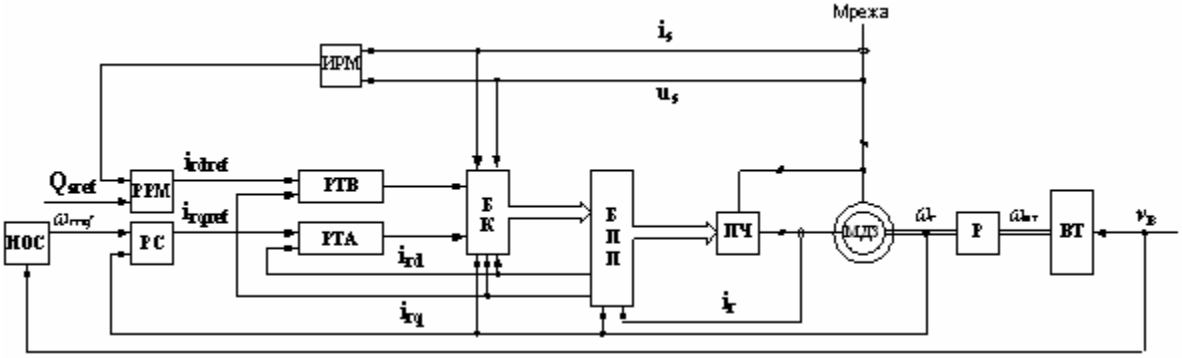
Обобщената функционална схема на едноконтурната система за управление на МДЗ е показана на фиг.5, където са използвани означенията: БПП – блок за преобразуване на променливите, БК – блок за компенсация; РТА, РТВ – регулатори на съставящите на роторния ток; ИОМ – изчислител на оптималния момент, ИТА, ИТВ – изчислители на заданията на съставящите на роторния ток.

IV.2. Двуконтурна система за управление

Подобряване качеството на управление може да се постигне чрез изграждане на двуконтурна система. Синтезът на системата за управление на МДЗ се основава на следните изисквания: поддържане на желаната (оптималната) скорост (ω_{rref}) на ротора на МДЗ във функция от скоростта на вятъра; поддържане на желаната (зададена от енергийния оператор) стойност на реактивната мощност (Q_{sref}).



Фиг.5. Обобщената функционална схема на едноконтурната система



Фиг.6. Обобщената функционална схема на двуконнтурната система

Обобщената функционална схема на двуконтурната система за управление на МДЗ е показана на фиг.6. На фигурата са използвани още означенията: РРМ - регу-

латор на реактивната мощност; РС – регулатор на скорост; ИРМ - изчислител на реактивната мощност; ИОС - изчислител на оптималната скорост.

При настройка на РС на симетричен оптимум (за постигане на астатично регулиране на скоростта на МДЗ) и РРМ по зададено качество за предавателните функции на регулаторите се получава:

(21) $W_{PC}(s) = k_C(1+1/sT_C)$,

(22) $W_{PPM}(s) = k_Q(1+1/sT_Q)$,

където:

$$k_C = \frac{Jk_i}{2T_{ti}k_{Me}k_\omega}, \quad T_C = \frac{8T_{ti}^2 k_{Me}k_\omega}{Jk_i},$$

$$k_Q = \frac{T_{ti}k_i}{T_{tq}k_{PM}k_q}, \quad T_Q = T_{ti}, \quad k_{PM} = \frac{3L_m u_s}{2L_s}$$

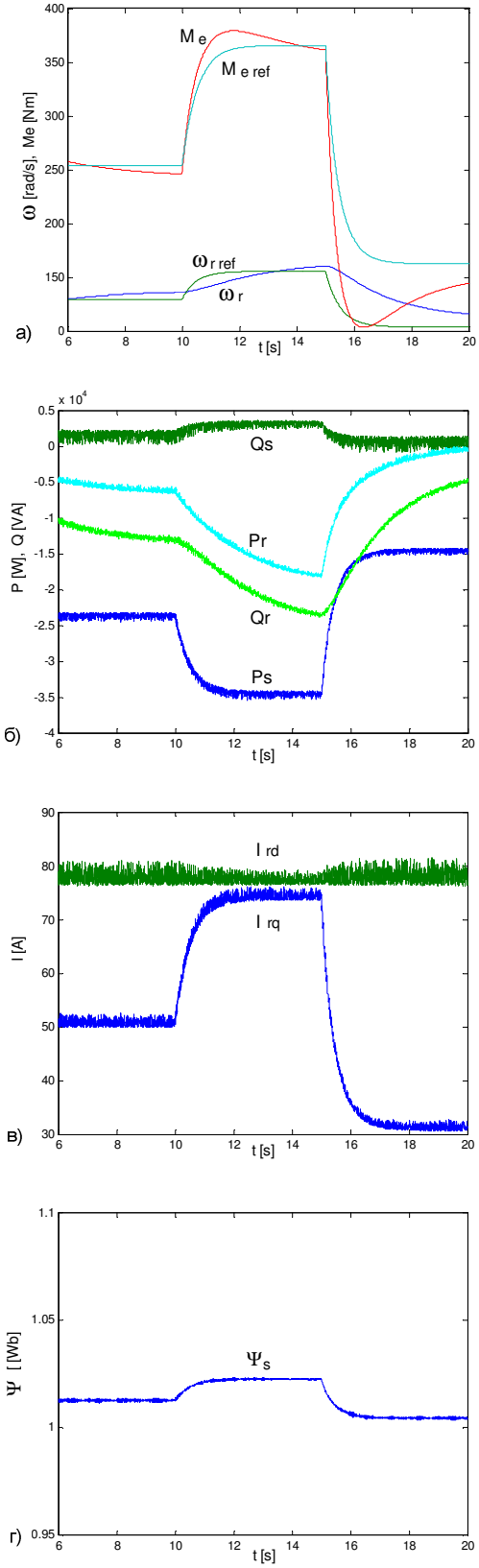
, k_ω, k_q – коефициенти на обратните връзки съответно по скорост и реактивна мощност, T_{iq} – желана продължителност на преходните процеси на контура за реактивна мощност.

