Ep.6.9
592

ISSN 0136-3549
3134-3823

TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED
№ 592
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

TPI '85

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ И ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

TPI '85

УДК 681.5+621.3

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ И ЦЕПЕЙ С ПОМОЩЬЮ ЭВМ

Электротехника и автоматика XXVIII

Таллин 1985

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
Труды ТПИ № 592

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ И ЦЕПЕЙ
С ПОМОЩЬЮ ЭВМ
Электротехника и автоматика ХХУШ

На русском языке
Редактор С. Сеппель
Техн. ред. В. Ранник и М. Тамме
Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 04.01.85
Подписано к печати 04.02.85
МВ-01423
Печ. л. 12,25 + прилож. 0,5. Уч-изд. л. 8,5
Тираж 600
Зак. № 64
Цена 1 руб. 30 коп.
Таллинский политехнический институт, 200026 Таллин,
Эхитаяте тээ, 5
Ротапринт ТПИ, 200006 Таллин, ул. Коскла, 2/9

© Таллинский политехнический институт, 1985

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.5:001.891

Х. Силламаа

ДИНАМИКА НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ КАФЕДРЫ АВТОМАТИКИ ТПИ 1960-1985

1. Особенности научной работы в вузах

Общепринято считать, что научная работа в вузах преследует три главные цели:

а) привлечение научного потенциала квалифицированных преподавателей вуза к выполнению фундаментальных и прикладных исследований, т.е. совмещение на кафедрах преподавания и научной работы;

б) расширение и углубление знаний и повышение квалификации самих преподавателей;

в) привитие студентам навыков исследовательской работы сочетанием учебного процесса с элементами научных исследований.

Следует выделить еще одну существенную сторону научной работы в вузе. А именно, согласно действующей системе финансирования основным источником материальных средств кафедры для обновления и расширения лабораторной базы являются средства, получаемые в результате выполнения прикладных хоздоговорных научно-исследовательских работ.

При кажущейся согласованности указанных целей они в действительности содержат ряд внутренних противоречий. Серьезным затруднением является совмещение сфер научных исследований и преподавания. Профилирующие кафедры, особенно в некрупных вузах, должны обеспечивать преподавание двадцати-тридцати различных курсов, поэтому научные интересы преподавателей окажутся достаточно разнородными. С другой стороны, успешная научная работа требует объединения всех исполнителей к достаточно сконцентрированной тематике, в определенном смысле более узкой любого профилирующего курса. От-

сюда и появляются трудности совмещения научной и преподавательской деятельности.

Основной целью данной статьи является рассмотрение процесса развития научных исследований на кафедре автоматики ТПИ с момента ее основания. В свете вышеприведенных особенностей научных исследований в вузе закономерности эволюции научной работы имеют достаточно сложный характер. Ведь преподавательскую работу, особенно по новым специальностям, характеризует также существенный динамизм, изменение задач преподавания и смещение центра тяжести от одних курсов к другим. Эти изменения являются отражением либо развития данной области техники в мире, либо изменений потребности в специалистах той или иной специализации.

Выделенные в данном разделе обстоятельства должны помочь понять причины, обуславливающие характер эволюции научной работы кафедры автоматики.

2. Организация кафедры автоматики в ТПИ

Кафедра автоматики была официально основана I2 марта I960 г. Фактически в это время по специальности обучались уже около 300 студентов ввиду формирования первых групп с I сентября I958 г. Кафедра была создана в окружении сильноточных кафедр энергетического факультета, поэтому лишь читаемые там ранее курсы электрических измерений, промышленной электроники и основ автоматики смогли формировать некоторую идейную базу для нового направления. В те годы специальность называли "автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства", поэтому первоначально измерительная техника имела существенно большую роль в учебном плане, нежели после I96I года, когда названием специальности стало "автоматика и телемеханика".

Для характеристики автоматики в период основания кафедры достаточно напомнить, что еще не было завершено изготовление первой в республике ЭВМ М-3 на электронных лампах. Еще не состоялся также I Всемирный конгресс Международной федерации по автоматическому управлению (IFAC) в Москве, где впервые получили признание основы современной теории управления на базе концепции состояния системы.

Специальность автоматики в ТПИ была создана по инициативе Совнархоза ЭССР примерно одновременно с организацией Научно-исследовательского электротехнического института Совнархоза для выполнения прикладных исследований по электротехнике, электронике, автоматике и технологии машиностроения. В те же годы был создан Институт Кибернетики АН ЭССР на базе секторов автоматики и механики других организаций академии. Тем самым за 2-3 года ситуация относительно научных исследований в области автоматики существенно изменилась. Острая нехватка кадров заставила десятки электроинженеров переквалифицироваться на научную работу по электронике, вычислительной технике и автоматике.

На созданной в ТПИ кафедре автоматики лишь заведующий имел ученую степень кандидата наук по средствам автоматики, всем остальным пришлось переквалифицироваться. Лабораторная база отсутствовала, так же как и традиции преподавания или исследования по автоматике. Ранее в ТПИ была выполнена лишь одна хоздоговорная работа по автоматике объемом в 3 тыс. рублей, где целью была разработка терморегулятора отопительных радиаторов. Из-за недостаточной надежности исполнительного узла он так и никогда не был внедрен (и до сих пор у нас такой простой и нужный регулятор отсутствует!). Тем самым кафедра была создана буквально на пустом месте. Проблему оборудования необходимых учебных и исследовательских лабораторий удалось решить путем выделения Совнархозом ЭССР средств для организации при кафедре с I января 1962 года проблемной лаборатории автоматизации производственных процессов.

В результате координации в республике научно-исследовательских работ по автоматике и технической кибернетике в 1963 г. основным научным направлением лаборатории определилось исследование специальных датчиков и разработка контрольно-преобразовательных устройств для систем автоматики.

Не так легко сейчас установить, почему именно такая тематика установилась на новой кафедре автоматики (проблемная лаборатория всегда работала в тесной связи с кафедрой, поэтому в дальнейшем не будем их различать). Вероятно, определенную роль сыграли ряд обстоятельств:

а) проблема датчиков была и осталась актуальной в автоматике;

б) все члены кафедры имели некоторый опыт разработки измерительной или иной аппаратуры, а опыт системных исследований полностью отсутствовал;

в) в первых учебных планах измерительная техника имела относительно большую роль;

г) в других организациях были начаты работы по разработке систем автоматизации технологических процессов (сланцехимия, стройматериалы).

3. Эволюция исследований

3.1. Период становления (1960-1966).

Первое десятилетие существования кафедры характеризуется рядом неблагоприятых для научной работы обстоятельств:

а) очень быстрый рост количества студентов во всех формах обучения (в 1958 г. было 125, а в 1959 - 280, 1961 - 590 и 1965 - 970), требовавший большой работы преподавателей для налаживания учебного процесса;

б) лишь четвертые помещения для кафедры (с 1967) оказались окончательными, что требовало многократной перестройки и переоборудования лабораторной базы;

в) кафедре многократно поручали первоначальную подготовку новых специальностей в ТПИ. С 1961 по 1966 г. кафедра профилировала специальность "радиотехнику". В 1966 г. образовали самостоятельную кафедру радиотехники. В 1966 - 1969 гг. почти то же повторилось применительно к специальности "электронная вычислительная техника". С 1971 г. кафедра начала профилирование специальности "автоматизированные системы управления".

В итоге количество преподавателей на кафедре увеличилось весьма быстро. Например, в 1965 году на кафедре для преподавания 29 различных учебных курсов работало 14 штатных преподавателей (и более 20 внештатных), однако только 3 из них имели ученые степени кандидата наук и лишь 2 имели более чем 10-летний стаж работы в вузе. В проблемной лаборатории имелось 5 инженерных должностей, где работали только что окончившие институт молодые инженеры, а частично даже студенты-старшекурсники.

Разумеется, в первые годы научная работа кафедры была еще достаточно разнородна. Здесь еще сказывалась традиция назначить каждому преподавателю самостоятельную тему, преимущественно связанную с читаемым им курсом. В первые годы чтения нового курса это, конечно, весьма полезно. Параллельно наблюдалась явная тенденция сконцентрирования тематики и скоро выделились 3 основные исследовательские группы вокруг тем

а) исследования по датчикам Холла;
б) исследования по колебательной вискозиметрии;
в) исследования по дискретным управляющим устройствам.

Исследования по датчикам Холла начались на общем фоне повышенного интереса к полупроводниковым элементам во всем мире в конце 50-х годов. Датчики Холла считались обладающими весьма богатыми потенциальными возможностями применения, однако технические стороны применений практически не были исследованы. В лаборатории была налажена и освоена технология изготовления пленочных датчиков Холла из селенида ртути. Изготовленные датчики приобрели достаточную популярность ввиду отсутствия в то время серийного производства датчиков Холла в СССР. Лишь в конце 60-х годов с появлением промышленных монокристаллических датчиков изготовление на кафедре пленочных датчиков было прекращено. Для лаборатории, однако, важнейшим было то, что возможность изготовления пленочных датчиков практически произвольной конфигурации дала средства для экспериментальной проверки ряда теоретических результатов. Именно теоретические анализы и расчеты на ЭВМ по связи геометрических и физических показателей датчика с его основными электрическими характеристиками представили, по-видимому, важнейший результат по данному циклу исследований. В лаборатории они привели позднее к изобретению оригинального датчика перемещений. Из прикладных разработок данной группы заслуживают упоминания созданные в лаборатории в 1962 - 1965 гг. на базе датчиков Холла образцы автоматизированных анализаторов речевых сигналов для акустико-лингвистических исследований.

Исследования по дискретным управляющим устройствам получили начало от решения прикладной задачи, точнее, от разработки устройства управления для пресса силикатных кирпи-

чей. Был проработан ряд задач оптимизации структуры цифрового регулятора со сложной коррекцией. Изготовлялись оригинальные цифровые устройства для реверсивного управления быстродействующими шаговыми двигателями. Свое лицо эта исследовательская группа получила во второй половине 60-х годов, когда начались исследования по синтезу цифровых устройств на базе модели конечного автомата.

Исследования по колебательной вискозиметрии получили начало от необходимости иметь датчики вязкости и консистенции непрерывного действия для автоматизации и контроля режимов в производстве различных строительных материалов (бетоны, силикатобетоны, шпаклевки, клеи, лаки и т.д.). Подобные проблемы встречаются и в других отраслях промышленности (химия, пластмассы и др.). Объектом исследования стали малоизученные колебательные датчики вязкости, где вязкая среда воздействовала на степень и характер затухания электромеханической колебательной системы. Первоначальными задачами были определение наилучших методов выявления изменений режима затухания, а также анализ обратного воздействия вискозиметра на измеряемую среду. Особое внимание уделялось разработке широкодиапазонного вискозиметра для больших вязкостей, позволяющего проследить за процессом затвердения массы. Был разработан оригинальный вискозиметр ВМ-I для лабораторных исследований.

3.2. Вторжение ЭВМ и системных исследований

К концу 60-х годов общая ситуация в автоматике существенно изменилась. Транзисторизация электроники позволила создать более сложные технические средства с существенно улучшенной надежностью. Появилось новое поколение ЭВМ, и в 1967 г. в ТПИ начала работать, наконец, собственная ЭВМ типа "Минск-22". Кафедра с 1967 года располагалась в теперешних помещениях. С 1968 г. всесоюзно были введены принципиальные изменения в учебный процесс специальности автоматики - вводились специализации для самостоятельной подготовки инженеров либо по средствам, либо по системам автоматики. В ТПИ было решено подготовку дневных студентов ориентировать по системной специализации, а вечерников - по средствам автоматики. В 1971 г. на кафедре произошло другое

существенное изменение - была открыта специальность АСУ для подготовки инженеров-системотехников, ориентированных на использование ЭВМ в сложных системах управления и обработки данных.

Все такие изменения вызвали явное тяготение к системным исследованиям и в научно-исследовательской работе кафедры и лаборатории. Кроме непосредственного "заказа" со стороны учебного процесса явно сказывалась и всемирная тенденция широкого применения ЭВМ для решения системных задач. Несомненно нельзя отрицать и существенного влияния сотрудников кафедры с явно системным складом мышления.

Появление системных исследований оказалось естественным развитием ранеепроведенных исследований. Как уже указывалось, исследования по цифровым регуляторам привели к синтезу цифровых систем, описываемых моделью конечного автомата. Известные формализованные методы синтеза конечных автоматов оказались слишком громоздкими для прикладных задач даже при проведении синтеза на ЭВМ. Поэтому использовалась идея организации синтеза путем декомпозиции автомата. Тем самым во второй половине 60-х годов и появилось на кафедре направление декомпозиционного синтеза конечных автоматов. Это направление плодотворно разрабатывается и в настоящее время, хотя с середины 70-х годов исследовательская группа перешла на кафедру ЭВМ ТПИ.

Вполне аналогичным было и появление исследовательской группы по электронным цепям. Уже при анализе электрических цепей с датчиками Холла пришлось сталкиваться с уникальными схемами замещения ввиду гираторного характера датчиков Холла. Поэтому естественно появились проблемы, какие типы схем замещения в электронных цепях вообще могут существовать. Актуальность темы обуславливалась быстрым развитием транзисторной электроники. В литературе одна за другой появились изобретенные новые конфигурации электронных узлов с самыми разнообразными свойствами. Все это прямо наталкивало к исследованию общей систематики схем замещения электронных цепей, которые привели к общим методам синтеза схемных структур.

С другой стороны, при расчете характеристик датчиков Холла сложными численными методами уже в 1962-1963 гг. пришлось прибегать к помощи ЭВМ. Далее ЭВМ стали исполь-

зовать и в других схемных расчетах при разработке аппаратуры и скоро выяснилось, что используемые в ручных расчетах цепей методы при переносе на ЭВМ окажутся достаточно неудобными. Кроме того, трудноконтролируемыми оказываются и процессы накопления погрешностей в сложных вычислениях. В расчетах цепей это особенно опасно, так как здесь интуиция и опыт инженера часто оказываются неспособными выявить даже сильно неточные результаты. Поэтому и ставилась проблема разработки новых, ориентированных на ЭВМ, методов анализа и машинного расчета систем и цепей. Был предложен метод лагерровских последовательностей, где системные функции и переменные в ЭВМ представлялись конечными последовательностями коэффициентов их лагерровских спектров. Такие алгоритмы в ЭВМ работают быстро и без накопления ошибок, однако прибавляется проблема "перевода" результатов в привычный проектировщику "язык".

Определенные изменения произошли и в исследовательских группах по техническим средствам. Появление самостоятельной тематики по анализу и синтезу электронных цепей отнимали бо́льшую часть сил из группы по датчикам Холла. Поэтому остаток группы был объединен с группой реологических датчиков и сохранились лишь исследования по холловским датчикам перемещения, которые нашли непосредственное применение в составе реологической аппаратуры.

В группе теории цепей начались прикладные работы по проектированию узлов электронных измерительных приборов, где проходили первую апробацию разработанные общие методы анализа цепей. В рамках этих работ получила развитие и самостоятельная ветвь исследования индуктивных делителей напряжения, которые представляют собой высокоточные (погрешностью менее 0,001 %) метрологические узлы образцовых электронных приборов. Разработка теории, учитывающей распределенные параметры узла, позволила создать инженерную методику проектирования делителей и найти им новые области применения.

В 1971 году были начаты исследования по моделированию химико-технологических процессов для управления и оптимизации производства. Прикладные хоздоговорные работы были связаны с моделированием и оптимизацией процесса полукоксова-

ния сланца в газогенераторах, пиролиза сланцевого газобензина, обесфторивания фосфоритов в многозонном термореакторе с кипящим слоем, а также с созданием модели технологического процесса формирования тиристорной структуры силовых полупроводников. Одновременно начались систематические исследования по созданию единой методологии формирования на ЭВМ совокупности моделей непрерывных технологических процессов для решения разнообразных задач анализа динамики, оптимизации и идентификации процессов.

Тем самым в начале 70-х годов в структуре научно-исследовательских работ кафедры автоматики произошли существенные изменения, с одной стороны, отражающие всемирное развитие автоматики и ее технической базы, а с другой, перестройку учебного процесса на специальностях кафедры. Направление исследований кафедры получило официальное наименование "Анализ и синтез сложных систем и цепей с применением вычислительных машин", отражая ведущую роль системных исследований. Тем не менее продолжались и исследования по техническим средствам как в области реологической аппаратуры, так и по электронным измерительным приборам. Эти исследования расширили возможности связывания научной работы с учебным процессом, что весьма важно для научной деятельности вуза. Кроме того, полученные в ходе исследований по средствам изобретательские решения,отраженные в нескольких десятках авторских свидетельств, прямо требовали продолжения соответствующих работ.

3.3. Последнее десятилетие: углубление исследований

В начале 70-х годов имело место еще два существенных для науки кафедры "прорыва":

а) за короткий срок были завершены и защищены ряд кандидатских диссертаций (в 1971 году даже 5 работ), так что количество кандидатов наук в 1972 году на кафедре достигло 12 (в 1965 г. их было 3);

б) значительно увеличился объем хоздоговорных работ. Вместо 10...15 тыс. рублей/год в 60-е годы в 1974 г. годовой объем превышал 100 тыс. рублей. Одновременно при кафедре появились инженерные должности для выполнения хоздоговоров (в 1975 году их было уже 15). Тем самым общая числен-

ность в 1975 году была уже 49. Расширилось также участие студентов в хоздоговорных исследованиях (около 100 студентов ежегодно).

Тем самым проблема нехватки квалифицированных сотрудников, характерная кафедре в 60-х годах, в существенной мере "снималась с повестки дня". На первый план выдвинулась проблема приобретения нового оборудования, в первую очередь, собственной ЭВМ. К сожалению, эти стремления реализовались лишь в 1979-80 годы, когда кафедра, наконец, получила расширенный комплект ЭВМ СМ-4. Первый дисплейный класс на ее базе начал действовать в 1981 году.

Дальнейшее развитие научной работы кафедры и лаборатории шло уже при установившейся структуре исследовательских групп. Постоянно увеличивались денежные ресурсы и численность научных сотрудников и инженеров-исследователей. В 1984 году наряду с 19 преподавателями в исследованиях (полностью или частично) участвует около 50 инженеров, около 100...120 студентов, а годовые ассигнования на хоздоговорные работы превышают 200 тыс. рублей. Это значительный коллектив, ведущий исследовательскую работу по трем основным темам:

а) моделирование и управление химико-технологическими процессами;

б) разработка реологической измерительной аппаратуры;

в) автоматизация проектирования электронных систем и векторметрия.

Из основных результатов последнего десятилетия упоминаем лишь некоторые.

В области управления химико-технологическими процессами на базе концепции химико-технологической системы разработана методология построения моделей, описывающих материальный и энергетический баланс этих процессов. Созданы пакеты программ для оценки состояния химико-технологических процессов с применением фильтра Калмана. Разработана двухуровневая система управления производством бензойной кислоты с применением микро- и мини-ЭВМ.

На базе имитационного моделирования создана стохастическая модель всего многостадийного технологического про-

цесса производства силовых тиристоров и разработаны методы и алгоритмы компенсационного управления процессом.

В области реологической аппаратуры созданы оригинальные датчики малых вязкостей на базе высокодобротной электромеханической колебательной системы. Разработан комплект автоматизированной аппаратуры для определения вязкости и пластичности строительных материалов и смесей в широкой области реологических параметров.

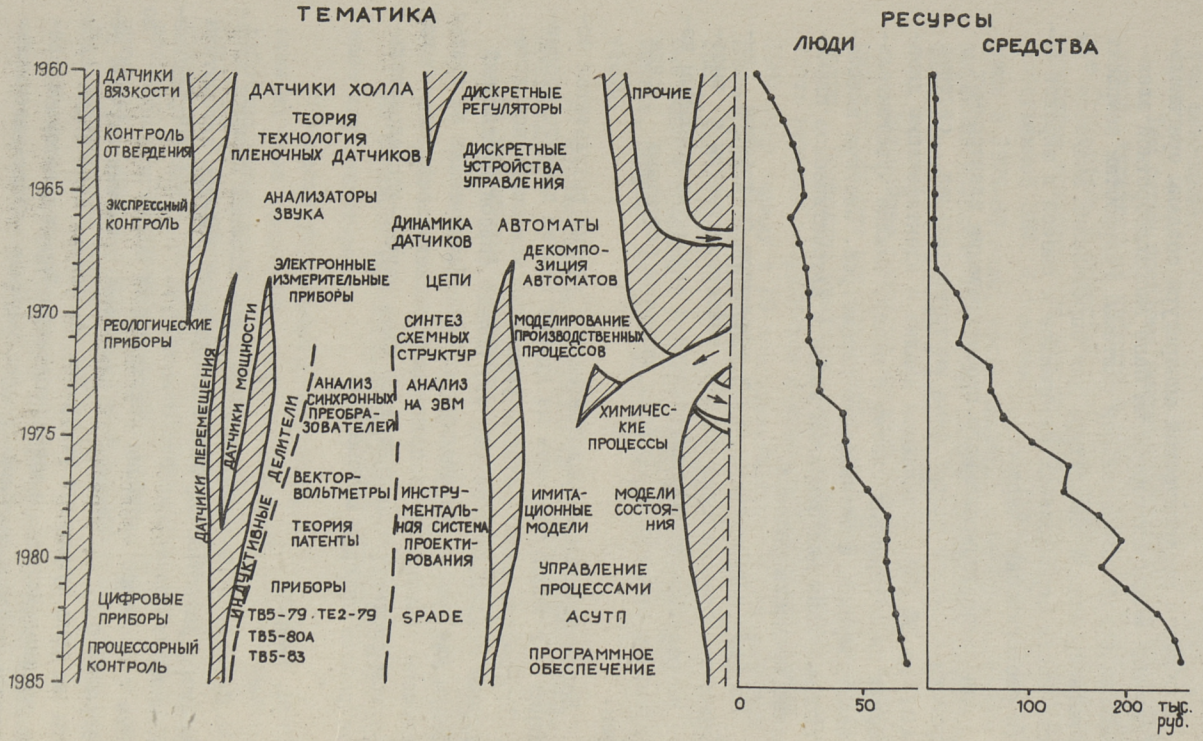
Для автоматизированного проектирования электронных устройств и систем разработана инструментальная система SPADE на ЕС ЭВМ, включающая анализ и идентификацию динамических характеристик систем и цепей, анализ чувствительностей, допусков и оптимизацию параметров. Система включает входной язык для описания задач и автоматическое планирование процесса решения.

На базе изобретенных новых принципов построения синхронных преобразователей созданы векторвольтметры с высокими метрологическими показателями и автоматизированным измерительным процессом. Приборы защищены патентами ряда стран.

Более детальное представление о многих результатах последних лет можно получить из других статей данного сборника. Поэтому из данной статьи умышленно исключены все литературные ссылки, тем более, что полный список публикаций кафедры уже давно перешагнул за 500. Точно также из статьи исключены ссылки на исполнителей исследований, так как объектом рассмотрения считалась сама научно-исследовательская работа кафедры автоматики.

4. Выводы

Сделана попытка проанализировать сложный процесс динамического развития научных исследований кафедры автоматики Таллинского политехнического института. Наглядное представление о процессе эволюции исследований можно получить по диаграмме фиг. I, отражающей изменение тематики научной работы на фоне суммарных ресурсов. Из статьи явно видны сложные взаимодействия в многоугольнике "преподаватель-исследователь-студент-учебный процесс-научная работа-материаль-



Фиг. 1. Развитие тематики научных исследований кафедры автоматики.

ная база". Создается также впечатление, что процесс эволюции научных исследований на данной кафедре аналогично многим стохастическим процессам стремится к некоторому квазистационарному состоянию (образно говоря, начальная турбулентность имеет затухающую тенденцию). Хорошо ли это или плохо, это уже предмет другого исследования - анализа эффективности научных исследований.

H. Sillamaa

Dynamics of Engineering Research in the Department of Automation of Tallinn Technical University 1960 - 1985

Summary

Engineering research in the Department of Automation of TTU is considered starting from the moment of its foundation. Some background characteristics as well as various motive forces have been analysed. The research development seems behaving as a typical stochastic process.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 66.01.I.001.57(75)

О. Аарна

ОЦЕНИВАНИЕ СОСТОЯНИЯ ХИМИКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

I. Введение

Химико-технологический процесс (ХТП) представляет собой совокупность взаимосвязанных технологическими потоками и действующих как одно целое аппаратов, в которых осуществляется определенная последовательность технологических операций [I]. О состоянии процесса судят по измеренным значениям температур, давлений, расходов, уровней и других технологических параметров (ТП) в различных точках технологической схемы. Важность понятия состояния заключается в том, что на его основе вырабатываются управляющие воздействия и вычисляются технико-экономические показатели процесса [2]. Поэтому оценка состояния процесса является одной из основных функций любой АСУ ХТП.

В АСУ ХТП многие контуры управления замыкаются через оперативный персонал, вырабатывающий управляющие воздействия на процесс по своим неформальным алгоритмам, используя для этого информацию о состоянии процесса. Поэтому в таких системах управления модели и методы оценки состояния процесса приобретают самостоятельное значение.

Оценка состояния ХТП основана на применении временной и пространственной избыточности информации, содержащейся в результатах измерения ТП, в структуре системы технологических измерений, а также в уравнениях материального и энергетического баланса [3]. Эта избыточность описывается соответствующими математическими моделями, связывающими состояние процесса с измеряемыми ТП. Такие модели будем называть моделями оценки состояния. В отличие от типичных моделей объектов управления, модели оценки состояния могут

не содержать (и чаще всего не содержат) управляющих воздействий.

При построении подсистемы оценки состояния ХТП следует стремиться к рациональному использованию временной и пространственной избыточности информации. Это достигается:

- выбором точек измерения ТП,
- выбором частоты опроса датчиков,
- выбором метода оценки состояния.

Поскольку понятие состояния процесса определено неоднозначно и зависит от целей моделирования, для каждого ХТП существует множество различных моделей оценки состояния, описывающих материальный и энергетический баланс процесса, называемых ниже балансовыми моделями оценки состояния. Однако в литературе отсутствует сравнительный анализ имеющихся типов балансовых моделей оценки состояния ХТП и соответствующих им методов оценки состояния. Последнее затрудняет выбор подходящей модели и метода оценки состояния при построении АСУ ХТП. Поэтому в настоящей работе дана классификация моделей и методов оценки состояния ХТП вместе с рекомендациями по их применению. Изложение во многом имеет обзорный характер и для каждого класса моделей сосредоточено на следующих основных проблемах:

- что понимать под состоянием ХТП,
- какие координаты вектора состояния можно оценивать,
- какова точность получаемых оценок состояния,
- как декомпонировать задачу оценки состояния,
- каковы затраты ресурсов ЭВМ на оценку состояния.

2. Химико-технологическая система и состояние ХТП

Химико-технологическая система (ХТС) является системной абстракцией понятия ХТП и включает объекты двух типов: подсистемы и обобщенные потоки между ними. Подсистема - это фиксированный конечный элемент объема, в котором происходит физико-химическое превращение вещества и энергии, и которая связана с окружающей средой потоками вещества и энергии [2]. Подсистемой может быть технологический аппарат, группа взаимосвязанных аппаратов или часть аппарата.

В каждой подсистеме могут взаимодействовать несколько фаз, а каждая фаза, в свою очередь, состоять из множества компонентов. Если представляет интерес отдельное рассмотрение каждой фазы и взаимодействия между ними, осуществляемого межфазными потоками вещества и энергии, то подсистему необходимо сопоставить каждой фазе, находящейся в рассматриваемом элементе объема.

На основании правила фаз [4] для полного описания каждого однофазного потока необходимо иметь $(N+2)$ переменные, где N – число компонентов фазы. Возможны различные сочетания интенсивных и экстенсивных переменных состояния потоков. Поскольку балансировать можно только экстенсивные величины, то с точки зрения простоты модели оценки состояния предпочтительнее применение $(N+2)$ экстенсивных переменных. Обобщенный поток является вектором, координатами которого служат общий массовый поток, поток энергии, потоки компонентов и поток импульса (количества движения). Чаще всего в ХТС поток энергии отождествляется с потоком тепла. Обозначим состояние обобщенных потоков ХТС гипервектором $q = q^1, q^2, \ldots, q^M$, где q^K – вектор состояния K-того обобщенного потока. Отметим, что описание каждого обобщенного потока $(N+2)$-мерным вектором вовсе не обязательно. Например, во многих процессах изменение потока импульса не представляет интереса и поэтому соответствующий поток опускается.

Состояние каждой подсистемы x^i описывается накопленными в ее объеме массой, энергией, количествами компонентов и импульсом. Аналогично обобщенным потокам, наличие у каждой подсистемы всех перечисленных параметров состояния не обязательно и зависит от целей моделирования, а также особенностей самой подсистемы. Обозначим состояния подсистем гипервектором

$$x = (x^1, x^2, \ldots, x^L).$$

Состояние всей ХТС задается гипервектором $\tilde{x}$, блоками которого являются векторы состояния обобщенных потоков и подсистем: $\tilde{x} = (q, x)$. Если состояние подсистем не меняется во времени или нас не интересуют величины аккумуляций в подсистемах, то состояние ХТС отождествляется с состоянием ее обобщенных потоков: $\tilde{x} = q$. В частности, нас могут интересовать не сами аккумуляции в подсистемах, а их приращения δx, на-

зываемые потоками аккумуляции: $q_v^a = \frac{dx}{dt}$ [2]. Тогда состояние ХТС описывается гипервектором $\tilde{x} = (q_v, q_v^a)$. Потоки аккумуляции удобно рассматривать как потоки между подсистемами ХТС и окружающей средой. Последнюю целесообразно включить в число подсистем.

Из приведенного следует, что понятие состояния относится к ХТС как модельному объекту, а не к ХТП как физической реальности. Состояние ХТП описывается вектором $\bar{z}$, функционально связанным с состоянием ХТС:

$$\bar{z} = f(\tilde{x}), \qquad (I)$$

причем координаты вектора $\bar{z}$ должны иметь четкий физический или технико-экономический смысл, адекватно воспринимаемый управленческим персоналом процесса. В силу вышеизложенного будем далее говорить об оценивании состояния ХТС, предполагая функциональные зависимости (I) известными.

3. Балансовые модели оценки состояния ХТС

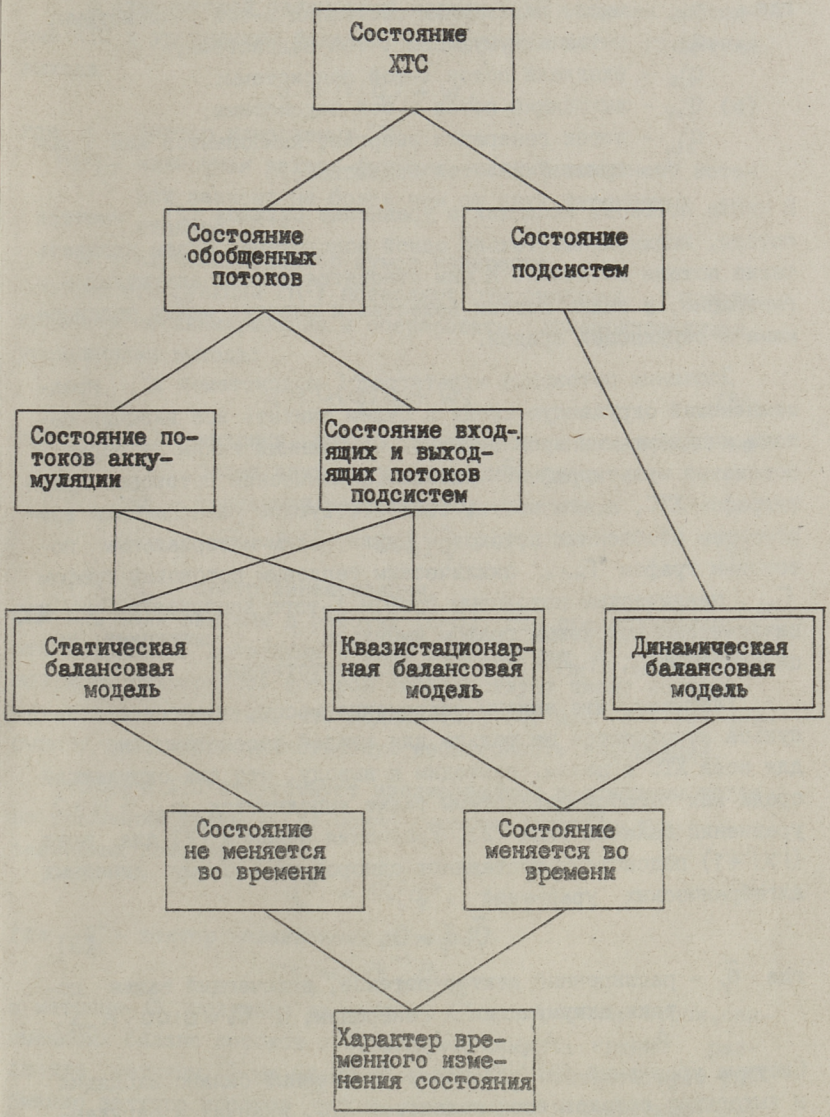
Балансовые модели, используемые для оценки состояния ХТС, описывают материальный и энергетический баланс системы и связывают оцениваемые (балансируемые) величины с измеряемыми ТП. В зависимости от состава и характера временного изменения вектора состояния используемые балансовые модели оценки состояния делятся на:

- статические,
- квазистационарные,
- динамические.

Основные характеристики этих классов моделей иллюстрирует фиг. I.

Структуру ХТС удобно представить в виде потокового мультиграфа $\Gamma = (X, Q)$, где X – множество подсистем, $X \neq \phi$, а Q – множество потоков, элементами которого являются компоненты обобщенных потоков. В качестве частей этого графа можно выделить материальный потоковый граф Γ_m, энергетический (тепловой) потоковый граф Γ_h, потоковые графы компонентов Γ_j и потоковый граф импульса Γ_v [5].

Для каждой подсистемы можно составить n_{xi} уравнений баланса входящих и выходящих потоков, потоков аккумуляции и генерации:



Фиг. 1. Типы балансовых моделей оценки состояния ХТС.

$$q^i_{\alpha} - \sum_j q^i_{js} + \sum_k q^i_{kv} \mp \sum_{\ell} q^i_{\ell g} = 0, \qquad (2)$$

где n_{xi} – число переменных состояния i-той подсистемы;
q^i_{α} – поток аккумуляции i-той подсистемы;
q^i_{js} – входящий поток i-той подсистемы;
q^i_{kv} – выходящий поток i-той подсистемы;
$q^i_{\ell g}$ – поток генерации энергии, компонентов или импульса в i-той подсистеме.

В числе потоков, входящих в уравнение баланса (2), имеются потоки, инцидентные только одной подсистеме. Будем называть такие потоки висячими. К ним относятся потоки аккумуляции и генерации, а также потоки вещества и энергии между подсистемами и окружающей средой.

Дополним потоковый мультиграф Γ подсистемой x^o, представляющей окружающую среду и будем считать все висячие потоки инцидентными этой вершине. Полученный таким образом потоковый мультиграф $\tilde{\Gamma}$ назовем циклическим потоковым мультиграфом ХТС, а его части, соответствующие разноименным компонентам обобщенных потоков – циклическим материальным потоковым графом Γ_{mt}, циклическим тепловым потоковым графом Γ_{ht}, циклическим потоковым графом j-того компонента Γ_{jt} и циклическим потоковым графом импульса Γ_{vt} с матрицами инциденций A_{mt}, A_{ht}, A_{jt} и A_{vt} соответственно.