За намаляване на пререгулирането по задание на скоростта се включва дефорсиращо апериодично звено. Настройката на регулаторите на ток е аналогична на предния случай

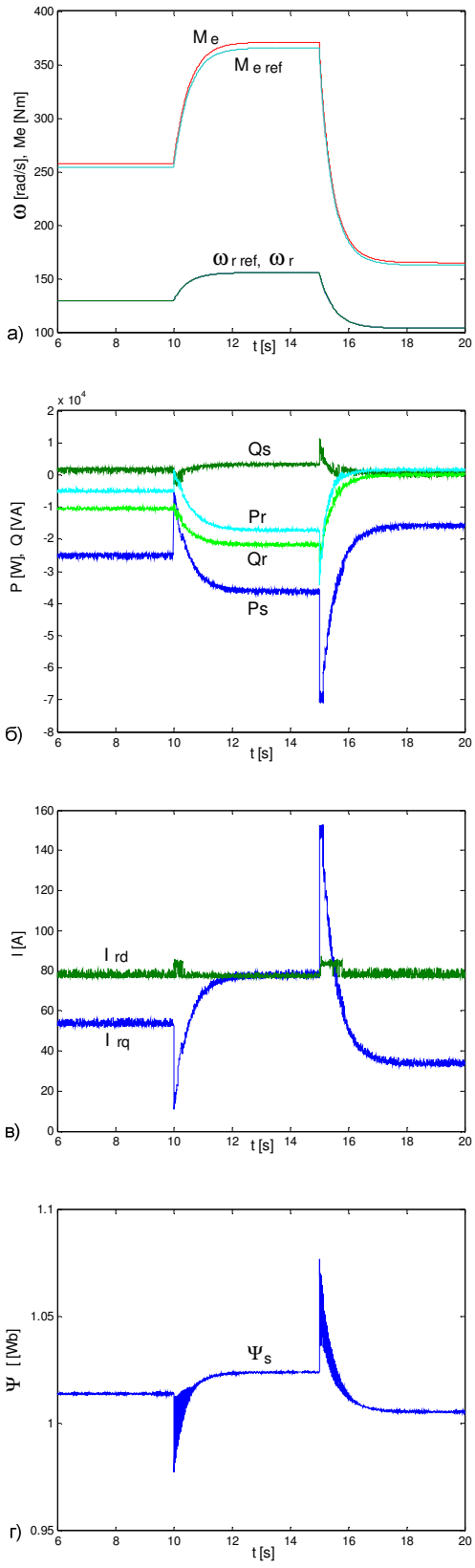
V. СИМУЛАЦИОННИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И РЕЗУЛТАТИ

Изследванията са проведени за ЕГС на ВЕА с генератор (МДЗ) тип МТН 412-6 с мощност 36kW, номинален ток 87A и номинален момент 360 Nm. Ветротурбината е от пропелерен тип с конкретни характеристики и данни (R=7,3m, Z_{max}=5,8, ζ_{max}=0,45). При симулационните изследвания е използувана MATLAB среда.

Резултатите от симулационни изследвания са показани на фиг.7 за едноконтурната и на фиг.8, фиг.9. - за двуконтурната система. На фигури 7а и 8а са показани зададените (оптималните) скорост и момент и тяхното отработване. На фиг. 7б и 8б - активните и реактивни мощности на статора и ротора. На фиг. 7в и 8в - съставящите на роторния ток, а на фиг. 7г и 8г - модула на статорното потокосцепление. За всички случаи скоростта на вятъра се увеличава от 10 m/s на 12 m/s, след което спада до 8 m/s.



Фиг.7. Работа на едноконтурната система



Фиг.8. Работа на двуконтурната система

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разгледани са възможностите за изграждане на системата за управление режима на електрогенериране на асинхронна машина с двойно захранване като част от ветроенергиен агрегат. Представени са еднокотурна и двуконтурна структури на системата с линейни (ПИ) регулатори.

На базата на симулационни изследвания е показана работо-способността на системата за посочените структури в условията на променлива скорост на вятъра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Heier S., Windkraftanlagen im Netzbetrieb, Teubner, Stuttgart, 1996
2. Petersson A., Analysis,Modeling and Control of Doubly Fed – Induction Generators for Wind Turbines, Goteborg, 2003
3.. Munteanu I., Bratcu A., Cutululis N., Ceang E., Optimal Control of Wind Energy Systems, Springer-Verlag, London, U.K. 2008, 283 pages, ISBN: 978-1-84800-079-7
4.. Stiebler M., Wind Energy Systems for Electric Power Generation, Springe - Verlag, Berlin, Heidelberg, Green Energy and Technology, 194 pages, 2008, ISBN: 978-3-540-68762-7
5. Манасиев П.А., Съгласуване на механичните характеристики при управление на ветроенергиен агрегат, Електротехника и електроника, 2003
6. Wang Ch., Control of a Grid-Connected Double-Fed Induction Generator Wind Turbine, Imperial College, London, 2005

За контакти

инж. Емил Маринов, доцент д-р в катедра ”Автоматизация на производството” на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, e–mail: marinov52@mail.bg.
инж. Пламен Манасиев, гл. асистент, д-р в катедра ”Автоматизация на производството” на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, e–mail: pam50@abv.bg
инж. Цветомир Тодоров, ст. асистент в катедра ”Автоматизация на производството” на ТУ-Варна , ул. Студентска № 1, e–mail: c_todorov@abv.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Витан Димитров

МОДЕЛНО БАЗИРАНО УПРАВЛЕНИЕ В КЛИМАТИЗИРАНИ СГРАДНИ СИСТЕМИ

MODEL BASED CONTROL OF CONDITIONED BUILDING SYSTEM

Д. Цанков, Т. Йонков, Е. Йончев, М. Иванчев

Резюме: В настоящата работа е разгледана системата за управление на захранването на климатична система, като за захранващ източник се използва топлообменник вода-вода, а като начин за управление е използвано моделно сравнително управление във вътрешен контур по енергия.
Ключови думи: климатизация, моделно базирано управление, топлообменник

Abstract: This work has examined the control of power conditioning system, for power source used water-water heat exchanger, where used model based control internal circuit for energy.
Keywords: conditioning, heat exchanger, model based control

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Избора на метод за наблюдение и контрол е много важен при разработването на ефективно управление на система за климатизация. Тези методи могат да се класифицират в четири категории – моделно базиран метод за контрол и наблюдение, хибриден, маршрутно базиран и безмоделен метод. Това дали един метод е моделно базиран или не зависи от това дали се използват числени модели. Численият модел предоставя информация относно системата / компонент резултати от числени съотношения между избраните променливи характеристики и променливи на състоянието. Според това пояснение, методите за контрол, използващи физически модели, сива кутия модели и черна кутия модели могат да бъдат класифицирани в категорията на моделно базираните методи, а методите, които използват експертни системи и обучителен подход могат да бъдат групирани в безмоделните методи.

В настоящата работа е разгледана системата за управление на захранването на климатична система, като за захранващ източник се използва топлообменник вода-вода (обект на управление). Обърнато е специално внимание на разхода на енергия при управлението т.е. както е известно загубите при коя и да е система за управление се определят от големината на пререгулирането. В този случай това е постигнато, като за целта е използвано моделно сравнително управление във вътрешен контур по енергия.