Учитывая, что законы сохранения массы, энергии и импульса выполняются не только для каждой подсистемы, но и для всей ХТС в целом, приходим к выводу, что для окружающей среды как особой подсистемы также выполняются $n_{xo} \leq N+2$ уравнений баланса типа (2). Уравнения баланса (2) для всех $(|X|+1)$ подсистемы составляют однородную систему линейных алгебраических уравнений

$$\tilde{\mathcal{A}}\,\tilde{q} = 0, \qquad (3)$$

где $\tilde{q}$ – расширенный вектор потоков, включающий также потоки аккумуляции и генерации, а $\tilde{\mathcal{A}} = \mathrm{diag}(A_{mt}, A_{ht}, \ldots, A_{jt}, \ldots, A_{vt})$.

Система уравнений (3) описывает мгновенный баланс входящих и выходящих потоков всех подсистем ХТС, включая и окружающую среду.

В статической балансовой модели (СБМ) оценки состояния ХТС к уравнениям баланса (3) присоединяются уравнения выхода

$$y = h(\tilde{q}) + w, \qquad (4)$$

где y - вектор измеряемых ТП;

$h(\cdot)$ - известная вектор-функция, каждый компонент которой зависит не более чем от двух переменных состояния [5];

w - случайный вектор шумов измерения.

Особенности функции $h(\cdot)$ позволяют относительно просто провести ее линеаризацию и оперировать линеаризованными уравнениями выхода:

$$y = C(\hat{q})\tilde{q} + \bar{w}, \qquad (5)$$

где $C(\hat{q})$ - матрица, каждая строка которой содержит не более двух ненулевых элементов;

$\bar{w}$ - смещенный вектор шумов измерения:

$$\bar{w} = h(\hat{q}) - C(\hat{q})\hat{q} + w, \qquad (6)$$

$\hat{q}$ - центр линеаризации.

СБМ ХТС были введены в работах [6-8], где предполагалось, что матрица C приводима к виду $C=(I_y,0)$, где I_y - единичная матрица, размерность которой соответствует числу измеряемых потоков. Отметим, что модели (3), (4) или (3), (5) описывают только пространственную избыточность информации.

Если в ХТС отсутствуют изолированные подсистемы, тогда из уравнений баланса (3) можно выразить $\operatorname{rank}\bar{A} = n_{qd}$ зависимых потоков q^d:

$$q^d = A_i q^i, \qquad (7)$$

где q^i - вектор независимых потоков,

$$A_i = -\bar{A}_2^{-1}\bar{A}_1,$$

а матрица $\bar{A}$ получена из матрицы A исключением строк, описывающих баланс потоков с окружающей средой, причем разбиение матрицы $\bar{A}$ на блоки $\bar{A} = (\bar{A}_1, \bar{A}_2)$ соответствует разбиению вектора потоков $\tilde{q}$ на независимые и зависимые. Зависимые потоки образуют каркасы циклических потоковых графов $\Gamma_{mt}, \Gamma_{ht}, \ldots, \Gamma_{jt}, \ldots, \Gamma_{vt}$. Очевидно, в общем случае число различных разбиений вектора потоков на независимые и зависимые потоки довольно велико.

В квазистационарную балансовую модель (КБМ) ХТС входят только независимые потоки q^{i}, относительно временного изменения которых принята модель случайного блуждания:

$$q^{i}(k+1) = q^{i}(k) + v^{i}(k), \qquad (8)$$

где k – дискретное время $k = t_k$;

$v^{i}(k)$ – случайная последовательность, моделирующая флуктуации независимых потоков.

КБМ ХТС описывает временное изменение независимых потоков, связывая их с измеряемыми ТП и зависимыми потоками q^{d}:

$$\begin{aligned} q^{i}(k+1) &= q^{i}(k) + v^{i}(k) \\ y(k) &= [C_1(k) + C_2(k)\,\Omega_i]\,q^{i}(k) + w(k) \\ q^{d}(k) &= \Omega_i\, q^{i}(k), \end{aligned} \qquad (9)$$

где разбиение матрицы выхода C на блоки $C(k)=(C_1(k), C_2(k))$ также соответствует разбиению вектора потоков на независимые и зависимые. КБМ ХТС описывает как временную, так и пространственную избыточность информации и была введена в работе [9].

Если каркасы всех циклических потоковых графов построены только на неизмеряемых потоках, то квазистационарная модель (9) распадается на n_{qi} (n_{qi} – число независимых потоков) независимых подмоделей типа

$$\begin{aligned} q_j(k+1) &= q_j(k) + v_j(k) \\ y_j(k) &= C_j\, q_j(k) + w_j(k), \end{aligned} \qquad (10)$$

описывающих случайно флуктуирующий измеряемый поток q_j и следовательно, пространственной избыточности информации не содержит.

Если потоки аккумуляции в уравнениях баланса (3) заменить осредненными за интервал дискретности $\tau_k = t_{k+1} - t_k$ приращениями соответствующих аккумуляций:

$$q^{a}(k) = [x(k+1) - x(k)]/\tau_k, \qquad (11)$$

тогда сами уравнения баланса (3) можно представить в виде системы разностных уравнений первого порядка:

$$x(k+1) = x(k) + \tau_k \Omega_i\, q_i(k). \qquad (12)$$

Присоединяя к уравнениям баланса (12) уравнения случайного блуждания остальных потоков ХТС типа (8) и уравнения выхо-

да, связывающие состояние системы с измеряемыми ТП, приходим к динамической балансовой модели (ДБМ) ХТС:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= x(k) + \tau_k \mathcal{O}_q(k) \\ q(k+1) &= q(k) + \nu(k) \\ y^x(k) &= C_x(k)\, x(k) + w^x(k) \\ y^q(k) &= C_q(k)\, q(k) + w^q(k), \end{aligned} \qquad (13)$$

где y^x – вектор измеряемых параметров аккумуляций;

y^q – вектор измеряемых параметров потока,

а каждая строка матриц $C_x(k)$ и $C_q(k)$ содержит не более двух ненулевых элементов. ДБМ ХТС была нами введена в работах [5, 10, 11] и она описывает как временную, так и пространственную избыточность информации.

В работах [11, 12] показано, что БМ является предельным случаем ДБМ ХТС, если все подсистемы считать стационарными, т.е. $x(k+1)=x(k)$. Возможно также привлечение более сложных модельных представлений о подсистемах и связанных с ними потоках. Все такие модели наложат на вектор потоков ХТС определенное количество связей и поэтому приводят к уменьшению числа независимых потоков, аналогично уравнениям баланса (3). Это, в свою очередь, приводит к снижению размерности вектора состояния соответствующей балансовой модели оценки состояния ХТС. В работах [2, 11] описана возможность расширения вектора состояния ДБМ ХТС за счет вектора систематических ошибок измерения, потоков утечки вещества и энергии, а также ненулевых элементов матрицы выхода.

4. Условия оцениваемости состояния ХТС

Задачу оценки состояния ХТП можно рассматривать как задачу косвенного измерения интересующих нас параметров процесса по измеряемым ТП [13]. В силу относительной произвольности вектора состояния ХТС возникает вопрос: какие координаты вектора состояния рассматриваемой балансовой модели оказываются оцениваемыми при заданной структуре потокового мультиграфа и распределении точек измерения ТП?

Вектор потоков СБМ ХТС (3), (5) $\tilde{q}$ является несмещенно оцениваемым (локально наблюдаемым в точке $\hat{q}$), если матрицы $\tilde{\mathcal{O}}$ и $C(\hat{q})$ удовлетворяют условию:

$$\operatorname{rank}(\tilde{\mathcal{O}}^{T},\ C^{T}(\hat{q})) = n_q, \qquad (14)$$

где n_q - число оцениваемых потоков [14].
На основе этого условия можно координаты вектора потоков разбить на 4 класса [15]:

1) измеряемые переопределенные q^1, оценки которых взаимосвязаны ввиду наличия пространственной избыточности информации;

2) измеряемые точно определенные q^2, которые однозначно определены текущими значениями соответствующих ТП и не зависят от оценок других потоков;

3) неизмеряемые оцениваемые q^3, это зависимые потоки, вычисляемые из уравнений баланса (3) по формуле (7) при известных оценках первых двух групп потоков (независимых);

4) неизмеряемые неоцениваемые q^4.

Это разбиение однозначно определено структурой потокового мультиграфа (матрицей $\tilde{\mathcal{O}}$) и распределением точек измерения (матрицей C). Для нахождения измеряемых переопределенных потоков строится редуцированный потоковый граф СБМ ХТС. Редуцированный потоковый граф получается из исходного потокового графа исключением неизмеряемых потоков и инцидентных им подсистем вместе с измеряемыми висячими потоками [15].

Следует подчеркнуть, что перечисленные выше классы потоков определены структурно, т.е. не зависят от численных значений ненулевых элементов матрицы $C(\hat{q})$. Тенденция осмысления различных алгебраических условий и преобразований в понятиях потоковых графов характерна для всей теории оценки состояния ХТС.

Квазистационарную и ДБМ ХТС можно представить как линейные стохастические системы [2]:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(k+1) &= F(k)\tilde{x}(k) + \tilde{v}(k) \\ y(k) &= G(k)x(k) + w(k) \end{aligned} \qquad (15)$$

с матрицами $F(k)$ и $G(k)$, имеющими специфическую блочную структуру. В случае КБМ ХТС эти матрицы имеют вид

$$F(k) = I_{q_i},\quad G(k) = C_1(k) + C_2(k)\,\mathcal{O}_i,$$

а для ДБМ ХТС

$$F(\kappa)=\begin{pmatrix} I_x & \tau_\kappa \mathcal{A} \\ 0 & I_q \end{pmatrix}, \quad G(\kappa)=\begin{pmatrix} C_x(\kappa) & 0 \\ 0 & C_q(\kappa) \end{pmatrix}.$$

где I_{qi}, I_x и I_q - единичные матрицы подходящей размерности.

Оцениваемость вектора состояния $\tilde{x}(\kappa)$ определяется условиями наблюдаемости системы (I5). В работе [I6] доказано, что при довольно слабых ограничениях, которые практически всегда выполнены, о наблюдаемости нестационарной системы (I5) можно судить по простым алгебраическим критериям, определяющим наблюдаемость стационарной линейной системы.

В силу специфики структуры ДБМ ХТС (I3) условия наблюдаемости для подсистем и потоков являются независимыми и имеют вид [9]:

$$\operatorname{rank} C_x = n_x, \tag{I6}$$

$$\operatorname{rank}(\mathcal{A}^T, C_q^T) = n_q. \tag{I7}$$

По существу условия (I6) и (I7) являются структурными, т.е. не зависят от численных значений ненулевых элементов матриц C_x и C_q [2, I6]. Условие наблюдаемости подсистем (I6) означает, что все оцениваемые аккумуляции должны измеряться. Заметим, что условие наблюдаемости потоков (I7) формально совпадает с условием оцениваемости потоков статической балансовой модели (I4). Однако смысл матриц $\mathcal{A}$ в условиях (I4) и (I7) может быть различным, поскольку в ДБМ ХТС матрица $\mathcal{A}$ не включает потоков аккумуляции. В работе [I6] условие наблюдаемости потоков интерпретировано в понятиях приведенного потокового графа ДБМ ХТС.

Для построения приведенного потокового графа ДБМ необходимо из исходного потокового графа исключить ненаблюдаемые подсистемы и измеряемые потоки. Оставшиеся неизмеряемые потоки наблюдаемы, если в приведенном потоковом графе:

- отсутствуют изолированные потоки,
- отсутствуют циклы,
- число висячих потоков при каждом связном компоненте не превышает единицы [I6].

Условие наблюдаемости независимых потоков КБМ ХТС (9) имеет вид [2]:

$$\operatorname{rank}[C_1(\kappa) + C_2(\kappa)\mathcal{A}_i] = n_{qi} \tag{I8}$$

и также интерпретируемо в понятиях соответственно преобразованного циклического потокового графа (ЦПГ) системы.

Хотя формально условия (I4) и (I8) различны, они приводят к одним и тем же структурным выводам относительно оцениваемости потоков. Таким образом, переход от статической к квазистационарной балансовой модели не меняет перечня оцениваемых потоков ХТС, поскольку связано только с введением временной избыточности информации. Однако, если в СБМ разбиение множества потоков на независимые (q^1, q^2) и зависимые (q^3, q^4) определено однозначно, то в КБМ ХТС имеется определенный произвол в выборе независимых и зависимых потоков. В работе [I4] показано, что минимально требуемое число точек измерения потоков равно числу независимых потоков n_{q^1} и эти точки измерения должны располагаться на хордах ЦПГ.

Увеличение числа оцениваемых координат вектора состояния ХТС возможно только путем увеличения пространственной избыточности информации, описываемой индексом пространственной избыточности [2] и характеризующим связность приведенного потокового графа. Увеличения пространственной избыточности информации можно добиться добавлением новых точек измерения или же привлечением дополнительной информации о процессе в виде неоцениваемых потоков [I0] и псевдоизмерений [I7].

В работе [I2] показано, что из координат расширенного вектора состояния ДБМ ХТС оценивать можно только систематические ошибки измерения потоков, инцидентных наблюдаемым подсистемам, утечки вещества и энергии, не нарушающие условия наблюдаемости потоков (I7) и ненулевые элементы матрицы C_q.

5. Методы оценки состояния ХТС

Перестановкой строк и столбцов матриц СБМ $\tilde{\Theta}$ и C можно привести их к блочному виду, соответствующему 4 классам потоков, введенным в п. 4:

$$\tilde{\Theta} = (\tilde{\Theta}_1, \tilde{\Theta}_2, \tilde{\Theta}_3, \tilde{\Theta}_4)$$

$$C = \left(\begin{array}{c|c} C_1 & 0 \\ \hline 0 & C_2 \end{array} \quad 0 \quad 0\right).$$

Оценки переопределенных измеряемых потоков $\hat{q}^1$, удовлетворяющие уравнениям баланса (3), согласующиеся с результатами их измерения y^1 и минимизирующие квадратичный критерий оптимальности

$$J = [y^1 - C_1(\hat{q})\,\hat{q}^1]^T W_1^{-1} [y^1 - C_1(\hat{q})\,\hat{q}^1] \qquad (19)$$

вычисляются по формулам [18]:

$$\hat{q}^1 = H_1 y^1, \quad \Psi = (C_1^T W_1^{-1} C_1)^{-1}, \qquad (20)$$

$$H_1 = [I_{q1} - \Psi \tilde{\Omega}_1^T (\tilde{\Omega}_1 \Psi \tilde{\Omega}_1^T)^{-1} \tilde{\Omega}_1] \Psi C_1^T W_1^{-1}, \qquad (21)$$

где W_1 – матрица ковариаций компонентов вектора шумов измерения переопределенных потоков.

В силу зависимости матрицы C_1 от вектора оценок потоков $\hat{q}$ вычисления по формулам (20) и (21) являются итеративными, хотя на практике сходятся за 2–3 итерации.

Оценки точно определенных потоков $\hat{q}^2$ вычисляются прямо из соответствующих измерений y^2:

$$\hat{q}^2 = C_2^{-1} y^2. \qquad (22)$$

В предположении, что неоцениваемые потоки отсутствуют, можно из уравнений баланса (3) выразить неизмеряемые оцениваемые потоки q^3:

$$\hat{q}^3 = -\tilde{\Omega}_3^{-1} \tilde{\Omega}_{12} \hat{q}^{12}, \qquad (23)$$

где $\tilde{\Omega}_{12} = (\tilde{\Omega}_1, \tilde{\Omega}_2)$, $\hat{q}^{12} = (\hat{q}^1, \hat{q}^2)$.

С учетом линейности оценок (20), (22) и (23) их точность легко вычисляется, если известна точность измерения ТП. Например, матрица ковариаций оценок вектора $\hat{q}^1$ определяется как:

$$P_1 = H_1 W_1 H_1^T. \qquad (24)$$

Поскольку оценки неизмеряемых оцениваемых потоков (23) являются линейными комбинациями оценок измеряемых потоков, то их точность не может превосходить точности оценок измеряемых потоков.

Если матрица C не зависит от текущих оценок потоков $\hat{q}$, то матрицу H_1 (а также P_1) можно вычислить заранее.

Таким образом, объем вычислений, проводимых в реальном времени, пропорционален сумме квадратов размерностей векторов q^1, q^2 и q^3. Однако в общем случае матрица C является функцией оценок потоков $\hat{q}$ и объем вычислений в реальном времени становится пропорциональным сумме кубов размерностей векторов q^1 и q^2.

Состояние квазистационарной и ДБМ ХТС оценивается с помощью фильтра Калмана, алгоритм которого в обозначениях нестационарной линейной системы (I5) имеет вид [I9]:

$$
\begin{aligned}
Q(k+1) &= F(k)\,P(k)\,F^{T}(k) + V(k+1)\\
P(k+1) &= Q(k+1) - Q(k+1)\,C^{T}(k+1)\cdot\\
&\quad\cdot\left[C(k+1)\,Q(k+1)\,C^{T}(k+1) + W(k+1)\right]^{-1} C^{T}(k+1)\,Q(k+1) \qquad (25)\\
G(k+1) &= P(k+1)\,C^{T}(k+1)\,W^{-1}(k+1)\\
\delta(k+1) &= y(k+1) - C(k+1)\,F(k)\,\hat{\hat{x}}(k)\\
\hat{\hat{x}}(k+1) &= F(k)\,\hat{\hat{x}}(k) + G(k+1)\,\delta(k+1),
\end{aligned}
$$

где $Q(k)$ – матрица ковариаций априорных оценок вектора состояния $\hat{\hat{x}}$;

$P(k)$ – матрица ковариаций апостериорных оценок вектора состояния $\hat{\hat{x}}$;

$G(k)$ – матрица коэффициентов усиления фильтра;

$V(k)$ – матрица ковариаций шумов объекта $v(k)$;

$W(k)$ – матрица ковариаций шумов измерения $w(k)$;

$\delta(k)$ – обновляющий процесс фильтра.