II. МОДЕЛ НА ОБЕКТА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

В топлообменните апарати или топлообменниците се осъществява пренос на топлина (или топлина и маса) от един топлоносител към друг. Топлообменните апарати се различават по технологично предназначение, по вид и фазово състояние на потоците, конструктивно и т. н. Техните статични качества са разгледани в [1]. Основните предимства на пластинчатите топлообменници са значителните стойности на коефициента на топлопреминаване - до 3500 W/(m^2.k), което се дължи на възможността за получаване на големи скорости на потоците при сравнително малки хидравлични съпротивления, компактност, лесно почистване, монтаж и демонтаж.

При математическото описание ще започнем с разглеждане на уравнението на топлинния баланс на непрекъснато действащ рекуперативен топлообменник с два топлоносителя , което в най-общ вид е:

$$Q_1 = Q_2 + Q_{заг}, \text{ или} \quad (1)$$

$$Q_1 = \eta Q_2 , \quad (2)$$

където Q_1 е количеството топлина, предадено от горещия топлоносител , J;

Q_2 - количество топлина, получено от загрявания топлоносител, J;

$Q_{заг}$ - загуба на топлина в околната среда, J;

η - коефициент на полезно действие (к.п.д.) на апарата

При това

$$\eta = 1 - \frac{Q_{заг}}{Q_1} = \frac{Q_2}{Q_1} \quad (3)$$

Конкретния вид на уравнението на топлинния баланс зависи от дебитите и агрегатното състояние на топлоносителите. Съществуват три основни случая на съставяне на уравнението на топлинния баланс (1-когато двата топлоносителя не променят агрегатното си състояние; 2-когато единият от топлоносителите (например греещият)променя фазовото си състояние; 3 – когато и двата топлоносителя променят агрегатното си състояние). Понеже използвания от нас топлообменник работи с температури на входящата вода до $90\,^0C$ за нас е интересен само първият вариант на уравнението:

$$G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta = G_2.c_2(t_{2изх} - t_{2вх}), \quad (4)$$

където G_1 и G_2 са масовите потоци, kg/s;

c_1 и c_2 - специфични топлинни капацитети $\frac{J}{kg.[^0C]}$;

$t_{1вх}$ и $t_{1изх}$ - температури на греещ топлоносител на входа и изхода от апарата, $[^0C]$;

$t_{2вх}$ и $t_{2изх}$ - температури на нагряван топлоносител на входа и изхода от апарата, $[^0C]$;

Избрали сме да управляваме изходната температура на нагрявания топлоносител т.е. $t_{2изх}$, чрез дебита на входа на топлообменника G_1 това значи да получим връзка между двете величини. Крайният вид на предавателната функция на обекта (модела) трябва да е във вид на апериодично звено. Моделът трябва да изразява връзката между входния дебит и мощността на изхода на топлообменника тъй като ще ние необходима за синтеза на регулатора на енергия.

За коефициента на усилване от уравнението на топлинния баланс получаваме следната зависимост :

$$k = \frac{Q_2}{G_1} = c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta \quad (5)$$

За да изразим времеконстантата ще използваме закона на Нютон за охлаждане на телата:

$$Q = h.A.(t_{cm} - t_c)` \qquad t_{cm} = T \qquad t_c = T_f, \quad (6)$$

където:

A - е площ на топлообменната повърхност, m^2;

h - коефициент на конвективен топлопренос, $W/K\,m^2$

$t_{cm} = T$ - температура на стената , $[^0C]$;

$t_c = T_f$ - температура на околната среда , $[^0C]$;

И топлинната енергия в диференциален вид:

$$-Q = \rho.V.c.\frac{dT}{dt}, \quad (7)$$

където:

ρ - плътност , kg/m^3;

V - обем , m^3;

Ако приемем, че енергията на единия топлоносител е отдадена чрез конвекция на другия, то:

$$\rho.V.c.\frac{dT}{dt} = -h.A(T - T_f)$$

$$\rho.V.c.\frac{dT}{dt} = -h.A.T + h.A.T_f \quad (8)$$

След Лапласова трансформация се получава:

$$T\left(\frac{p.V.c.\rho}{h.A} + 1\right) = T_f.$$

$$T = T_f.\frac{1}{\frac{p.V.c.\rho}{h.A} + 1} \quad \Rightarrow Времеконстантата\ T = \frac{V.c.\rho}{h.A} \quad (9)$$

III.СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ С МОДЕЛНО СРАВНИТЕЛНО УПРАВЛЕНИЕ ВЪВ ВЪТРЕШЕН КОНТУР ПО ЕНЕРГИЯ

Предавателната функция трябва да бъде представена при вход дебит и изход

температура. Коефициентът на апериодичното звено е:

$$G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta = G_2.c_2(t_{2изх} - t_{2вх})$$

$$G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta = G_2.c_2.t_{2изх} - G_2.c_2.t_{2вх}$$

$$G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta + G_2.c_2.t_{2вх} = G_2.c_2.t_{2изх}$$

$$\frac{t_{2изх}}{G_1} = \frac{c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta + G_2.c_2.t_{2вх}}{G_2.c_2} \quad (10)$$

Изчисляване на енергията постъпила в първичната страна на топлообменника:

$$Q_1 = G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх}) \quad (11)$$

Изчисляване на енергията предадена на вторичната страна на топлообменника:

$$G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta = Q_2 \quad (12)$$

Изчисляване на изходната температура на топлообменника:

$$t_{2изх} = \frac{G_1.c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta + G_2.c_2.t_{2вх}}{G_2.c_2} \quad (13)$$

Избираме топлообменник K025F*10 M-KA4. Параметрите на предавателната функция са:

$$k = \frac{Q_2}{G_1} = c_1.(t_{1вх} - t_{1изх})\eta$$

$$t_{1вх} = 74[^0C] \qquad t_{1изх} = 59[^0C]$$

$$G_1 = \frac{20l/\min}{60s} = 0.33l/s$$

$$k = 4186.(74-59).0.95 = 59650,5 \quad (14)$$

$$T = \frac{V.c.\rho}{h.A} \quad (15)$$

обем $V = 0,1l$

коефициент на топлопреминаване

$h = 100W/(m^2.K)$

параметри на избрания топлоносител вода

специфичен топлинен капацитет $c = 4186J/(kg.K)$

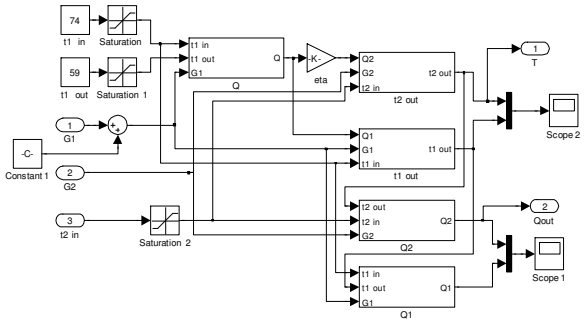
плътност $\rho = 0.998g/m^3 \approx 1kg/l$

топлообменна повърхност $A = 0.096m^2$

$$T = \frac{V.c.\rho}{h.A} = \frac{0,1.4186.1}{100.0,096} = 43,6020s \quad (16)$$

Вида на предавателната функция на модела на обекта при вход дебит и изход енергия е:

$$W_m(p) = \frac{k}{Tp+1} \Rightarrow W_m(p) = \frac{59650,5}{43.6020p+1} \quad (17)$$



Фиг. 1. Общ вид на модела в Matlab

1. Модел на системата с релеен регулатор

Системата за управление ще бъде съставена от вътрешен контур за регулиране на енергията на вторичната страна на топлообменника и външен контур за регулиране на температурата на изхода на топлообменника (фиг.3). Вътрешния контур ще бъде реализиран по схемата на моделно сравнително управление поради лесната си настройка на регулатора. Външния контур управляващ температурата на изхода ще бъде реализиран с релеен регулатор осигуряващ голямо бързодействие с този недостатък, че изходната величина ще се колебае около зададената стойност на величината.

Изчисляване на параметъра на регулатора на енергия:

$W_m(p)$ - предавателна функция на обекта за управление:

$$W_m(p) = \frac{59650,5}{43.602p+1} \quad (18)$$

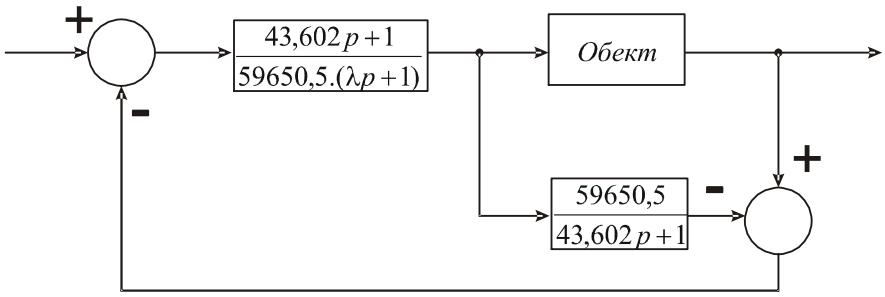
$P(p)$ - предавателна функция на модела е:

$$P(p) = \frac{59650,5}{43.602p+1} \quad (19)$$

$Q(p)$ - предавателна функция на регулатора :

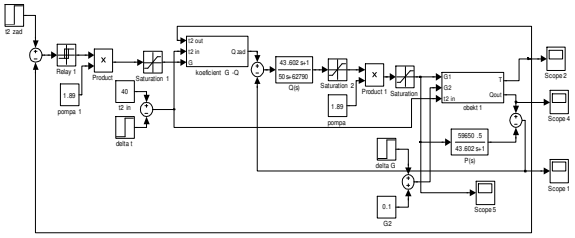
$$Q(p) = Q(p)^-.F(p) \quad Q(p)^- = \frac{43.602p+1}{59650.5} \quad (20)$$

$$F(p) = \frac{1}{\lambda p+1} \quad (21)$$

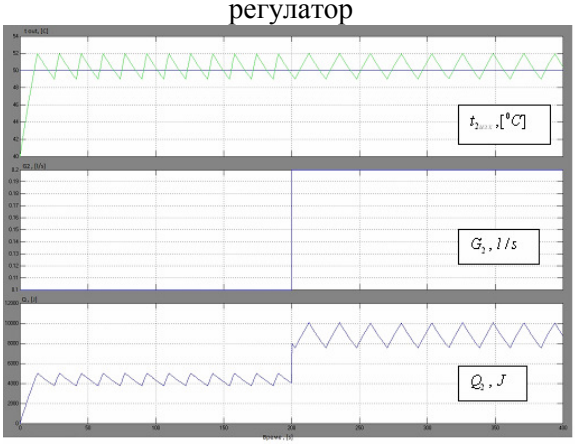


Фиг. 2 Схема на вътрешния контур

Настройваемият параметър е λ и се избира, така че да се получи коефициент на предаване 1 в контура на обекта или близко до 1, опитно е настроен на стойност $\lambda = 0{,}000084$, защото така се получават най добри резултати. Известно, е че минимум разход на енергия ще имаме при липса на пререгулиране на изходната величина т.е. релейното регулиране на контура за температурата ще има добро бързодействие, лесна настройка, но ще имаме колебание на контролираната величина в диапазон, зависещ от хистерезисната зона на релейния реголатор. При изследването в Matlab се използват следните настройки зададена изходна температура 50 градуса, температурна разлика в първичната страна на топлообменника 15 градуса т.е. $t_{1вх} = 74[^0C]$ и $t_{1изх} = 59[^0C]$.



Фиг. 3. Модел на системата с релеен регулатор



Фиг. 4. Реакцията на системата при скокообразно изменение на дебита

На фиг. 4 е показана реакцията на системата при скокообразно изменение на дебита на нагрявания топлоносител от 0,1 до 0,2 *l/s.*

2. Модел на системата с линеен PI регулатор

Както е известно използването на PI-линеен регулатор осигурява възможност за регулиране на изходната величина без статична грешка, благодарение на интегралната съставка в алгоритъма на управление. Закона реализиран от регулатора има следния вид:

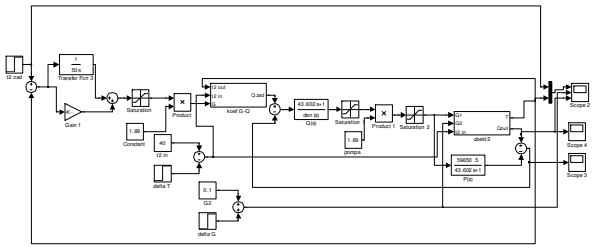
$$\mu(t) = k_p.\left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t \varepsilon(t)dt\right), \qquad (22)$$

където:

$\varepsilon(t)$ - грешка (разлика между задание и изходна ”регулирана” величина);

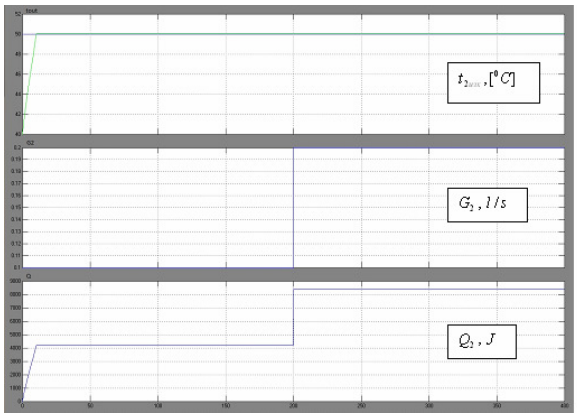
k_p - коефициент на усилване (пропорционална съставка);