Алгоритм фильтра Калмана (25) является рекуррентным и при $k=0$ начинается от заданных $\hat{\hat{x}}(0)$ и $P(0)$. Точность оценок состояния, определяемая диагональными элементами матрицы $P(k)$, монотонно улучшается во времени. При этом переходный процесс в фильтре практически длится 5-I0 шагов [20]. Объем вычислений при реализации алгоритма фильтра Калмана пропорционален кубу размерности вектора состояния.

Оценки состояния ХТС, полученные из КБМ (9), обладают следующими свойствам:

I) оценки потоков удовлетворяют уравнениям баланса (3);

2) оценки потоков и их точность зависят от выбора независимых потоков q^1, который не однозначен;

3) точность оценок измеряемых независимых потоков выше точности оценок, полученных из СБМ, причем эта разность возрастает с ростом временной избыточности информации (частоты опроса датчиков);

4) одномерным предельным случаем КБМ ХТС является модель одиночного флуктуирующего потока (I0), описывающая чистую временную избыточность информации. Зависимость установившейся дисперсии оценки $\hat{q}_j(k)$ от относительной частоты опроса датчика приведена на фиг. 2.

Оценки вектора состояния, полученные с применением ДБМ ХТС (I3), обладают следующими свойствами:

I) совместно оцениваются потоки и аккумуляции, причем ДБМ является единственным типом моделей ХТС, позволяющей оценивать накопленные в подсистемах количества вещества и энергии;

2) оценки потоков и аккумуляций имеют динамический разбаланс [20]:

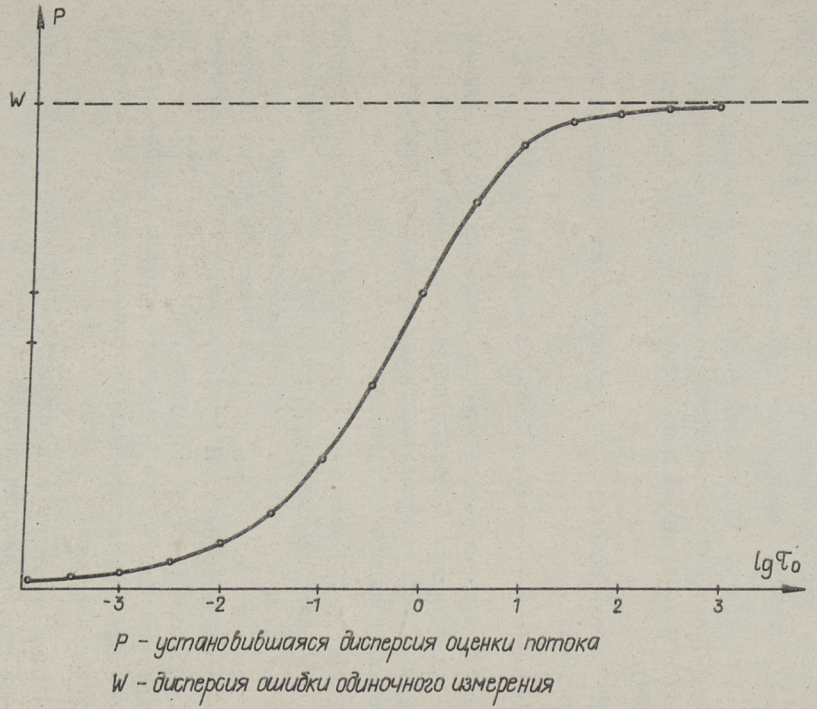
$$d(k) = \hat{x}(k+1) - \hat{x}(k) - \tau_k \Omega \hat{q}(k) = G(k+1)\delta(k+1), \qquad (26)$$

обладающий нулевым математическим ожиданием, но не равный нулю тождественно. Несбалансированные оценки потоков и аккумуляций нельзя использовать при вычислении технико-экономических показателей процесса.

В работе [3] показано, что применение КБМ для оценки потоков ХТС не целесообразно, поскольку точность получаемых оценок ниже, чем в случае комбинированного метода, заключающегося в последовательном применении одномерной фильтрации каждого измеряемого ТП согласно модели (I0) и статического балансирования по формулам (20), (22) и (23). Это означает, что раздельное применение временной и пространственной избыточности информации предпочтительнее их совместного использования.

О роли временной и пространственной избыточности информации при увеличении точности оценок состояния можно судить по следующим цифрам. Двухкратного уменьшения стандартного отклонения оценки измеряемого потока можно добиться добавлением еще трех датчиков такой же точности как у существующего или же 8-I0-кратным увеличением частоты его опроса (см. фиг. 2).

В случае совместной оценки потоков и аккумуляций также целесообразно увеличить временную избыточность информации путем обработки результатов измерения ТП одномерным



Фиг. 2. Зависимость установившейся дисперсии оценки потока от относительной частоты сканирования.

фильтром Калмана (экспоненциальная фильтрация). Для сбалансирования отфильтрованных показаний датчиков можно примерно через каждые I0 тактов одномерной фильтрации применять многомерный фильтр Калмана (26), построенный на базе ДБМ ХТС (I3).

6. Декомпозиция задачи оценки состояния ХТС

В п. 5 было показано, что алгоритмы оценки состояния ХТС включают операции обращения матриц, размерность которых определяется размерностью вектора состояния. Поскольку число арифметических операций, необходимых для обращения матрицы, пропорционально кубу размерности этой матрицы, то понятно стремление найти пути декомпозиции исходной задачи оценки состояния всей ХТС на подзадачи меньшей размерности. В случае СБМ естественный метод декомпозиции на 3 последовательно решаемые подзадачи опирался на разбиение вектора потоков на 4 блока по признакам измеряемости, пространственной избыточности и оцениваемости (см. п. 4 и 5). Оказывается, что такой подход допускает обобщение и на КБМ и ДБМ ХТС.

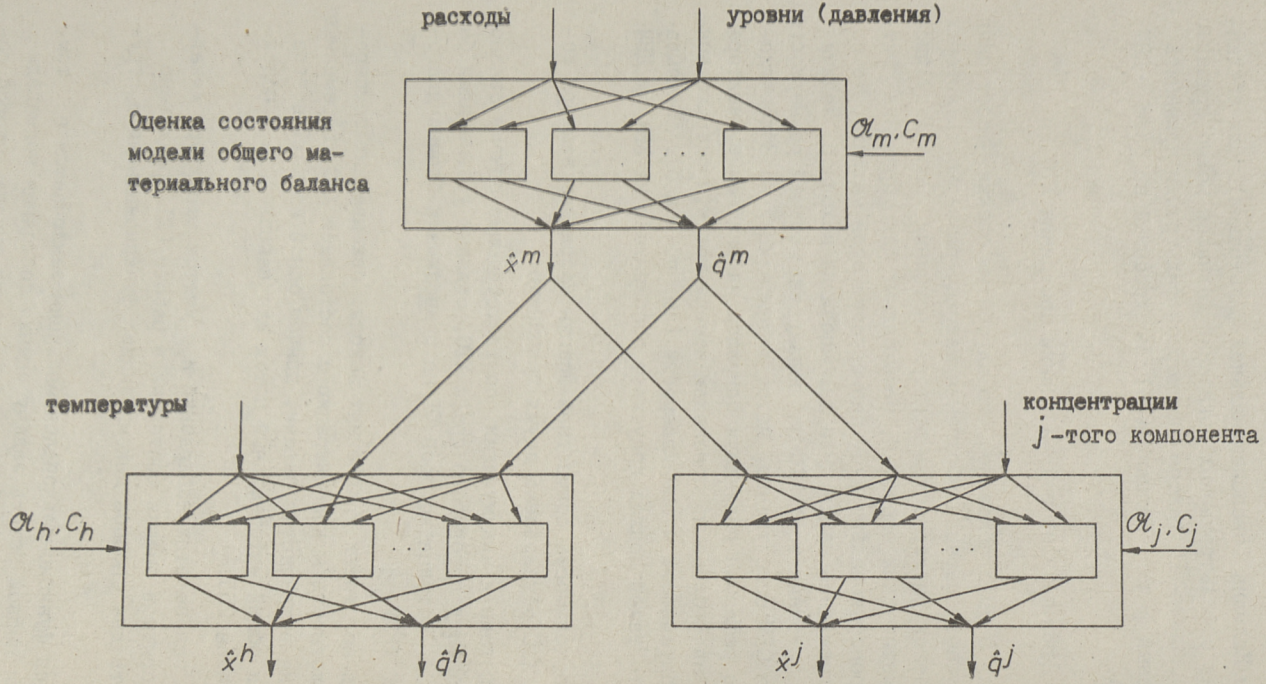
Необходимость совместной оценки координат вектора состояния ХТС обусловлена двумя причинами:

- потоки и аккумуляции, соответствующие одному связному компоненту потокового графа ХТС, связаны уравнениями баланса (3), матрица которой $\mathcal{A}$ не приводима к блочно-диагональному виду,

- в некоторых уравнениях выхода, связывающих температуру, плотность и концентрацию с состоянием ХТС, переменные состояния встречаются парами, причем одной из них всегда является общий материальный поток или накопленная в подсистеме масса [5].

На основе этих наблюдений и с учетом структуры линейных алгоритмов оценки состояния в работе [2I] предложено различать два способа декомпозиции: функциональный и структурный.

Идея функциональной декомпозиции заключается в том, что если первой решать задачу оценки состояния подмодели общего материального баланса (уравнения выхода которой со-



Фиг. 3. Декомпозиция задачи оценки состояния ХТС.

держат по одной переменной состояния), то состояние подмоделей теплового и покомпонентного материального баланса можно оценивать независимо, поскольку их уравнения выхода тогда тоже будут содержать по одной переменной состояния. В таком случае число подзадач оценки состояния ХТС определяется числом компонентов связности потоковых графов. Структурная декомпозиция направлена на увеличение числа компонентов связности потоковых графов ХТС путем перевода некоторых потоков в число неоцениваемых. Следует подчеркнуть, что декомпозиция задачи оценки состояния ХТС происходит исключительно за счет уменьшения пространственной избыточности информации и следовательно, приводит к уменьшению точности оценок. Однако в численном выражении это уменьшение довольно незначительно, особенно при функциональной декомпозиции [21].

Описанная выше декомпозиция задач оценки состояния ХТС позволяет разработать многоуровневые схемы оценки состояния с различными шкалами времени [22] и распараллеливать вычисления [23]. Схема информационных потоков при функциональной и структурной декомпозиции задачи оценки состояния ХТС приведена на фиг. 3.

7. Заключение

На основе вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

1) Состояние ХТП является абстрактным понятием и связано с модельным представлением процесса в виде ХТС.

2) Модели оценки состояния связывают состояние процесса с измеряемыми ТП, описывая временную и пространственную избыточность информации, содержащуюся в результатах измерения и в структуре процесса.

3) Балансовые модели оценки состояния используют содержащуюся в структуре потоков процесса пространственную избыточность информации для получения более достоверных оценок состояния.

4) Три основных типа балансовых моделей оценки состояния ХТС - статические, квазистационарные и динамические основаны на различном понимании понятия состояния ХТС и в

различной степени используют временную и пространственную избыточность информации.

5) Если понимать под состоянием ХТС вектор состояния потоков, то целесообразно использовать для его оценки последовательно примененные экспоненциальную фильтрацию каждого измеряемого ТП и статическое балансирование.

6) Если понимать под состоянием ХТС вектор состояния потоков и подсистем, то целесообразно использовать для оценки состояния процесса последовательно примененные экспоненциальную фильтрацию каждого измеряемого ТП и динамическое балансирование.

Литература

I. Кафаров В.В., Перов В.Л., Мешалкин В.П. Принципы математического моделирования химико-технологических систем. М., Химия, 1974. 343 с.

2. Аарна О.А. Балансовые модели для оценки состояния химико-технологических систем. – Автоматика и телемеханика, 1984, № 5, с. 125-133.

3. Аарна О.А. Временная и пространственная избыточность информации в задачах оценки состояния химико-технологических систем. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 576, с. 3-12.

4. Бенедек П., Ласло А. Научные основы химической технологии. Л., Химия, 1970. 376 с.

5. Аарна О.А. Обобщенная динамическая модель химико-технологической системы. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 519, с. 93-100.

6. Kuehn D.R., Davidson H. Computer control, II, Mathematics of control. – Chem. Engng. Progr., 1961, v. 57, N 6, p. 33-36.

7. Hoffmann R., Müller R. Mathematische Bearbeitung der technischen Bilanzierung von Chemieanlagen als Baustein der elektronischen Datenverarbeitung. – Messen Steuern Regeln, 1966, B. 9, Nr. 7, S. 233-235.

8. Vaclavek V. Studies on systems engineering II. On the application of the calculus of observations in calculations of chemical engineering balances. – Collect.

Czechoslovak. Chem. Communs., 1969, v. 34, N 2, p. 364-372.

9. Stanley G.M., Mah R.S.H. Estimation of flows and temperatures in process networks. - AIChE Journal, 1977, v. 23, N 5, p. 642-650.

10. Аарна О.А. Динамическое сглаживание материальных потоков в химико-технологической системе. - В кн.: УП Всесоюзное совещание по проблемам управления. Тезисы докладов. Кн. I. М., Минск, 1977, с. 199-202.

11. Aarna O. Dynamic chemical plant model and its application. - In: Preprints of the Seventh Triennial World Congress of IFAC. Helsinki, Finland, 1978, v. 1, p. 279-286.

12. Аарна О.А. Динамическая балансовая модель химико-технологической системы и модели подсистем. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 538, с. 125-132.

13. Аарна О.А., Йыерс К.А., Сийтан У.У. Обобщенная динамическая модель ХТС и косвенная оценка технологических параметров. - В кн: УШ Всесоюзное совещание по проблемам управления. Тезисы докладов. Кн. I. М., Таллин, 1980, с. 248-250.

14. Littover M. Design of measurements for estimating the multicomponent material balances. - In: CHEMPLANT'80 "Computers in the Design and Erection of Chemical Plants", 13th European Symposium. Heviz, Hungary, 1980, v. II, p. 1219-1232.

15. Vaclavek V. Studies on systems engineering III. Optimal choice of the balance measurements in complicated chemical engineering systems. - Chem. Eng. Sci., 1969, v. 24, p. 947-955.

16. Аарна О.А. Качественный анализ обобщенной динамической модели химико-технологической системы. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 519, с. 101-114.

17. Аарна О.А., Йыерс К.А., Сийтан У.У. Применение псевдоизмерений при оценке состояния химико-технологических систем. - В кн.: У Всесоюзное совещание по статистическим методам в процессах управления. Тезисы докладов. Алма-Ата, 1981, с. 384-386.

18. Mah R.S.H., Stanley G.M., Downing D.M. Reconciliation and rectification of process flow and inventory data. - Ind. Eng. Chem. Process Des. Develop., 1976, v. 15, N 1, p. 175-183.

19. Anderson B.D.O., Moore J.B. Optimal filtering. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1979. 357 p.

20. Аарна О.А., Йыерс К.А. Исследование динамической модели ХТС. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 497, с. 91-101.

21. Аарна О.А. Декомпозиция задачи оценки состояния химико-технологической системы. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 550, с. 15-25.

22. Aarna O., Jõers K., Siitan U., Teder T. Chemical plant state estimation using balance models. - In: Preprints SOCOCO'82.

23. Аарна О.А., Йыерс К.А., Тедер Т.В. Применение балансовых моделей для оценки состояния ХТС. - В кн.: III Всесоюзная конференция "Математическое моделирование сложных химико-технологических систем (СХТС-III)". Тезисы докладов. Ч. I. - Таллин, 1982, с. 49-51.

O. Aarna

Chemical Plant State Estimation

Summary

Comparative analysis of models and methods for chemical plant state estimation, based on mass and energy balance principles is presented. The role of temporal and spatial redundancy of information in static, quasistationary and dynamic balance models is investigated. Possibilities of decomposition of the plant state estimation problem are discussed.

№ 592
TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
УДК 681.511.26

К. Райенд

КОЛИЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ УПРАВЛЯЕМОСТИ И НАБЛЮДАЕМОСТИ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

I. Введение

Допустим, что задана линейная модель объекта управления (ОУ) в пространстве состояния уравнениями

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad x(t_0)$$
$$y(t) = Cx(t),$$

где $x(t)$ – вектор переменных состояния размерности n;
$u(t)$ – вектор входов размерности m;
$y(t)$ – вектор выходов размерности r;
A, B, C – постоянные матрицы размерности $n \times n$, $n \times m$, $r \times n$ соответственно.

Хотя теоретически проблема определения управляемости и наблюдаемости стационарной линейной модели решена, в практических расчетах возникают затруднения, которые до сих пор общепринятого решения не получили. В работе [3] показано, что методы, основанные на определении ранга соответствующих матриц [1, 4] или собственных значений разомкнутой и замкнутой системы [5], не могут быть основой для численного алгоритма определения управляемости и наблюдаемости. Упомянутые критерии позволяют ответить на вопрос об управляемости или наблюдаемости только бинарным ответом "да" или "нет". В работах [6, 7, 8] предлагаются количественные меры управляемости и наблюдаемости, которые являются непрерывными функциями от параметров модели ОУ. Они называются мерой управляемости и мерой наблюдаемости соответственно. С помощью этих мер можно исследовать, в какой степени управляема и наблюдаема данная модель.

Сложилась такая практика, что управляемость и наблюдаемость модели исследуются отдельно. Оказывается, что они

взаимосвязаны. В работе [9] имеется пример, где преобразованием системы координат состояния улучшается мера управляемости за счет меры наблюдаемости, и наоборот. Следовательно, необходимо рассматривать управляемость и наблюдаемость модели совместно и найти такую систему координат состояния, при которой существует наилучший компромисс между управляемостью и наблюдаемостью.