T_i - Времеконстанта на интегриране;



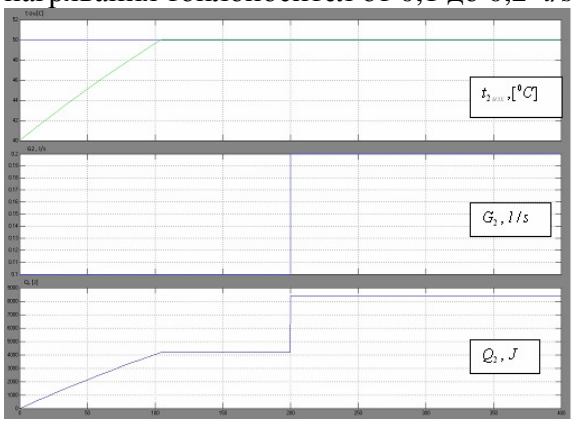
Фиг. 5. Модел на системата с линеен PI регулатор

На фиг. 7 е показана реакция при изменение на дебита от 0,1 до 0,2 *l/s.*



Фиг. 6. Реакцията на системата при скокообразно изменение на дебита

На фиг. 6 - реакцията на системата при скокообразно изменение на дебита на нагрявания топлоносител от 0,1 до 0,2 *l/s*.



Фиг. 7. Реакция на системата при обект с 10 пъти по голяма времеконстанта

IV.АНАЛИЗ И ИЗВОДИ

На база на проведените изследвания бяха постигнати следните резултати- липса на пререгулиране на изходната температура и разход на енергия следователно, време за регулиране около 10.5s при обект с времеконстанта 4 пъти по голяма от времето за регулиране , при обект с по голяма времеконстанта времето за регулиране се увеличи, но се запази поддържането на зададената температура респективно енергия без да се стига до пререгулиране. В таблица 1 са дадени относителното отклонение от зададена стойност $\varepsilon_{отн}$,% и времето за достигане на установена стойност t_r,s при изменение на времеконстантата на обекта.

Табл. 1: Относително отклонение от зададена стойност и времето за достигане на установена стойност при вариране на параметрите на модела

		$T_{об}$ =43,602*s*	$T_{об}$ =150*s*	$T_{об}$ =436,02*s*
PI	$\varepsilon_{отн}$,%	0,0014	0,018	0,06
	t_r,*s*	10,44	35,94	104,6
rele	$\varepsilon_{отн}$,%	±4		
	t_r,*s*	10,45		

Беше потвърдена работоспособността на системата при промяна на параметрите на обекта без необходимост от допълнителни настройки на регулиращите контури. Само системата с релейно управление показа по-силна зависимост към промяната на обекта за управление и липса на работоспособност при липса на допълнителни настройки на контурите за регулиране.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Милчев В., Киров Д. , Топломасообменни уредби , АВС Техника ООД , София 2004
[2] Arun K. Samantaray , Belkacem Ould Bouamama , Model-based Process Supervision , Springer 2008
[3] Feng G. , Lozano R. ,Adaptiv control systems , Newnes , Oxford , 1999
[4] S. Nithya, Abhay Singh Gour, N. Sivakumaran, T. K. Radhakrishnan, Model Based Controller Design for Shell and Tube Heat Exchanger, 30 October 2007 , http://www.sensorsportal.com
[5] TAC Menta, Technical Manual , Europe / Headquarters Malmö, Sweden, 2007
[6] Matlab Version 7 User Guide , The MathWorks, Inc., 3 Apple Hill Drive Natick, June 2004 www.mathworks.com

За контакти

Инж. Д. Цанков, гл. ас., катедра АЕЗ, ТУ-София, d_tsankov@tu-sofia.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Марияна Тодорова

АВТОМАТИЗИРАНИ СИСТЕМИ ЗА ЕНЕРГИЕН МЕНИДЖМЪНТ

AUTOMATED SYSTEMS FOR ENERGY MANAGEMENT

М. Георгиев

Резюме: В следствие нарастване на изискванията към индустриалните обекти за намаляване на консумацията на електроенергия и енергоносители, системите за енергиен мениджмънт придобиват все по-голямо значение. В настоящата статия са разгледани основните принципи на работа на подобен род системи. Предложен е алгоритъм за създаване на оптимизационен модел на база на функциите на консумация на електроенергия на енергийните консуматори, както и алгоритъм за определяне на целевата функция и ограниченията с отчитане на производствения план на предприятието.
Ключови думи: енергиен мениджмънт, оптимално управление, оптимизация на системи, енергийна оптимизация

Abstract: Due to increased requirements for industrial factories to reduce their energy consumption, energy management is becoming more important nowadays. This article presents the main principles of operation of similar systems. An algorithm is proposed to create an optimization model, based on the functions of consumption of energy, as well as algorithm for determining the target function and constraints with respect to the production plan of the factory.
Keywords: energy management, optimal control systems, energy optimization

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Системата за енергиен мениджмънт получава, обработва и оперативно съхранява необходимата информация за всички енергийни потоци. Тази система е основа за изграждане на система за енергиен мениджмънт. Освен системите за енергийния мониторинг на основните енергийни потоци в системите за енергиен мениджмънт могат да се включат и системи за енергийно управление на административните и производствените сгради [3].

Предмет на настоящата статия са основните компоненити на системите за енергиен мониторинг и връзката между основните ù елементи.

II. ЕЛЕМЕНТИ НА СИСТЕМАТА ЗА ЕНЕРГИЕН МЕНИДЖМЪНТ

Системите за енергиен мониторинг включват в себе си четири основни подсистеми:

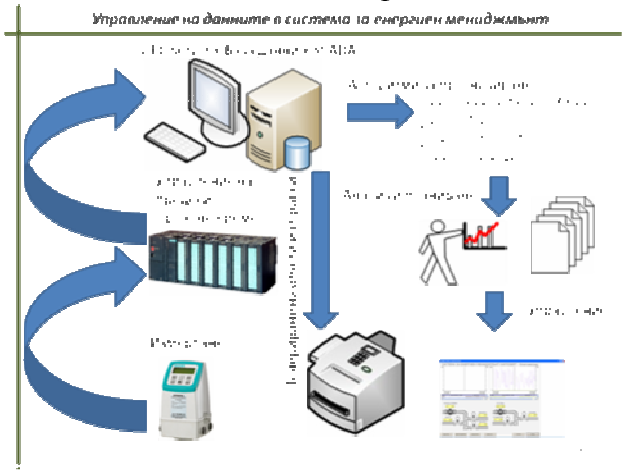
- система за непрекъснат енергиен мониторинг;
- система за анализ на данните и прогнозиране;
- система за управление на енергийните консуматори;
- система за автоматично генериране на отчети.

Системата за непрекъснат енергиен мониторинг служи за наблюдение и архивиране на данни от енергийната система на производственото предприятие. Тя е основният елемент осигуряващ необходимата информация за поведението на енергийните консуматори във времето.

Системата за анализ на данните и прогнозиране служи за определяне на тесните места в енергийната система, както и за генериране на график за консумация на предприятието за определен период в бъдещето. Според действащото в момента законодателство, периодът за предсказване е една седмица, с такт на предсказване един час. Системата за анализ на данните е базата на която се определят важни за производството показатели като:

- оценка на специфичните разходи за енергия (разход на енергия за единица продукт) в реално време;
- определяне на степента и причината за преразход;
- анализ на данните в реално време за вземане на управленски решения, създаване на прогнози и автоматично следене и управление на енергийните потоци.

Системата за управление на енергийните консуматори е от особена важност за предприятието, тъй като това е модула, гарантиращ изпълнението на графика, предварително заложен в енергийната програма на предприятието. Тя трябва да може да определя кои енергийните консуматори да бъдат включвани и изключвани в зависимост от консумацията и плана за производство на промишления обект. Връзките между отделните елементи на система за енергиен мениджмънт е показана на фиг.1.



Фиг.1

Системата за автоматично генериране на отчети е предназначена за осигуряване на надеждна и своевременна информация за лицата, вземащи решения.

III. ИЗИСКВАНИЯ КЪМ СИСТЕМАТА ЗА ЕНЕРГИЕН МЕНИДЖМЪНТ

Изискванията могат да се формулират по следния начин:

- непрекъснатост на работата;
- висока степен на надеждност и резервираност на данните;
- висока скорост на предаване на данните;
- висока скорост на обработка на данните;
- възможност за работа със и без участието на оператор при вземането на решения.

IV. ВИДОВЕ ЕНЕРГИЙНИ КОНСУМАТОРИ

Класификацията на енергийните консуматори може да се направи по два основни критерия:

- според начина им на работа (енергийни консуматори с непрекъснато действие – пещи, мелници, и др., и енергийни консуматори с дискретно действие - помпи, компресори, роботи, манипулатори и т.н.).
- според възможността за включване и изключване на машината.

V. КРИТЕРИЙ ЗА ОПТИМАЛНОСТ

Критерият за оптималност [1] на работата на системата за енергиен мениджмънт е:

$$\min[Q], \tag{1}$$

където Q е сумата от загубите на предприятието от нарушаване на планирания енергиен баланс Qe и загубите от нарушаване на производствения план Qp, т.е.

$$\min[Q_e + Q_p] \tag{2}$$

VI. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ФУНКЦИЯТА НА ЗАГУБИТЕ

Нека с Esk означим планираното количество енергия за час k, тогава функцията на загубите се дефинира като:

$$Q_e = (E_s^k - E^k)P, \tag{3}$$

където P е цената на небалансираната енергия и се определя по формулата:

$$p = \begin{cases} P_1, E_s^k - E^k > 0 \\ P_2, E_s^k - E^k < 0 \end{cases}, \tag{4}$$

Следователно При условие (4) функцията за оптималност придобива вида:

$$\min[(E_s^k - E^k)P] \tag{5}$$

VII. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ОГРАНИЧИТЕЛНИТЕ УСЛОВИЯ ЗА РАБОТА НА ВСЯКА ЕДНА МАШИНА

Работата на всяко от съоръженията или група от съоръжения, работещи едновременно, се определя по следния начин:

1. За всяка от машините (група машини) се дефинира режим на работа.

Машините (групата машини) работи или не работи, което може да се запише с формулата:

$$X_i = \begin{cases} 0, \text{ако съоръжението не работи} \\ 1, \text{ако съоръжението работи} \end{cases}. \quad (6)$$

2. За всяка машина (група машини) се дефинира функция на консумацията F(t)

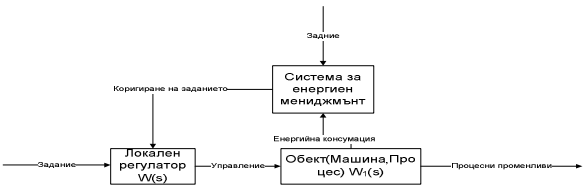
3. Определя се консумацията на предприятието до края на текущия час

4. Определя се количеството енергия, което остава да бъде консумирано до края на часа:

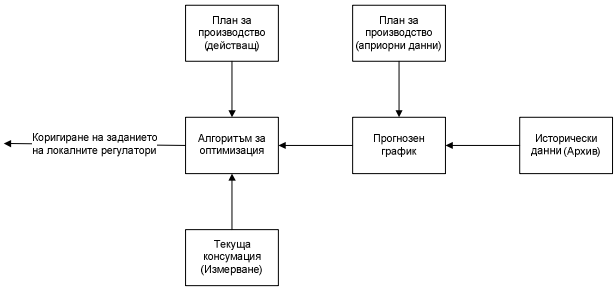
$$E_r^{1-\Delta T} = E_s^k - E^{\Delta T}. \quad (7)$$

VIII. ВЗЕМАНЕ НА РЕШЕНИЕ ПРИ УПРАВЛЕНИЕ НА ЕНЕРГИЙНАТА КОНСУМАЦИЯ

Вземането на решение [2] при управление на енергийната консумация се определя от решаване на следната оптимизационна задача:



Фиг. 2. Място на системата за енергиен мениджмънт в системата за автоматично управление



Фиг.3. Принцип на работа на системата за енергиен мениджмънт

IX. ИЗВОДИ И ЗАКЛЮЧЕНИЯ

В последните години при нарастване на изискванията към индустриалните обекти за намаляване на консумацията на електроенергия и енергоносители, системите за енергиен мениджмънт придобиват

$$\min(E_s^k - E^{\Delta T} - (1 - \frac{\Delta T}{60})[\sum_{i=1}^{N} X_i F_i(t)]),$$

при (8)

$$F_1 < F(t) < F_2$$
$$F(t) \geq 0$$

В много от случаите границите F1 и F2 също са динамични, като тяхното поведение зависи от текущия производствен план на предприятието, което преобразува (9) в:

$$\min(E_s^k - E^{\Delta T} - (1 - \frac{\Delta T}{60})[\sum_{i=1}^{N} X_i F_i(t)]),$$

при (9)

$$F_1(t) < F(t) < F_2(t)$$
$$F(t) \geq 0$$

Структурната схема на участие на системата за енергиен мениджмънт в системите за локален контрол е показана на фиг. 2. На фиг. 3 е показан обобщения принцип на работа на подобен род системи и техните основни компоненти.