В статье предлагаются совместные меры управляемости и наблюдаемости, которые являются инвариантными относительно преобразований координат состояния. Плохая управляемость или наблюдаемость модели в смысле соответствующих мер свидетельствует о том, что в модели ОУ имеются неэффективно управляемые или наблюдаемые переменные состояния. Исследуется, как обнаружить неэффективно управляемые и наблюдаемые переменные состояния. В конце рассматривается расстояние модели от неуправляемой или ненаблюдаемой модели в пространстве параметров модели.

2. Преобразование внутренней системы координат

Вход-выход характеристики ОУ не определяют однозначно внутреннюю систему координат состояния. Рассматривая состояние как некий абстрактный вектор, который не должен иметь физическую интерпретацию, имеем определенную свободу при выборе базиса в пространстве состояния. Названную свободу можно использовать для превращения модели в такую форму, которая имеет наперед заданные свойства.

Рассмотрим грамианы управляемости W_c^2 и наблюдаемости W_0^2 [9] на промежутке $[0,t_1]$,

$$W_c^2=\int_0^{t_1} e^{At}BB^T e^{A^Tt}dt, \quad W_0^2=\int_0^{t_1} e^{A^Tt}C^TCe^{At}dt.$$

Обозначим их сингулярные разложения через $W_c^2=U_c\Sigma_c^2U_c^T$ и $W_0^2=U_0\Sigma_0^2U_0^T$, где $U_c=(u_{c1},\ldots,u_{cn})$ и $U_0=(u_{01},\ldots,u_{0n})$ ортонормированные матрицы и $\Sigma_c=diag(\sigma_{cj})$, $\Sigma_0=diag(\sigma_{0j})$, $j=1,\ldots,n$. Сингулярные значения $\sigma_{cj}(\sigma_{0j})$ называются величинами главных компонентов (ВГК) управляемости (наблюдаемости) на промежутке $[0,t_1]$. Часто мы явно не указываем промежутка времени, по умолчанию имея в виду промежуток $[0,t_1]$.

ВГК управляемости σ_{cj} и ВГК наблюдаемости σ_{oj} зависят от выбора внутренней системы координат. Преобразуем вектор состояния $x(t)=P\tilde{x}(t)$. Матрицы Грама в преобразованных координатах обозначим $W_c^2(P), W_o^2(P)$, которые равняются [9] $W_c^2(P)=P^{-1}W_c^2P^{-T}$, $W_o^2(P)=P^TW_oP$. При управляемой модели внутреннюю систему координат можно, например, подобрать таким образом, что ВГК управляемости все равняются единице, $W_c^2(P)=I$. С другой стороны, существует иная матрица преобразования P', такая, что все ВГК наблюдаемости равняются единице, $W_o^2(P')=I$, если исходная модель наблюдаема.

Сингулярные значения произведения $W_o(P)\cdot W_c(P)$ окажутся инвариантными относительно преобразования координат состояния и определены вход-выход характеристиками модели ОУ. Квадратные корни сингулярных значений произведения $W_o(P)W_c(P)$ называются модами второго порядка модели и обозначаются σ_j, $j=1,\dots,n$. Модель (A_b, B_b, C_b) называется сбалансированной на промежутке $[0,t_1]$, если $W_c=W_o=\Sigma$, где $\Sigma=diag(\sigma_j)$, $j=1,\dots,n$. В работе [9] показано, что сбалансированная модель существует и будет однозначна, если исходная модель управляема и наблюдаема.

3. Совместные меры управляемости и наблюдаемости

Допустим, что входные воздействия $u(t)$ ограничены и удовлетворяют условию $u(t)\in\Omega$, где $\Omega=\{u(t):\int_0^{t_1}\|u(t)\|^2dt\le 1\}$. Граница достижимых с помощью таких входных воздействий состояний из нулевого начального состояния является эллипсоидом в пространстве состояния с полуосями $\sigma_{c1}u_{c1}, \sigma_{c2}u_{c2}, \dots, \sigma_{cn}u_{cn}$. Этот эллипсоид назовем эллипсоидом управляемости. Длины полуосей эллипсоида управляемости равняются ВГК управляемости σ_{cj}. Предположим, что модель ОУ наблюдаема. Эллипсоид в пространстве состояния с полуосями $\sigma_{o1}^{-1}u_{o1}, \sigma_{o2}^{-1}u_{o2}, \dots, \sigma_{on}^{-1}u_{on}$, называемый эллипсоидом наблюдаемости, является границей области всех начальных состояний, которые удовлетворяют условиям $\int_0^{t_1}\|Ce^{At}x(0)\|^2dt\le 1$. Объем эллипсоида управляемости V_c пропорционален определителю грамиана W_c [7], $V_c=\kappa\cdot\det W_c$. Аналогично, объем эллипсоида наблюдаемости $V_o=\kappa\cdot\det W_o$.

Геометрическая форма эллипсоида управляемости (наблюдаемости) характеризует управляемость (наблюдаемость) различных состояний как точек из пространства состояния. Наи-

меньшее расстояние от начала координат до точки на эллипсоиде управляемости назовем абсолютной мерой управляемости $\varkappa_c$,

$$\varkappa_c = \min\max\left(\|x(t)\| : x(t)=\int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)\,dt,\ u(\tau)\in\Omega,\ t\in[0,t_1]\right).$$

Обратное значение наибольшего расстояния от начала координат до точки на эллипсоиде наблюдаемости назовем абсолютной мерой наблюдаемости $\varkappa_0$,

$$\varkappa_0 = 1/\max\min\left(\|x(0)\| : \int_0^{t_1}\|Ce^{At}x(0)\|^2 dt = 1\right).$$

Численно величины $\varkappa_c$ и $\varkappa_0$ равняются $\varkappa_c=\sigma_{c\min}$, $\varkappa_0=\sigma_{0\min}$, где $\sigma_{c\min}=\min_j \sigma_{cj}$ и $\sigma_{0\min}=\min_j \sigma_{0j}$. Относительной мерой управляемости μ_c назовем отношение $\mu_c=\sigma_{c\min}/\sigma_{c\max}$, где $\sigma_{c\max}=\max \sigma_{cj}$. Относительной мерой наблюдаемости μ_0 назовем отношение $\mu_0=\sigma_{0\min}/\sigma_{0\max}$, где $\sigma_{0\max}=\max_j \sigma_{0j}$.

Выше определенные меры зависят от преобразования внутренней системы координат. При этом меры управляемости и наблюдаемости взаимосвязаны. Имеются примеры, где преобразованием системы координат увеличиваются меры управляемости за счет уменьшения мер наблюдаемости или наоборот. Наглядно это видно из изменения объема эллипсоида управляемости и наблюдаемости. Если P – матрица преобразования состояния, то $V_c(P)=V_c/\det(P)$, $V_0(P)=V_0\cdot\det(P)$. Примечательно, что произведение $V_c(P)V_0(P)$ не зависит от преобразования состояния. Ввиду инвариантности мод второго порядка относительно преобразования координат состояния используем их для определения совместных мер управляемости и наблюдаемости.

Определение I. Абсолютной совместной мерой управляемости и наблюдаемости (АСМУН) $\varkappa$ назовем минимальную моду второго порядка, $\varkappa=\sigma_{\min}$.

Определение 2. Относительной совместной мерой управляемости и наблюдаемости (ОСМУН) μ назовем отношение $\mu=\sigma_{\min}/\sigma_{\max}$, где $\sigma_{\min}, \sigma_{\max}$ – минимальная и максимальная мода второго порядка модели.

АСМУН и ОСМУН являются инвариантами модели и определены вход-выход характеристиками. Они изменяются непрерывно в зависимости от параметров модели. Нулевые значения мер $\varkappa$ или μ соответствуют неуправляемой и ненаблюдаемой модели. Мера μ меняется в пределах $[0, I]$.

Обозначим через $\mu_c(P)$, $\mu_0(P)$, $\varkappa_c(P)$, $\varkappa_0(P)$ тот факт, что соответствующие меры зависят от преобразования системы коор-

динат P. Совместные меры управляемости и наблюдаемости $\mathfrak{Ж}$ и μ имеют следующие свойства, сформулированные в теоремах I и 2 и доказаны в работе [2].

Т е о р е м а I. Максимальное значение величины $\min(\mathfrak{Ж}_c P), \mathfrak{Ж}_0(P))$ достигается при сбалансированной модели и равняется АСМУН, $\max_P \min(\mathfrak{Ж}_c(P), \mathfrak{Ж}_0(P)) = \mathfrak{Ж}$.

Т е о р е м а 2. Максимальное значение величины $\min(\mu_c(P), \mu_0(P))$ достигается при сбалансированной модели и равняется ОСМУН, $\max_P \min(\mu_c(P), \mu_0(P)) = \mu$.

Из теорем I и 2 следует, что при сбалансированной модели достигается наилучший компромисс между управляемостью и наблюдаемостью среди всех возможных внутренних систем координат заданной размерности для данного объекта. Если, например, хочется увеличить меру μ_c выше μ, то это возможно только за счет уменьшения меры μ_0 ниже μ. Фиксация структуры матриц A, B, C может ухудшить меры управляемости и наблюдаемости по сравнению с совместными мерами АСМУН и ОСМУН. В работе [2] приведены примеры, где преобразование модели в канонические формы Люенбергера значительно ухудшает меры управляемости или наблюдаемости по сравнению со сбалансированной моделью.

4. Неэффективно управляемые и наблюдаемые переменные состояния

Назовем модель ОУ неэффективно управляемой и наблюдаемой, если $\mu < \varepsilon_\mu$, где ε_μ малое число. Практически нет смысла брать ε_μ меньше чем 10^{-4}-10^{-6}, которое сравнимо с одинарной точностью вычислений на ЭВМ. После обнаружения неэффективной управляемости и наблюдаемости модели необходимо выяснить причину и перестроить модель так, чтобы она была пригодна для использования в целях управления объектом. Причины неэффективной управляемости и наблюдаемости надо указать в терминах исходной модели, чтобы содержательно объяснить их происхождение.

Факт, что $\mu < \varepsilon_\mu$, указывает на наличие в модели ОУ таких переменных состояния, которые управляются входными сигналами относительно большой энергии и слабо наблюдаются через выходы. Для выяснения таких переменных состояния ис-

пользуем свойство диагональности грамианов сбалансированной модели. Обозначим через $\tilde{x}(t)$ вектор состояния сбалансированной модели, $x(t)=P_b\tilde{x}(t)$ и через $\tilde{x}_i(t)$ i-тую переменную состояния. Так как для сбалансированной модели ВГК управляемости и ВГК наблюдаемости определяются непосредственно из диагональных элементов грамиана, то при сбалансированной модели можно ВГК управляемости и ВГК наблюдаемости привести в соответствие с переменными состояния. Это дает возможность говорить об управляемости и наблюдаемости отдельных переменных состояния.

О п р е д е л е н и е 3. Переменная состояния $\tilde{x}_i(t)$ сбалансированной модели неэффективно управляема и наблюдаема, если $\sigma_i/\sigma_{max}<\varepsilon_\mu$, где σ_i мода второго порядка, соответствующая i-той переменной $\tilde{x}_i(t)$.

По определению 3 можно переменные состояния сбалансированной модели разделить на эффективно и неэффективно управляемые и наблюдаемые. Выбор числа ε_μ зависит от приложения. Преобразование сбалансирования P_b меняет в общем случае физический смысл переменных состояния. Поэтому трудно интерпретировать неэффективно управляемые и наблюдаемые переменные сбалансированной модели.

Перепишем $\tilde{x}(t)=Q_b x(t)$, где $Q_b=P_b^{-1}$. Обозначим элементы матрицы Q_b через q_{ij}. Переменная состояния сбалансированной модели представляется в виде линейной комбинации переменных состояния исходной модели, $\tilde{x}_i(t)=\sum_{j=1}^{n} q_{ij}\,x_j(t)$.

Если в i-той строке матрицы Q_b найдется явно доминирующий элемент q_{ij}, $|q_{ij}|\gg\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n}|q_{ik}|$, то переменная $\tilde{x}_i(t)$ сбалансированной модели практически пропорциональна j-той переменной $x_j(t)$ исходной модели. Если переменная $\tilde{x}_i(t)$ неэффективно управляема и наблюдаема, то следовательно, переменная $x_j(t)$ в исходной системе координат тоже неэффективно управляема и наблюдаема. Причинами неэффективной управляемости и наблюдаемости переменной $x_j(t)$ могут быть:

- переменная состояния соответствует относительно быстро затухающей переменной модели (относительно большое значение диагонального элемента a_{jj} матрицы A);

– входные сигналы имеют слабое воздействие на переменную состояния (малые значения элементов в j-той строке матрицы B);

– слабая связь переменной состояния с выходами (малые значения элементов в j-том столбце матрицы C).

Если в i-той строке матрицы Q_b нет доминирующего элемента и переменная $\tilde{x}_i(t)$ сбалансированной модели неэффективно управляема и наблюдаема, то переменные состояния исходной модели почти линейно зависимые. Какие переменные $x_j(t)$ исходной модели линейно зависимы и какова эта зависимость, покажут ненулевые коэффициенты q_{ij}.

5. Расстояние от неуправляемой и наблюдаемой модели

После установления с помощью какого-то алгоритма управляемости и/или наблюдаемости модели ОУ интересно узнать, на каком расстоянии в пространстве параметров модели A, B, C находится эта модель от неуправляемой и/или наблюдаемой модели. То есть, каковы наименьшие допустимые изменения параметров модели $\delta A, \delta B, \delta C$, чтобы модель $(A+\delta A, B+\delta B, C+\delta C)$ стала неуправляемой и/или ненаблюдаемой. Предположим, что допускается изменение значений всех элементов матрицы A, B, C.

В работе [3] предлагается определить расстояние заданной модели от неуправляемой модели следующим образом: $\eta_c = \min \|(\delta A, \delta B)\|$, где $(\delta A, \delta B)$ обозначает блочную матрицу необходимых изменений параметров, чтобы пара $(A+\delta A, B+\delta B)$ стала неуправляемой. Аналогично можно определить расстояние заданной модели от ненаблюдаемой модели: $\eta_o = \min \|(\delta A^T, \delta C^T)\|$, где $\delta A, \delta C$ необходимые изменения параметров, чтобы пара $(A^T+\delta A^T, C^T+\delta C^T)$ стала ненаблюдаемой.

О п р е д е л е н и е 4. Расстоянием сбалансированной модели от неуправляемой и ненаблюдаемой модели η назовем величину $\eta = \min \|\Delta\|$, где $\Delta = (\delta A, \delta B, \delta C^T)$ обозначает такие возмущения параметров сбалансированной модели (A_b, B_b, C_b), при которых модель $(A_b+\delta A, B_b+\delta B, C_b+\delta C)$ будет одновременно неуправляемой и ненаблюдаемой.

Расстояния η_c и η_0 зависят от преобразования координат состояния: $\eta_c = \eta_c(P)$, $\eta_0 = \eta_0(P)$.

Т е о р е м а 3. Максимальное значение величины $\min(\eta_c(P), \eta_0(P))$ при всех внутренних системах координат не превышает расстояние сбалансированной модели от неуправляемой и ненаблюдаемой модели, $\max_P \min(\eta_c(P), \eta_0(P)) \le \eta$.

Доказательство теоремы 3 имеется в работе [2]. По теореме 3 можно утверждать, что либо расстояние от неуправляемой модели, либо расстояние от ненаблюдаемой модели в произвольной системе координат не превосходит значения η для данной модели.

Рассмотрим вычисление расстояния η. Возмущение параметров сбалансированной модели Δ превращает по крайней мере одну моду второго порядка возмущенной модели $\tilde{\sigma}_i$, равной нулю. В работе [2] показано, что возмущенная сбалансированная модель должна иметь вид неуправляемой и ненаблюдаемой канонической формы относительно i-той переменной состояния сбалансированной модели, чтобы выполнялось условие $\tilde{\sigma}_i = 0$. Следовательно, наименьшие возмущения сбалансированной модели для превращения $\tilde{\sigma}_i = 0$ равняются

$$\delta A_i = \begin{pmatrix} & 0 & & -a_{1,i} & & 0 & \\ & & & \vdots & & & \\ & & & -a_{i-1,i} & & & \\ -a_{i,1} & \cdots & -a_{i,i-1} & 0 & -a_{i,i+1} & \cdots & -a_{i,n} \\ & & & -a_{i+1,i} & & & \\ & 0 & & \vdots & & 0 & \\ & & & -a_{n,i} & & & \end{pmatrix},$$

$$\delta B_i = \begin{pmatrix} 0 \\ -b_{i,1} \cdots -b_{i,m} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \delta C_i = \begin{pmatrix} 0 & \begin{matrix} -c_{1,i} \\ \vdots \\ -c_{n,i} \end{matrix} & 0 \end{pmatrix},$$

где a_{ij}, b_{ij}, c_{ij} элементы матриц A_b, B_b, C_b.

При каждом индексе i, $i = 1, \ldots, n$ можно найти необходимые возмущения $\Delta_i = (\delta A_i, \delta B_i, \delta C_i)$, при которых $\tilde{\sigma}_i = 0$. Наименьшее по выбранной норме возмущение определяет расстояние сбалансированной модели от неуправляемой и ненаблюдаемой модели, $\eta = \min_{1 \le i \le n} \|\Delta_i\|$.

6. Заключение

Предложенные в статье инвариантные меры управляемости и наблюдаемости позволяют провести более подробный анализ линейной модели ОУ. Качественные свойства управляемости и наблюдаемости модели характеризуются скалярными количественными мерами в пространстве состояния и в пространстве параметров модели. Наличие количественных мер позволяет сравнивать различные модели объектов управления с точки зрения управляемости и наблюдаемости и ставить задачи улучшения названных свойств модели.

Литература

I. Калман Р., Фалб П., Арбиб М. Очерки математической теории систем. М., Мир, 1971. 400 с.

2. Райенд К.А. Методы машинного анализа систем управления многомерными линейными объектами в пространстве состояния. – Дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук. Таллин, 1985 (Таллинск. политехн. ин-т).

3. Paige C.C. Properties of numerical algorithms related to computing controllability. – IEEE Trans. Autom. Contr., 1981, vol. AC-26, N 1, p. 130-138.