все по-голямо значение. В настоящата статия са разгледани основните принципи на работа на подобен род системи.

Предложен е алгоритъм за създаване на оптимизационен модел на база на функциите на консумация на електроенергия на енергийните консуматори. Предложен е алгоритъм за определяне на целевата функция и ограниченията с отчитане на производствения план на предприятието.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Оптимизация на системи, Сапунджиев Г., Георгиев Г., ТУ-София, 2008
[2] Вземане на решения в системите за управление Сапунджиев Г., ТУ-София, 2007
[3] Turner W., Doty S., Energy Management Handbook, Seventh Edition, Fairmont Press, 2009

Контакти

Методи Георгиев,Технически университет – София Катедра: Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет: Автоматика, e-mail: georgievmg@tu-sofia.bg

Рецензент: доц. д-р инж. Емил Маринов

НЯКОИ ПРОБЛЕМИ И ПЕРСПЕКТИВНИ ВЪЗМОЖНОСТИ ПРИ ПРАКТИЧЕСКОТО ОБУЧЕНИЕ НА СТУДЕНТИТЕ ОТ ТЕХНИЧЕСКИТЕ УНИВЕРСИТЕТИ

SOME PROBLEMS AND PERSPECTIVES ON THE PRACTICAL TRAINING OF STUDENTS OF TECHNICAL UNIVERSITIES

П. Петров, М. Маринова, М. Тодорова, Хр. Тахрилов, В. Узунов, Ян. Славова

Резюме: В предлаганата работа е разгледан един от основните проблеми при подготовката на инженерни кадри, а именно – практическото обучение на студентите в реална производствена среда. Споделен е опита на авторите при търсене на алтернативни възможности за осигуряване на висококачествено инженерно образование.
Ключови думи: практическо обучение, реална производствена среда, студенти от техническите университети

Abstract: In this paper one of the main problems of the preparation of engineers, namely - the practical training of students in a real production environment is considered. The experience of the authors in search of alternatives for providing high quality engineering education is shared.
Keywords: practical training, real production environment, students of technical universities

I. ВЪВЕДЕНИЕ

Слабата практическа подготовка на студентите е един от основните проблеми пред висшето образование. Особено актуален е проблема при обучението на инженерни кадри, което в значителна степен се свежда до теоретични постановки и компютърни симулации. Основните причини за това са финансовите трудности, свързани с изграждането на модерни лаборатории за практическо обучение и недостатъчния интерес от страна на фирмите, предлагащи стажантски програми. Това наложи необходимостта от търсене на перспективни възможности за осигуряване на качествено обучение на студентите, обвързано с практиката.

Една такава възможност беше проекта „Иновационно практическо обучение на студенти от техническите университети в модерна бизнес-среда", разработен от екип на катедри „Автоматизация на производството" и „Електротехника и електротехнологии" на ТУ – Варна, с ръководител доц. Петър Петров от катедра „АП" и координатор – доц. Мария Маринова от катедра „ЕТЕТ".

II. ПРОЕКТЪТ КАТО ПЕРСПЕКТИВНА ВЪЗМОЖНОСТ ПРИ ПРАКТИЧЕСКОТО ОБУЧЕНИЕ НА СТУДЕНТИТЕ

Основна цел на проекта беше осигуряване на висококачествено инженерно образование, базирано на солидно научно познание и модерно практическо обучение, реализирано в реална производствена среда. За изпълнение на основната цел, колективът на проекта набеляза следните специфични цели:

1.Повишаване нивото и ефективността на практическото обучение на студентите от ОКС "Бакалавър".

2.Подобряване на качеството на инженерното образование за адекватното му адаптиране към съвременния български и Европейски пазар на труда.

3.Подготовка на инженерни специалисти с модерни практически знания, за реализация в съвременната икономика.

4.Разработване на съвременен механизъм за модерно практическо обучение на студентите от ОКС "Бакалавър" в тясно сътрудничество с водещи български фирми от областта на електротехническата промишленост и автоматизацията.

5.Приложение на съвременни научни достижения и модерните технологии от областта на електро-техническата промишленост и автоматизацията в условия на реално производство**.**

Проектът, на обща стойност 79 176 лв, се реализира в периода октомври 2008 – декември 2009 г. Неговото финансиране беше осигурено със средства на Европейския Социален Фонд в рамките на Оперативна програма "Развитие на човешките ресурси" BG051PO001/07/3.3-01 по Схема за предоставяне на безвъзмездна финансова помощ „Разработване на механизъм за училищни и студентски практики".

В проекта взеха участие студенти от III курс от специалностите „АИУТ" и „Електротехника". Целевата група включваше общо 60 студента, от които 47 мъже и 13 жени. Като фирми - партньори по проекта бяха избрани водещи предприятия в областта на автоматиката и електротехниката: Спарки Елтос АД - град Ловеч, КАСИ Аутомейшън ООД, КиК - ДС ООД и "ГТТ Инженеринг" ООД – град Варна.

Организиран беше подбор на желаещите студенти по критерии, разработени от катедрените колективи и съгласувани с фирмите-партньори. Беше разработен график за работа във фирмите, базиран на ротационен принцип. Така се осигури възможност на студентите, участващи в проекта, да се запознаят със спецификата на всяка от фирмите, да работят както в екипи, така и по индивидуални проекти, в реална производствена среда и конструктивни и технологични отдели.

Наблюдението и оценката на дейностите по проекта бе осъществено от: оперативната група; наставниците на ТУ-Варна; наставниците и ръководствата на фирмите-партньори.

Реализацията на практическото обучение в рамките на проекта наложи подготовката на значителен брой материали:

- анкети за проучване на студентското мнение и мнението на работодателите относно провеждане на практическо обучение по съответната специалност в условията на реална бизнес среда;
- механизъм за провеждане на практическото обучение на студентите в реална работна среда;
- методика за организация на практическото обучение;
- учебни програми ;
- класификатор на работните места;
- изисквания от фиксирани познания и умения към студентите, включени в практическото обучение;
- учебни пособия;
- тест за подбор на студентите;
- методика и система за оценяване на практическите знания и умения на студентите;
- дневници за практическо обучение;
- презентации на фирмите – партньори;
- времеви графици за практическото обучение;
- удостоверение за квалификационна група по безопасност;
- подобрен механизъм за провеждане на практическо обучение на студентите;
- сборник-материали по проекта;
- грамоти;
- динамични учебни програми за стаж на студентите от III курс ОКС „Бака-

лавър” (1 бр. за студентите от специалност „АИУТ” и 1 бр. за студентите от специалност „ЕТ”);
- дългосрочни програми за сътрудничество между катедри „АП” и „ЕТЕТ” на ТУ – Варна и фирмите-партньори по проекта;
- материали за публичност на проекта;
- снимков материал.
- технически и финансови отчети;
- протоколи от заседания на ръководния екип.

Една част от материалите (анкети, тестове, учебни пособия, дневници и др.) се разпространяваха по време на проведените пресконференции, работни срещи, семинари и самото практическо обучение на студентите. Друга част от тях (механизъм за провеждане на практическото обучение, методика на оценяване, списъци с окончателното разпределение на студентите, резултати от проведените изпити и др.) бяха обявявани на информационните табла. Периодично се публикуваше информация за проекта в сайта на ТУ-Варна, местната преса, радио Варна и радио Фокус.

III. ПОСТИГНАТИ РЕЗУЛТАТИ ОТ ПРОЕКТА

Постигнатите резултати в количествени изражения са:
- Изработени 265 бр. електрически захранващи табла (от 600 бр. производствена програма на ГТТ „Инженеринг”), като фирмата е дарила едно от таблата, изработено от студентите, на катедра „ЕТЕТ”;
- Проектантска дейност на схеми за управление;
- Запознаване с доставката на хардуер във фирмите „КАСИ Аутомейшън” ООД и „КиК-ДС” ООД и с възможностите за прилагане по проектите;
- Участие в проектиране, настройка и пуск на системи за автоматизация на 3 обекта на фирми „КАСИ Аутомейшън” ООД и „КиК-ДС” ООД;
- Комутиране и изработване на 20 бр. ел. табла за управление.

В следствие от участието в проекта бяха постигнати следните индикатори, предвидени за изпълнението на договора:
- подобряване на качеството на обучение чрез съчетаване на получените теоретични знания с практически умения, придобити в реална производствена среда;
- подобряване на практическите умения на студентите;
- прилагане на придобитите теоретични знания на практика;
- по-бърза адаптация на студентите към потребностите на пазара на труда;
- модернизация на МТБ на Университета – проектирано, изработено и монтирано захранващо табло за лаборатория; Усвоен програмен продукт AUTO CAD;
- актуализация на учебните планове и на учебните програми по практика – 1 уч. план и 5 уч. програми;

- засилване на интереса на кандидат-студентите към специалностите, участващи в проекта
- повишаване на приема за спец. „АИУТ" и „ЕТ" с 30%;
- укрепване на връзките между ТУ - Варна и бизнеса.

Измерими индикатори бяха:

- Брой студенти, усвоили знания и умения по дадена технология/ устройство/ система – 60 бр.;
- Брой преподаватели, обучени за работа с модерно оборудване и технологии – 6 бр. (3бр. от кат."АП" и 3бр. от кат. „ЕТЕТ");
- Брой актуализирани учебни планове – 1 бр. ;
- Брой актуализирани учебни програми по практика – 5 бр. (2бр. за спец. "АИУТ" и 2бр. за спец. „Електротехника" и 1бр.обща за двете специалности);
- Брой на издадените методически пособия по практика – 2 бр. (1 бр. за спец."АИУТ" и 1 бр. за спец. „Електротехника")
- Кандидатстуденти за уч.2009-2010г., заявили сред своите първи три желания специалност „АИУТ" - 1451 бр. за редовно обучение (РО) (при прием 75 бр.) и 758 бр. за задочно обучение (ЗО) (при прием 15 бр.);
- Кандидатстуденти за уч.2009-2010г., заявили сред своите първи три желания специалност „Електротехника" - 1236 бр. за РО (при прием 45) и 652 бр. за ЗО (при прием 15).
- Брой студенти, успешно завършили студентската практика - 60 бр.;
- Среден успех от проведените изпити в края на студентските практики – 4.83;
- Брой на отлично представилите се студенти – 20 бр.;
- Брой защитени сертификати – 20 бр.;
- Укрепване на съществуващите връзки между Университета и фирмите.

Проектът генерира и непредвидени положителни резултати:

- Значително нарастна интересът към провеждане на практическо обучение в реална производствена среда от страна на студентите от по-долните курсове;
- За първи път в ТУ-Варна две специалности (от различни факултети) от едно професио-нално направление доказаха, че могат да работят по общи учебни програми в областта на практическото си обучение.

IV. ТРУДНОСТИ ПРИ РЕАЛИЗИРАНЕ НА ПРОЕКТА

При реализиране на проекта работната група се сблъска с някои трудности, свързани със сътрудничеството със службите на Договарящия орган:

1) Според приложената схема на финансиране се получаваше бавно възстановяване на изразходваните средства (до 3 месеца при обща продължителност на проекта 15 месеца), поради което се наложи самофинансиране и недоусвояване на част от утвърдените средства.
2) Технологията за съвместна комуникация с цел актуализиране на раздели от проекта при изпълнението му беше утежнена. Липсваха възможности за гъвкава промяна в процеса на изпълнение на проекта. Срокът за отговор на наложените промени (предизвикани от независещи от оперативния орган за управление на проекта причини) беше дълъг (1 месец). Това предизвика неверифициране на разходи, получени в резултат на промените от една страна, а от друга – не създаде стимули за спестяване на разходи по проекта.
3) Липса на комуникация между отделните звена, контролиращи изпълнението на проекта.
4) Констатирани неуеднаквени изисквания по изпълнение на финансовата част от проекта спрямо изпълнението на аналогични проекти в други звена.

V. ИЗВОДИ

Въз основа на постигнатите резултати от проведеното обучение на студентите от специалности „АИУТ" и „Електротехника" в реална производствена среда, могат да бъдат направени следните изводи и заключения:

- Основната цел на проекта, свързана с осигуряване на висококачествено инженерно образование, базирано на практическо обучение в реална работна среда, беше изпълнена. Постигнати бяха специфичните цели на проекта.
- Организацията и фирмите-партньори оцениха положително тази форма на практическо обучение на студентите в реална работна среда. Направени бяха предложения от фирмите за работа при тях на някои от студентите.
- Положителна беше и оценката от страна на обучаемите за резултатите от проекта.
- Положителната обратна връзка и проявения интерес от страна на студентите от по-долните курсове доведе до предложение за продължаване изпълнението на договора с предварително съгласие от фирмите за съвместно участие.
- Работата с фирмите-партньори беше оценена като ползотворна. Установените партньорски отношения между тях и катедри „АП" и „ЕТЕТ" на ТУ-Варна ще продължат и за в бъдеще под формата на провеждане на студентски стажове; участие при задаване на теми за дипломни проекти и др.

За контакти
инж. Марияна Георгиева Тодорова, доцент д-р в Катедра „Автоматизация на производството" при ФИТА на ТУ-Варна, ул. Студентска №1, 826Е,
e-mail: mgtodorova@yahoo.com

Рецензент: доц. д-р инж. Велко Наумов