4. Hautus M.L.J. Controllability and observability conditions of linear autonomous systems. – Proc. Kon. Ned. Akad., Ser. A., 1969, vol. 72, p. 443-448.

5. Davison E.J., Gesing W., Wang S.H. An algorithm for obtaining the minimal realization of a linear time-invariant system and determining if a system is stabilizable-detectable. – IEEE Trans. Autom. Contr., 1978, vol. AC-23, N 6, p. 1048-1054.

6. Kalman R.F., Ho Y.C., Narendra K.S. Controllability of linear dynamical systems. – Contributions to Differential Equations, 1961, vol. 1, N 2, p. 182--213.

7. Müller P.C., Weber H.I. Analysis and optimization of certain qualities of controllability and observability for nlinear dynamical systems. – Automatica, 1972. vol. 8, N 3, p. 237-246.

8. F r i d l a n d B. Controllability index based on conditioning number. - Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Trans. ASME, Ser. 6, 1975, vol. 97, N 4, p. 444-445.

9. M o o r e B.C. Principal component analysis in linear systems: controllability, observability, and model reduction. - IEEE Trans. Autom. Contr., 1981, vol. AC-26, N 1, p. 17-32.

K. Raiend

Quantitative Analysis of Controllability and Observability of the Linear System Model

Summary

In this paper the scalar measures for quantitative estimation of controllability and observability of linear dynamic system model in state space and in model parameter space are proposed. Their properties are studied and algorithms to obtain these measures are given.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.372:681.3

В. Кукк

МЕТОДЫ И ПРОГРАММНЫЕ РЕАЛИЗАЦИИ МАШИННОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

1. Введение

Работы по САПР электронных схем проводятся на кафедре автоматики ТПИ начиная с 1968 года. На эволюцию этих работ влияли различные факторы: смена вычислительной базы (от "Минск-22" до ЕС-1055), характер прикладных задач, другие исследования, проводимые на кафедре.

В этих работах можно выделить следующие направления, действующие до настоящего времени:

1) разработка базовых средств для САПР,

2) исследование специальных методов анализа динамики линейных систем,

3) исследование специальных методов преобразования линейных цепей,

4) исследование методов представления знаний и управления вычислительным процессом в системах машинного проектирования.

Все эти направления связаны с весьма конкретными постановками задач, которые представлены ниже. Их взаимосвязь проявляется в реализации систем машинного проектирования и через эту общую точку все исследования влияли друг на друга.

В связи с этим нужно отметить, что за 1968-1984 гг. были разработаны три САПР: SAATAN ("Минск-22"), SPADE ("Минск-32") и SPADE (ЕС). Самой мощной из них является SPADE ЕС, хотя многие принципы ее построения были реализованы уже в системе SAATAN. Все системы нашли широкое применение в учебной и научной работе.

В настоящей статье кратко характеризуются названные четыре направления работы и формулируются некоторые проблемы для дальнейших исследований.

2. Базовые средства для САПР

Под базовыми средствами мы здесь имеем в виду такие программы и подсистемы, которые необходимы, в первую очередь, прикладному программисту. Наличие или отсутствие тех или иных базовых средств, конечно, в какой-то степени чувствуется и пользователем.

При разработке базовых средств мы придерживались следующего принципа: все структуры должны быть динамическими. Практика доказала не только целесообразность этого принципа, но и необходимость: основной причиной создания новых версий системы SPADE EC была недостаточная динамичность тех или иных ее компонентов.

Разработка системы SAATAN в 1968 году началась с создания загрузчика программ и средств динамического распределения памяти. Эти подсистемы являются основными и в последних версиях системы SPADE.

Эволюция систем сопровождалась повышением независимости данных. Если в системе SAATAN данные были привязаны к программам абсолютными адресами, в системе SPADE-32 использовались фиксированные древовидные структуры, то в системах SPADE EC все данные образуют сетевые иерархические структуры с доступом по имени. При этом обеспечена почти полная независимость данных от программ, так как работа программ управляется также т.н. "управляющими данными".

Возрастающая мощность базовой системы позволила упростить прикладные программы, в то же время расширяя их возможности. В последних версиях системы SPADE некоторые прикладные программы сведены к тривиальным - их роль заключается в существовании. Все действия, необходимые для решения задачи, система определяет на основе постановки задачи и знаний, заложенных в систему в виде модели предметной области.

Во всех разработках очень большое внимание было уделено оформлению результатов расчета. По мнению авторов, пред-

ставление только необходимой информации, в удобной для пользователя форме, разбиением на стандартные страницы и четкими графиками имеет первостепенное значение. В последних версиях системы SPADE реализованы: автоматическое образование единиц измерения, автоматическое масштабирование графиков (с округлением и без), автоматический выбор видов линий и цветов графиков, совместный вывод вариантов. Выходные документы системы SPADE можно считать наилучшими из известных пакетов аналогичного назначения.

Повышение независимости данных и высокие требования к выходным документам привели к необходимости отказа от применяемого практически во всех системах ограничения на длину идентификаторов. В системе SPADE EC идентификаторы могуть иметь практически любую длину (до 255 символов), причем все символы существенны. Для этого разработана специальная подсистема работы с текстовыми данными.

В приложениях необходимо иметь возможность вариации различных исходных данных. В последних версиях системы SPADE можно объявлять переменными любые параметры (варьируя значения узлов компонентов, можно варьировать и структуру схемы или переключить, например, измерительный прибор). Допускается циклическое изменение параметров, а также вложенность циклов.

САПР должна иметь мощную макросистему. Это единственная возможность для упрощения постановок задач, которые в случае реальных задач могли бы стать чрезмерно объемными. Схемы замещения, типовые схемные решения, описания выходных документов - типовые примеры макросов.

Макросистема была введена лишь в системе SPADE EC. Она допускает оформление макроса для любого набора утверждений, с любым количеством параметров. И здесь существенна возможность поименования макроса идентификатором любой длины - некоторые компоненты электронных систем требуют I5 -20 символов.

В системе SAATAN входной язык и транслятор были проблемно-зависимыми (как и в подавляющем большинстве программ анализа схем до сих пор). В системе SPADE-32 использовался управляемый данными транслятор, а в системе SPADE EC реализована полная независимость транслятора от проб-

лемной области. Описание модели предметной области определяет как входной язык, так и средства для работы транслятора.

Если к сказанному добавить весьма развитые системы диагностики и отладки, можно утверждать, что система SPADE к настоящему времени превратилась в инструментальную систему, которая успешно используется при разработке прикладного программного обеспечения [1]. Благодаря широким возможностям системы, прикладные программисты практически не используют независимую отладку программ.

3. Исследование динамики линейных систем методом числовых последовательностей

Применение ЭВМ для решения даже традиционных задач требует разработки специальных алгоритмов, которые для ручных расчетов могут быть неприемлемыми. Это обусловлено как широкими возможностями компьютера, так и определенными ограничениями, связанными с его принципами работы.

Одной из основных особенностей машинного анализа является невозможность обработки непрерывных функций, а лишь их дискретных представлений. Поэтому в любых преобразованиях непрерывных функций мы должны исходить из пары "дискретное представление - интерпретация". Это позволяет создать (в принципе) точный алгоритм вычисления дискретного представления результата. Однако формулировка интерпретации результата или невозможна, или настолько сложна, что практически не может быть применена.

Это побудило авторов разработать такие представления характеристик линейных инвариантных во времени систем, в которых вычисления дискретного представления были бы принципиально точными, а для интерпретации используется некоторая достаточно общая гипотеза. При этом интерпретация нужна только при переходе к другим представлениям.

В случае указанных систем такая схема реализуема, так как любая характеристика линейной системы выражается рационально через характеристики ее компонентов. Поэтому, если для представления характеристики $\varkappa$ используется числовая последовательность $\{h_k\}$:

$$\mathcal{H} \rightarrow \{h_0, h_1, h_2, \ldots\} \qquad (I)$$

и при этом для всех основных операций выполняется следующее условие: k-тый член результата зависит лишь от тех членов операндов, индексы которых не больше k, то расчет конечного количества членов результата в принципе точен и конечен.

Приведенное условие выполняется, например, если соответствие $\mathcal{H} \rightarrow \{h_k\}$ определяется разложением импульсной характеристики $h(t)$ по функциям Лагерра $l_k(t)$:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k l_k(t). \qquad (2)$$

Некоторые замечательные свойства разложения (2) привлекли внимание многих исследователей, но, по-видимому, наиболее подробно ее применение для анализа динамики линейных систем было проведено на кафедре автоматики ТПИ [2]. При этом алгоритмы, основанные на методе лагерровских последовательностей, реализованы в системах машинного анализа и успешно используются в течение ряда лет.

Основная проблема, связанная с методом последовательностей - это проблема интерпретации, которая в данном случае может быть сформулирована как проблема продолжения: с помощью какой гипотезы и каким образом по первым k членам последовательности определить всю последовательность (т.е. производящую функцию). Разработанная и используемая до сих пор R- гипотеза [3] не работает удовлетворительно, например, в случае сигналов со скачкообразными изменениями. В этом направлении требуются дальнейшие исследования и практическая апробация.

4. Исследование специальных методов преобразования линейных цепей

Любой анализ цепи сводится к анализу последовательности линейных цепей, полученных дискретизацией и линеаризацией исходной цепи. Поэтому качество и скорость анализа линейных схем были в последнее десятилетие в поле внимания всех разработчиков программ анализа схем.

На кафедре автоматики ТПИ исследовались: I) решение разреженных систем уравнений, 2) применение для этого схем-

ных преобразований и 3) некоторые проблемы линеаризации нелинейных компонентов.

Первые исследования по решению разреженных систем уравнений были связаны с реализацией программ анализа линейных цепей в системах SAATAN и SPADE [4-6]. Основное внимание было уделено сравнению эффективности различных методов моделирования LU-разложения и разработке физической структуры данных для реализации. Позже основное внимание перешло на методы решения, базирующиеся на преобразованиях схемы замещения (методы редукции) [7]. Этот подход имеет ряд достоинств, среди которых следует отметить следующие: повышение точности (иногда значительное), меньшее количество операций (иногда), возможность управления ходом решения (пропуск ненужных операций, учет значений элементов). Повышение интереса к методам редукции в последние годы свидетельствует об их перспективности.

Исследования по использованию кусочно-линейных аппроксимаций нелинейных характеристик элементов имели в основном экспериментальный характер. Применение их позволило эффективно решить наиболее трудную проблему, возникающую при применении итеративных процессов - как судить о достижении необходимой точности: при использовании кусочно-линейных характеристик нахождение неподвижной точки заменяется нахождением отрезка, содержащего ее.

5. Исследование представления знаний и управления вычислительным процессом

Работы в данном направлении ведутся в основном, начиная с 1980 г., когда формировалась первая версия системы SPADE EC, хотя опыт был накоплен и во время работы над предыдущими версиями.

Необходимость в этих исследованиях вызвана сложностью и многообразностью практических задач. Для успешного решения реальных задач и адаптации к новым условиям необходимо автоматизировать процесс создания программного обеспечения. Примером системы, разработанной с этой целью, является система ПРИЗ [8].

Представление знаний имеет значение как для самой проблемной области (как методологическая основа), так и для прикладного программиста (как средство для его работы) и пользователя (он должен настраивать себя на соответствующий образ мышления). Поэтому при разработке средств представления знаний необходимо учитывать логическую структуру проблемной области, реализацию в вычислительной системе, характеристики и привычки пользователя.

В системе SPADE принято следующее решение. Любая задача (проблема) представляется как совокупность объектов, имеющих атрибуты со своими значениями. Связи между этими значениями отображаются отношениями ("законами"), что позволяет вычислить одни значения из других. Иерархические соотношения между объектами создаются использованием одних объектов в качестве значений атрибутов других. Описание допустимых объектов и отношений образует модель предметной области (создает прикладной программист). Именно подчинение одних объектов другим является решающим при построении правильных отношений расчета. Это является ведущим принципом для прикладного программиста.

Хотя такая модель позволяет использовать простой входной язык, описание сложных иерархий может оказаться крайне неудобным для пользователя. Выходом из этого положения является применение макросов.

Используемая в системе SPADE единая структура всех данных позволяет использовать одни и те же средства как пользователем, так и прикладным программистом. Поэтому такие действия как описание предметной области, диагностических сообщений, режимов отладки, макросов, извлечение информации о составе модели или решение задач пользователя формально не различаются, различны только предметные области.

Проблема управления вычислительным процессом является крайне актуальной по двум причинам. Во-первых, задачи анализа электронных схем характеризуются большим количеством разнообразной информации, различными возможностями вычисления одних и тех же величин, зависимостью схем вычислений от значений и многовариантностью задания исходных данных.

Во-вторых, вычислительным процессам характерна многократная повторяемость (итеративность), причем часто заметная часть данных в итерациях не меняется. Учет этого(свойства латентности) был основным источником усовершенствования программ анализа во всем мире, позволяя повысить сложность и скорость решения задач на несколько порядков [9].

Эти обстоятельства требуют автоматизации планирования вычислений, причем оно должно динамически сочетаться с процессом решения. Полное планирование всего процесса решения в настоящее время невозможно. В последних версиях системы SPADE используется планировщик, который планирует линейные участки [I].

6. Выводы и проблемы

Анализ рассмотренных выше направлений, их результативности, динамики и учета требований практических приложений, технической и умственной базы позволяет сделать следующие выводы:

I. Рассмотренные четыре направления работ хорошо сбалансированы, образуя единый комплекс с основной целью - разработкой гибких средств для машинного проектирования.

2. Основные задачи по разработке базовых средств: завершение диалогового варианта системы SPADE, реализация виртуальных структур данных, реализация новых форм выходных документов, повышение быстродействия.

3. Необходимо продолжать исследование метода лагерровских последовательностей: разработка более мощных гипотез продолжения, применения метода для оптимизации, анализа случайных сигналов и стохастических систем.

4. Необходимо усовершенствование алгоритмов, реализующих классические методы анализа, чтобы удовлетворить требованиям чрезвычайно точных расчетов для разработчиков измерительной аппаратуры.

5. Необходима реализация метода редукции цепи в системе SPADE и продолжение исследования этого метода, а также реализация адаптивных методов интегрирования уравнений цепей.

6. Основная задача работ по управлению вычислительными процессами - разработка средств планирования итеративных процессов. Другие проблемы: более эффективные методы синтеза планов, создание средств для "замораживания" данных в итеративных процессах, обеспечение логического контроля данных.

Литература

I. Венделин Е. SPADE как инструментальная система для разработки пакетов программ проектирования электронных схем. См. наст. сб.,с. 69.

2. Кукк В., Рюстерн Э. Метод лагерровских последовательностей. См. наст. сб.,с. 59.

3. Kukk V. An improved algorithm for rational approximation of transfer functions. - Int. J. of Circuit Theory and Applications, 1977, vol. 5, p. 149-155.

4. Ронк А.Х. Моделирование частичного LU-разложения разреженной матрицы при решении задач анализа цепей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1975, № 387, с. 55-56.

5. Ронк А. Алгоритмы частичного решения уравнений больших цепей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1976, № 409, с. 11-20.

6. Ронк А.Х. LU-разложение структурно-симметричной матрицы. - Изв. ЛЭТИ, вып. 249, 1979, с. 71-74.

7. Кукк В., Ронк А. Преобразование звезда-сеть для расчета активных адмитансных цепей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 497, с. 121-128.

8. Кахро М.И., Калья А.П., Тыугу Э.Х. Инструментальная система программирования ЕС ЭВМ (ПРИЗ).М., Финансы и статистика, 1981. 158 с.

9. Rabbat N.G., Sangiovanni-Vincentelli A.L., Hsieh H.Y. A multilevel Newton algorithm with macromodeling and latency for the analysis of large-scale nonlinear circuits in the time domain. - IEEE Trans. Circuits Syst., Sept. 1979, vol. CAS-26, p. 733-741.

V. Kukk

Computer Aided Circuit Analysis: Methods and Implementation

Summary

CAD methods for electronic circuits is one of the topics which have been studied at the Department of Automation of Tallinn Technical University during the last 15 years. A short review of the history and current state of the following problems is given: 1) design of basic software for CAD systems, 2) the use of number series for linear system analysis, 3) special methods for solution of circuit equations, 4) knowledge representation and computations control methods. Problems for further investigation and implementation are proposed.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.5.012

В. Кукк, Э. Рюстерн

МЕТОД ЛАГЕРРОВСКИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

I. Введение

Применение ЭВМ для решения классических, хорошо отработанных задач выдвигает проблемы, не возникавшие при ручных методах расчета. Это обусловлено в основном двумя причинами:

1) использование ЭВМ позволяет существенно повысить объемность решаемых задач, что сопровождается появлением качественно новых проблем (например, разреженные матрицы и системы);

2) ЭВМ оперирует иными категориями, чем классические "математические модели": машинная арифметика не является "математической", машинное представление - дискретное и конечное и т.д.

Обычно считают, что реализация на ЭВМ методов, которые используют непрерывные функции и их преобразования, необходимо рассматривать как неточные, приближенные расчеты. Для того, чтобы получить достоверные результаты, следует увеличить точность до необходимой (но неизвестно кем заданной) путем дробления шага, увеличения числа членов и т.д. Типичными примерами являются решение и интегрирование систем нелинейных уравнений.

При машинном решении такая идеология часто просто неприменима. Она носит явный характер того подхода, который используется в ручных расчетах, где одновременно рассматривается одно (может быть и сложное) преобразование и имеется интеллигентный арбитер - человек. В развитых системах автоматизации проектирования, где различные преобразования всевозможными способами связаны между собой, а арбитер формален, такой подход не является многообещающим.

К сожалению, в настоящее время мы в большинстве случаев ничего другого делать не умеем. Все же, полезно придерживаться следующего принципа: на ЭВМ решается задача, отличная от поставленной на "математической модели"; нужно попытаться как можно лучше решить задачу, поставленную на ЭВМ, и проблему приближения двух задач исключить из процесса решения.

Поэтому имеет большое значение поиск таких видов представления и методов решения, которые были бы машинно-ориентированными, т.е. позволили бы большинство вычислений выполнить без методической ошибки.

Одним из таких методов является метод числовых последовательностей, разновидность которого - метод лагерровских последовательностей - изучался на кафедре автоматики ТПИ в течение 15 лет. Прикладные программы, использующие этот метод, успешно работают при решении различных задач исследования динамики линейных систем.

В настоящей статье приводится обзор основных алгоритмов метода лагерровских последовательностей.

2. Передачи в линейной системе

Линейная стационарная система может быть охарактеризована передачами своих компонент, которые можно считать элементарными - имеющими один вход и один выход. Линейность позволяет все расчеты провести независимо от сигналов - используя лишь передачи. Передачи могут быть представлены различными способами, в том числе импульсной (весовой) функцией $h(t)$.

Анализ системы предполагает возможность проведения следующих операций над передачами:

1) сложение (вычитание);
2) умножение (свертка для $h(t)$);
3) деление (не всегда возможно).

В математическом смысле передачи образуют коммутативное кольцо с делением. Единицей является $h(t)=\delta(t)$, а делители нуля отсутствуют (теорема Титчмарша). Целесообразно рассматривать импульсные функции как распределения (обобщенные функции) с носителем на отрезке $[0,\infty)$ (условие причинности).

Импульсные функции необходимо привести к дискретному представлению. Для этой цели используются следующие методы:

1) задание значений функции на некотором счетном множестве аргументов;

2) задание коэффициентов разложения по некоторым базисным функциям;

3) задание значений семейства функционалов (например, проекции на некоторые базисные функции);

4) задание параметров производящих функций или уравнений.

По существу эти представления могут быть эквивалентными, как будет показано ниже и для нашего конкретного случая.

Для наших целей имеет принципиальное значение следующее требование; представление передачи должно быть такое, чтобы для вычисления какого-либо значения результата потребовалось бы знание лишь конечного числа значений исходных данных.

3. Лагерровские последовательности

Если предполагать, что передача может быть представлена (одномерной) числовой последовательностью

$$\{h_0, h_1, h_2, \ldots\}, \qquad (I)$$

то приведенный принцип означает, что h_n результата может зависеть только от тех коэффициентов других передач, индексы которых не больше n. Это условие выполняется, если h_i - коэффициенты степенного ряда (обычное умножение). Поэтому можно ожидать, что всегда можно найти преобразование (интерпретацию) последовательности $\{h_i\}$ как коэффициентов степенного ряда.

Такой подход дает нам бесконечный ряд приближений к исследуемой системе: нулевое приближение использует только h_0, первое h_0 и h_1, второе h_0, h_1 и h_2 и т.д., причем каждое приближение замкнуто, т.е. вычисления внутри него не имеют методической погрешности.

При выборе представления числовыми последовательностями следует учитывать следующие обстоятельства:

I. Большинство систем описывается обыкновенными дифференциальными уравнениями.

2. Желательно, чтобы дискретная система, по возможности, обладала качественным соответствием с непрерывной системой (например, по устойчивости).

3. Простота вычислений имеет высокий приоритет.

Все названные требования удовлетворяются, если числовая последовательность определяется функциями Лагерра

$$h(t)=\sum_{k=0}^{\infty} h_k \ell_k(t), \qquad (2)$$

где $\ell_k(t)$ - функция Лагерра порядка k.

Приведем здесь основные характеристики, показывающие целесообразность применения функций Лагерра:

I) функции Лагерра ортонормальны на отрезке $[0,\infty)$;

2) преобразование Лапласа функций Лагерра

$$\mathcal{L}\ell_k(t) = \frac{(s-\frac{1}{2})^k}{(s+\frac{1}{2})^{k+1}} \qquad (3)$$

является дробнорациональным;

3) устойчивая непрерывная система производит устойчивую дискретную систему и наоборот [2, 4];

4) дифференциальная система конечного порядка преобразуется в дискретную систему того же порядка [4];

5) преобразование Фурье разложения (2) непосредственно связано с гармоническим анализом [I5].

Аналогично и сигналы, рассматриваемые как распределения с носителем на отрезке $[0,\infty)$, могут быть представлены лагерровскими последовательностями.

На основе лагерровского представления получим следующую схему расчета [2, I9]:

I этап - переход от представлений сигналов и передач к лагерровским последовательностям (ЛП),

II этап - выполнение надлежащих операций над ЛП,

III этап - переход от ЛП на желаемые виды представления сигналов и передач для интерпретации результатов расчета.

Поскольку в реальных расчетах мы оперируем с ЛП конечной длиной, то на третьем этапе нам необходимо найти соответствующую бесконечную ЛП (истинный результат)

$$\{h_0, h_1, h_2, \ldots, h_n, h_{n+1}, h_{n+2}, \ldots\} \qquad (4)$$

т.е. определить $h_{n+1}, h_{n+2}, \ldots$. Очевидно, это может быть сделано только при помощи дополнительной информации (об исследуемой системе) т.н. гипотезы продолжения [5]. Гипотеза продолжения определяет в замкнутом виде структуру бесконечной последовательности (4), например, в виде производящей функции

$$G(z^{-1}) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k z^{-k}. \qquad (5)$$

Наиболее важной для практики является R - гипотеза, т.е. предположение о дробнорациональности производящей функции

$$G(z^{-1}) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_m z^{-m}}{1 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_n z^{-n}}. \qquad (6)$$

Из дробнорациональности $G(z^{-1})$ непосредственно следует дробнорациональность передаточной функции. Для определения коэффициентов a_i и b_j можно использовать алгоритм, описанный в [2I].

Использование гипотезы R в сочетании с алгоритмом идентификации времени чистого запаздывания позволяет получить дробнорациональные передаточные функции с выделенным запаздывающим компонентом [8]

$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)} e^{-\tau s}, \qquad (7)$$

где $N(s), D(s)$ - многочлены;

τ - время запаздывания.

Самой серьезной проблемой при применении лагерровского представления является нормирование (времени и частоты). Практика показывает, что хорошее приближение к точным результатам обеспечивается в диапазоне 4-5 декад. С другой стороны, модели компонент линейных систем редко описывают их в более широких пределах.

Метод лагерровских последовательностей используется при решении следующих задач:

I) аппроксимация переходных и частотных характеристик, передаточных функций [9, II, I2, I4, I5, I8, I9, 2I];

2) анализ линейных цепей [3, I7];

3) вычисление чувствительностей и оптимизация цепей [20];

4) идентификация и решение уравнений состояния линейной системы [4, 22];

5) идентификация времени запаздывания [8];

6) анализ линейных систем на базе сигнального графа.

4. Задачи аппроксимации и идентификации

При этом возможны два случая:

I) известны или могут быть вычислены сколь угодно много членов ЛП (известны точные передаточные функции - рациональные; иррациональные, трансцендентные или точные формы сигналов);

2) известны некоторые координаты объекта (значения переходной характеристики, частотной характеристики, сигналов в конечном множестве точек).

В первом случае происходит аппроксимация известной характеристики, имея возможность варьировать частотой (времени) нормирования, сложностью результата (порядком передаточной функции) и длиной последовательности. Отметим дробно-рациональную аппроксимацию чистого запаздывания, характеристик объектов с распределенными параметрами или понижений порядка передаточной функции.

Вторая задача сводится к двухэтапной аппроксимации. На первом этапе по конечному множеству значений строится интерполирующая функция (как правило, сплайн какого-то порядка), для которой вычисляется точная ЛП. Так задача сводится к первому случаю.

При обработке экспериментальных данных интерполяцию целесообразно заменить, например, среднеквадратическим приближением, хотя само использование ЛП при некоторых гипотезах продолжения означает среднеквадратическую аппроксимацию.

5. Решение уравнений линейных систем

Уравнения линейной системы, сформулированные для ЛП, могут быть решены двумя способами.

Во-первых, если известна длина ЛП (которая может определяться, например, порядком системы), можно использо-

вать обычные методы решения линейных уравнений (LU-разложение, учет разреженности и т.д.). При этом все алгебраические операции выполняются целиком над ЛП (точнее, векторами). Такой подход целесообразен, если система содержит компоненты и сигналы различных типов или если расчет дополнительных членов ЛП затруднителен. Например, при анализе линейных систем на базе сигнального графа.

Во-вторых, можно использовать рекуррентные схемы решения, т.е. на каждом шаге вычислить $(k+1)$-ые члены ЛП, используя предыдущие (до k-тых). Такая схема удобно реализуется, если система состоит из однотипных компонент, а задающие сигналы стандартны (например, δ - импульсы).

Примерами рекуррентных схем могут быть уравнения состояния линейной системы и узловые уравнения линейных цепей.

Стандартная система уравнений состояния

$$\left.\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

преобразуется в рекуррентную систему [4]

$$\left.\begin{aligned} z_{k+1} &= \bar{A} z_k + \bar{B} u_k \\ y_k &= \bar{C} z_k + \bar{D} u_k \end{aligned}\right\}, \qquad (9)$$

где $z_k = \frac{1}{2} x_k - Ax_k - Bu_k$ - новое состояние;

x_k, y_k, u_k - векторы, элементами которых являются коэффициенты ЛП с индексом k векторов $x(t)$, $y(t)$ и $u(t)$;

$$\bar{A} = E - A_1,\ \bar{B} = -A_1 B,\ \bar{C} = CA_1,$$
$$\bar{D} = CA_1 B + D \quad \text{и} \quad A_1 = (\tfrac{1}{2} E - A)^{-1}.$$

Система узловых уравнений линейной цепи

$$(G + C\frac{d}{dt} + \Gamma \int dt)\, v(t) = i(t) \qquad (10)$$

преобразуется в рекуррентную систему [17]

$$\begin{aligned} Y v_0 &= i_0, \\ Y v_1 &= \mathcal{P} v_0 + i_1, \\ Y v_k &= \mathcal{P} v_{k-1} + \mathcal{R} v_{k-2} + (i_k - i_{k-2}), \quad k = 2, 3, \ldots, \end{aligned} \qquad (11)$$

где v_k, i_k - коэффициенты ЛП узловых напряжений и токов;

G, C и Γ - матрицы узловых проводимостей, емкостей и обратных индуктивностей;

$$У = G + \frac{1}{2}C + 2Г,$$

$$Р = 4Г - C,$$

$$Я = G - \frac{1}{2}C - 2Г.$$

Из (II) следует, что анализ линейных цепей сводится к многократному решению систем линейных уравнений.

6. Заключение

К настоящему времени на базе метод лагерровских последовательностей в рамках систем SAATAN (1970-1976 гг.), SPADE на ЭВМ"Минск-32"(1976-1979 гг.) и SPADE ЕС ЭВМ разработаны несколько поколений прикладных программ анализа линейных стационарных систем и цепей, которые нашли применение в учебном процессе и научной работе. Однако возможности метода далеко не исчерпаны, например, в области анализа случайных сигналов, стохастических и нестационарных систем. Кроме того, по мере развития радиоэлектроники,требования к алгоритмам непрерывно возрастают, поэтому постоянно возникает необходимость усовершенствования их.

Литература

1. Кукк В. Рациональная аппроксимация передаточной функции. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1970, № 288, с.71-78.

2. Кукк В.А. Представление параметров линейных систем числовыми последовательностями. Дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук. Таллин, ТПИ, 1970. 163 с.

3. Кукк В.А. К численному обращению матрицы проводимостей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1971, № 304, с. 35-42.

4. Kukk V. State variables and Laguerre series. - Electronics Letters, 1971, v. 7, N 10, p. 269-270.

5. Кукк В.А. О продолжении числовых последовательностей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1972, № 334, с. 77-81.

6. Кукк В.А. Численный расчет переходной характеристики. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1972, № 334, с. 83-89.

7. Kukk V., Rüstern E. Calculation of the group delay from Laguerre series. - TPI Toimetised, 1972, N 334, p. 91-96.

8. Кукк В.А., Рюстерн Э.А. Новый метод идентификации времени чистого запаздывания. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1973, № 350, с. 11-17.

9. Кукк В.А., Рюстерн Э.А. Нахождение передаточной функции по заданной функции группового запаздывания. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1973, № 350, с. 19-26.

10. Кукк В.А. Метод машинного анализа линейных систем. - В сб.: Проблемно-ориентированные средства машинного проектирования. Таллин, 1974, с. 110-114.

11. Рюстерн Э.А. Нахождение передаточных функций по амплитудным и фазовым характеристикам. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 371, с. 23-31.

12. Рюстерн Э.А. Метод для нахождения передаточных функций по амплитудным или фазовым характеристикам на ЭВМ. - Сборник летней школы по теории цепей. Прага 1974. Краткие сообщения, том. 2, с. 327-333.

13. Kukk V. Computer-aided analysis of linear systems using Laguerre series. - Proc. Summer School on Circuit Theory, 1974, vol. 2, Short Contributions. Prague, 1974, p. 282-286.

14. Кукк В. Машинный метод обработки трансцендентных передаточных функций. - Изв. вузов СССР, Радиоэлектроника, 1974, № 6, с. 26-29.

15. Kukk V., Rüstern E. A generalized algorithm for the approximation of frequency response using Laguerre series. - Proc. 1974 IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. San Francisco, California, April 22-25, 1974, p. 278-282.

16. Kukk V. On the use of number series in computer-aided analysis. - 1974 European Conference on Circuit Theory and Design, 1974, p.269-274.

17. Курм М., Кукк В. Анализ линейных цепей с помощью лагерровских разложений. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1975, № 387, с. 33-43.

I8. Кукк В.А., Рюстерн Э.А. Алгоритм вычисления передаточной функции. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I975, № 387, с. 45-53.

I9. Рюстерн Э.А. Исследование алгоритмов преобразования и аппроксимации параметров линейных систем и цепей на ЭВМ. Дис. на соискание ученой степени канд. техн.наук. Таллин, ТПИ, I975. 208 с.

20. Курм М., Кукк В. Расчет чувствительностей с помощью последовательностей Лагерра. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I976, № 409, с. 2I-30.

21. Kukk V. An improved algorithm for rational approximation of transfer functions. - Int. J. of Circuit Theory and Applications, 1977, vol. 5, p. 149-155.

22. Кукк В., Леппиксон В.Х. Идентификация уравнений состояния с помощью лагерровских разложений. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I980, № 497, с. I09-II3.

V. Kukk, E. Rüstern

Laguerre Series Method

Summary

The paper deals with the problems of analysis of linear systems using Laguerre series method. A survey of basic algorithms is presented.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.3.06:621.3

Е. Венделин

SPADE КАК ИНСТРУМЕНТАЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ РАЗРАБОТКИ ПАКЕТОВ ПРОГРАММ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

I. Введение

Одним из требований, предъявляемых к пакетам программ проектирования электронных схем, является их адаптируемость к решению новых нестандартных проблем. К сожалению большинство существующих пакетов этому требованию не удовлетворяет. Каждый вид анализа реализуется в них цельным модулем, внесение изменений в который оказывается затруднительным, так как связано с отладкой программ.

Создание легко модифицируемых пакетов обеспечивается инструментальными системами, которые по описанию предметной области и постановке задачи автоматически синтезирует алгоритм решения. Кроме того инструментальная система содержит ряд сервисных средств, выполняющих функции, непосредственно не зависящие от конкретной задачи.

Необходимо, чтобы набор системных средств поддерживал разработку пакета от начала до конца и позволял разработчику выполнять лишь содержательную часть работы.

Инструментальная система всегда ориентирована на управление решением определенного класса задач. Чем конкретнее этот класс, тем больше его особенности могут быть учтены в системных средствах и тем большую поддержку оказывает система разработчику пакета. С другой стороны, разработка системы для слишком узкого класса задач, как правило, себя не оправдывает.

Задачи, решаемые на электронных схемах, достаточно многочисленны и вполне оправдывают создание инструментальной системы, ориентированной на их решение. Именно такой является система SPADE, рассматриваемая в настоящей статье.

2. Принцип работы системы

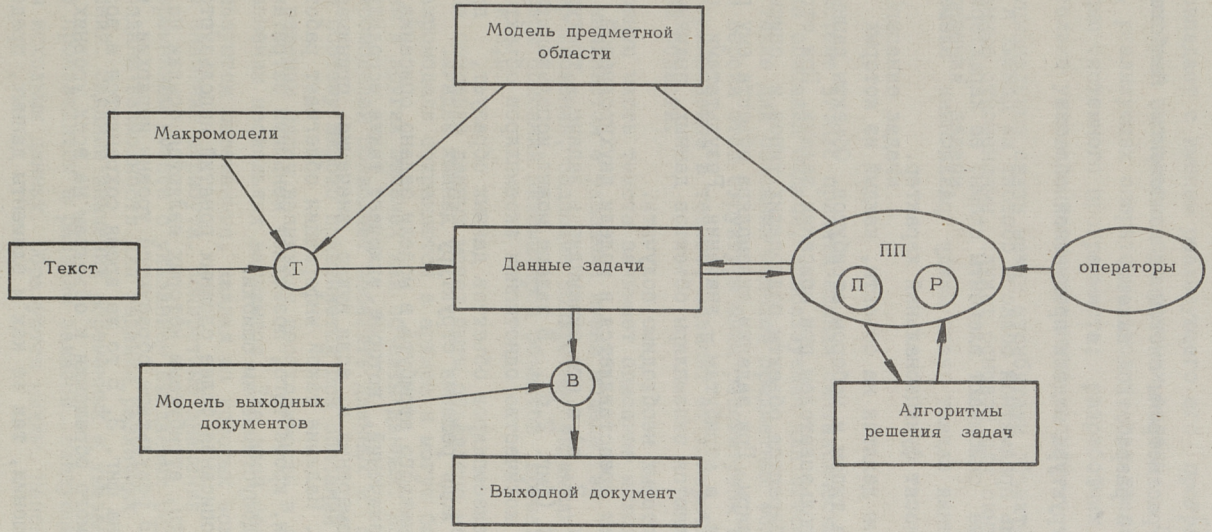
Система SPADE выполняет две основные функции: она автоматизирует процесс разработки пакета программ и управляет его работой при решении прикладных задач. Пользователи SPADE делятся на разработчиков пакетов, использующих систему как инструмент, и пользователей, работающих с пакетами программ, составленными в рамках SPADE и функционирующими под ее управлением.

Процесс решения задачи показан на фиг. I. Пользователь, работающий с готовым пакетом, обращается к системе, указывая имя пакета программ и соответствующей модели предметной области. В модели описаны понятия, используемые при решении задач и применяемые пользователем пакета для описания исходных данных, а также для указания результатов, которые необходимо получить. Кроме того, модель содержит описания связей между различными понятиями, которые используются для синтеза алгоритма и выполнения решения задачи.

Планировщик и решатель настоящей версии системы не могут полностью автоматизировать построение алгоритма. Это создает необходимость в головной программе пакета, выполняющей некоторые операции стандартными средствами (например, организацию циклов) и вызывающей планировщика и решателя как подпрограммы.

Таким образом, пользователь пакета всегда работает с системой SPADE. Пакеты отличаются друг от друга моделью предметной области и головной программой, создаваемыми разработчиком. Показанные на фиг. I транслятор, планировщик, решатель и оформитель результатов являются подсистемами SPADE и применяются при работе всех пакетов.

В системе SPADE поддерживается принцип ведущей роли данных. Он выражается в том, что большинство компонентов, которые в других подобных системах реализованы программно, в данном случае представляют собой наборы данных. В их число входят модель предметной области, алгоритм решения задачи, описания выходных документов. Процесс решения рассматривается как последовательное преобразование данных задачи. Все используемые наборы данных имеют иерархическую структуру, что позволяет обрабатывать данные различного назначения одними и теми же средствами.



Фиг. 1. Процесс решения задачи. Т – транслятор, П – планировщик, Р – решатель, ПП – головная программа пакета, В – программа оформления результатов.

Принципы работы системы SPADE приводятся более подробно в [I].

Ниже рассмотрены системные компоненты, наиболее тесно связанные с разработкой пакета.

3. Структура модели предметной области

Модель предметной области состоит из данных и отношений. Данные описывают элементы схемы, ее характеристики и др. Отношения задают связи между различными элементами данных и носят функциональный характер.

Данные делятся на объекты, каждый из которых характеризуется типом и набором атрибутов. Объекты данных применяются пользователем при описании задачи. При этом из модели выбираются объекты подходящих типов и описываются их экземпляры. При задании экземпляра объекта ему присваивается имя, а атрибутам - значения. Результатами решения задачи являются экземпляры объектов данных, значения атрибутов которых необходимо получить.

Объект представляется в модели двухуровневой структурой (фиг. 2, а), а его экземпляр в задаче - трехуровневой структурой (фиг. 2,б). В задаче может использоваться произвольное количество однотипных экземпляров объектов. Совокупность экземпляров объектов данных образует, преобразуемую в ходе решения структуру данных задачи.

Для каждого атрибута в модели задано описание его допустимых значений, которое включает также используемые единицы измерения и, если нужно, значения, принимаемые по умолчанию. Наличие такой информации облегчает работу пользователя и, кроме того, позволяет меньшими затратами труда выявлять допустимые им ошибки.

Для описания более сложных понятий используются сложные объекты, атрибутами которых являются ссылки на другие объекты. В результате образуются уровни иерархии, как это показано на фиг. 3. В то же время сохраняется и возможность прямого обращения к объектам на всех уровнях структуры.

Отношения, так же как и элементы данных, представляются в модели объектами. Каждый объект описывает какое-ни-

будь средство вычисления - оператор. Его атрибуты служат для задания входных и выходных данных. Тип объекта - оператора совпадает с именем реализующего его программного модуля, который вызывается при решении задачи. Создание программ, реализующих операторы, входит, как правило, в компетенцию системного программиста; разработчик пакета создает только узко специализированные модули.

Функциональные связи между атрибутами объектов данных, заданные отношениями, служат основой для синтеза алгоритма решения задачи.

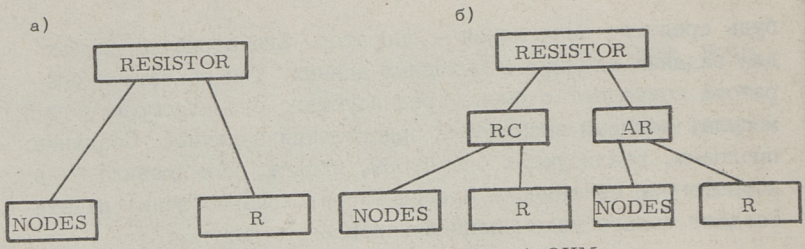
4. Описание задачи

В системе SPADE принята единая синтаксическая структура языка описания задачи, используемая для описания всех задач, а также для описания моделей предметных областей. Различные версии этой структуры были рассмотрены в [2, 3]. Понятия, применяемые в тексте, зависят от конкретной модели предметной области.

Основную часть текста занимает описание исходных данных, оно начинается с указания имени модели, за которым следуют предложения, задающие конкретные экземпляры объектов. Примеры описаний экземпляров объектов приведены на фиг. 2,в и 3,в.

Любое описание данных может быть объявлено макромоделью. Макромодели сохраняются в архиве и могут быть использованы в других задачах как объекты данных. Использование макромоделей позволяет избегать длинных и сложных текстов и поэтому широко применяется при описании задач.

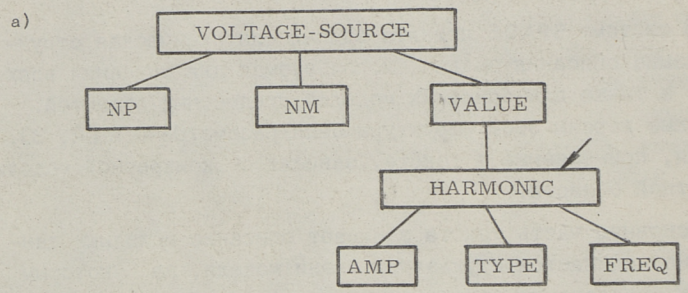
При решении задач возникает необходимость в получении и сравнении нескольких вариантов. Для этой цели в тексте используются переменные, каждая из которых может заменить одно значение атрибута. Конкретные значения присваиваются переменным вместе с указанием ожидаемых результатов, причем создана возможность для задания различных комбинаций значений. Задание значений переменных и указание результатов производится в разделе заказов, следующим за описанием исходных данных. Образуются циклы. Например:

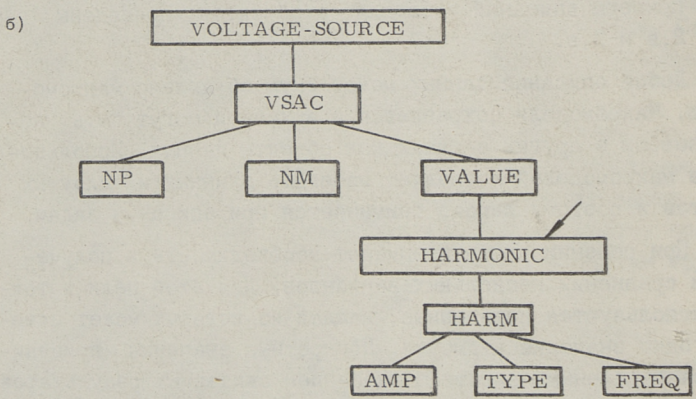


b) RC RESISTOR NODES = 2, 5 R = 1. OHM;

AR RESISTOR NODES = 1, 2 R = 10. OHM;

Фиг. 2. Объект данных RESISTOR:
а) в модели,
б) экземпляры объекта Re и AR,
в) описание экземпляров объекта в исходных данных задачи.





b) VSAC VOLTAGE-SOURCE NP = 4 MN = 3 VALUE = HARM;

HARM HARMONIC AMP = 5 TYPE = COS FREQ = 50. HZ;

Фиг. 3. Сложный объект данных VOLTAGE-SOURCE и подчиненный ему объект HARMONIC:
а) в модели,
б) экземпляры VSAC и HARM,
в) описание экземпляров объектов в исходных данных задачи.

```
FOR  &J = 0.1E-3, 0.25E-3  &I = 0.5E-3, 0.7E-3;
  FPLT  FUN-PLOT  OBJECT = VT
  X-LIST = INP-VOLTAGE  Y-LIST = OUT-VOLTAGE;
END.
```

Здесь переменным &J и &I присваиваются значения. Экземпляр FPLT объекта FUN-PLOT описывает выходной документ, в данном случае график, и указывает на то, что необходимо вывести значения атрибутов INP-VOLTAGE и OUT-VOLTAGE экземпляра объекта данных VT.

5. Синтез алгоритма и его выполнение

Для синтеза алгоритма решения система SPADE использует отношения из модели предметной области, которые привязываются к атрибутам конкретных экземпляров объектов данных из задачи. Создается цепочка отношений, последовательное применение которых приводится к вычислению из заданных исходных данных указанных пользователем результатов.

Планирование хода решения осуществляется методом обратной волны, то есть начиная с результатов.

Одной из решаемых при планировании проблем является привязка отношений из модели к экземплярам объектов данных в задаче, (так как однотипных экземпляров может быть несколько) [4, 5]. Принятый для установления однозначного соответствия подход должен быть учтен разработчиком пакета при описании модели и заключается он в следующем.

Если отношение связывает атрибуты одного объекта, то в задаче оно может связывать только атрибуты одного и того же экземпляра.

Если отношение связывает атрибуты разных объектов и в задаче возникает неоднозначность, связываемые экземпляры должны быть подчинены одному сложному объекту.

Алгоритмы решения задач на электронных схемах, как правило, итеративны. Количество выполняемых итераций велико, но обычно не может быть определено заранее, так как зависит от вычисляемых внутри итераций величин. Поэтому планируются только линейные участки алгоритма внутри итераций, а организация циклов осуществляется в головной программе пакета.

Несмотря на то, что планируемые линейные участки алгоритма могут выполняться сотни и тысячи раз, при повторных выполнениях нередко изменяется лишь небольшая часть данных. Решатель системы учитывает это обстоятельство. Он регистрирует изменения в данных и каждый раз выполняет лишь необходимые операции, достигая этим существенной экономии времени решения задачи.

6. Оформление результатов

Система SPADE обладает единой подсистемой вывода результатов расчета [6], позволяющей выводить любые наборы атрибутов экземпляров объектов, в виде таблиц и графиков различных форматов.

Существуют возможности для вывода нескольких графиков на одно поле.

Подсистема оформления результатов обладает развитыми средствами автоматического масштабирования. Документы могут быть выведены на АЦПУ и графопостроитель.

Описания документов образуют отдельную предметную область, где каждый объект данных описывает один вид выходного документа.

7. Заключение

Опыт эксплуатации системы SPADE показывает, что с ее помощью могут быть построены достаточно сложные пакеты программ, описание двух из них приводится в последующих статьях настоящего сборника.

Подбор инструментальных средств достаточно хорошо приспособлен к решению задач на электронных схемах.

Литература

I. Кукк В. Принципы функционирования системы SPADE. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 3-17.

2. Венделин Е.А. Входной язык системы SPADE. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1980, № 497, с. 81-90.

3. Венделин Е. Структуры данных и входной язык.- Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, 19-32.

4. К у к к В., В е н д е л и н Е. Управление вычислительным процессом. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 33-45.

5. В е н д е л и н Е. Идентификация объектов при планировании вычислений. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 550, с. 67-79.

6. Л е п п и к с о н В. Формирование выходных документов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 33-45.

J. Vendelin

System SPADE - a Tool for Preparing Program Packages Dealing with Electronic Circuits Design

Summary

The system was built to be a tool for preparing program packages and at the same time as a basic system for solving circuit design tasks.

Most of the information considering the tasks, solved by a package, is described in the form of data and relations in area model, and is used for automatic synthesis of the algorithm.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.3:681.511.26

В. Леппиксон

МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ SPADE

I. Введение

Разработка прикладных пакетов на базе инструментальной системы начинается созданием формального описания той области, из которой происходят решаемые пакетом практические задачи. Обычно такое описание называется моделью предметной области. Реализация модели средствами инструментальной системы (или образно говоря - сообщение машине, с какими данными мы имеем дело и как они связаны между собой) является главным этапом составления прикладного пакета. Иногда на этом и завершается работа над пакетом, в других случаях необходимо создание еще каких-то дополнительных программных средств.

Составленные модели предметной области для задач анализа сигналов и линейных систем являются предпосылкой для разработки многих различных прикладных пакетов машинного проектирования электронной аппаратуры. Целью настоящей статьи является ознакомление читателя с теми принципами, исходя из которых была реализована данная модель на базе инструментальной системы SPADE [1, 2]. При этом предполагается, что линейная система задана сигнальным графом Мейсона и вычисления основываются на методе лагерровских последовательностей [3]. Однако в конце статьи читатель может убедиться в том, что из полученной модели отделяются подмодели, которые можно использовать, например, для проведения анализа цепей [4], блок-схем и т.д. Поэтому результаты данной работы представляют интерес для всех нынешних и будущих пользователей инструментальной системы SPADE.

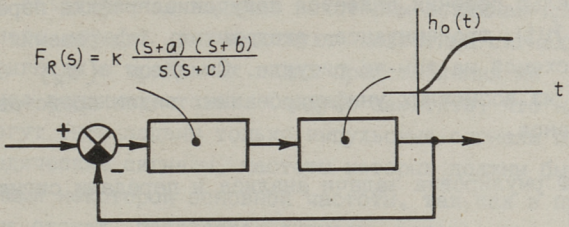
2. Формулировка задачи анализа линейных систем

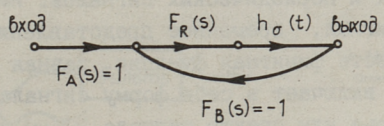
Рассмотрим произвольную линейную систему, представленную сигнальным графом. Предположим, что из системы выделена интересующая нас пара вход-выход. Для описания зависимости между элементами данной пары можно использовать передаточную функцию $F(s)$, частотную функцию $F(j\omega)$, переходную функцию $h(t)$ и импульсную функцию $g(t)$. Последняя из них имеет главным образом теоретическое значение. Целью расчета может быть определение любого из перечисленных здесь видов представления зависимости вход-выход. Каждая дуга графы выражает также зависимость между двумя сигналами, которая может быть задана функцией $F(s)$ или графиками функций $F(j\omega)$ или $h(t)$. Задачу машинного анализа линейных систем сформулируем теперь следующим образом: определить передаточную, частотную или переходную функцию для любой пары вход-выход системы, которая задана при помощи сигнального графа Мейсона и где каждая дуга, в свою очередь, описана одной из трех перечисленных функций. Простейшим вариантом данной задачи является определение одной из названных функций в случае, когда граф состоит из двух вершин и одной дуги между ними. Задачу анализа линейных систем можно тогда сформулировать так: задана одна из функций $F(s)$, $F(j\omega)$ и $h(t)$, определить любую другую из них.

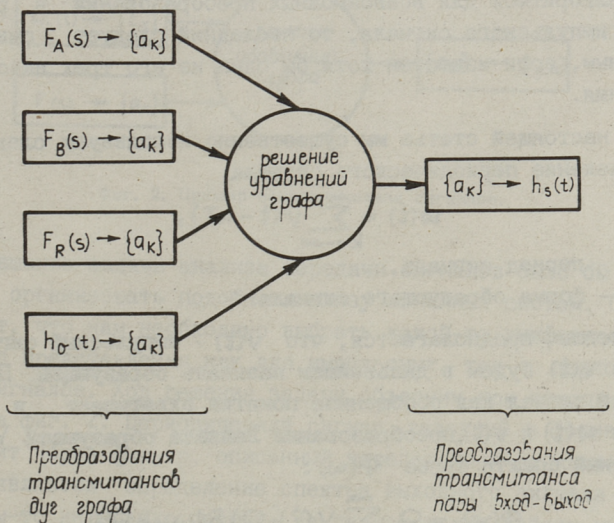
Введем теперь одно дополнительное понятие. Функции ($F(s)$, $F(j\omega)$ и $h(t)$) образуют тройку, каждый элемент которой в принципе может быть определен из любого другого элемента. Предположим, что у нас имеется полный набор алгоритмов для проведения всевозможных преобразований между этими тремя функциями, т.е. мы умеем решать простейшую задачу анализа. Назовем теперь тройку ($F(s)$, $F(j\omega)$, $h(t)$) трансмитансом. Имея возможность в любой момент использовать алгоритмы преобразования внутри трансмитанса, можем сказать, что трансмитанс известен, если известен хотя бы один из видов его представления. Новая формулировка задачи анализа линейных систем гласит теперь так: определить один из видов представления трансмитанса пары вход-выход системы, если известны трансмитансы всех дуг.

Ход решения задачи анализа линейных систем можно представить следующим образом. Известные трансмитансы могут

быть заданы различными видами представления. Для облегчения последующих вычислений целесообразно провести какие-то преобразования так, чтобы все они были представлены одним и тем же способом. В дальнейшем будем говорить, что для известных трансмитансов необходимо найти унифицированный вид представления. Следующим этапом является определение такого же вида представления для неизвестного трансмитанса пары







Фиг. 1. Пример задачи анализа линейных систем.

вход-выход, т.е. решение уравнений графа. Из результатов этого этапа вычисляются требуемые функции $F(s), F(j\omega)$ и $h(t)$.

Пример: пусть задана изображенная на фиг. I система автоматического регулирования. Трансмитансы трех дуг сигнального графа заданы передаточными функциями, а объект регулирования описывается переходной функцией (в виде графика). Целью решения является получение графика переходной функции $h(t)$ трансмитанса вход-выход. Ход решения задачи показан схемой на том же рисунке. Символом $\{a_k\}$ обозначен один из возможных унифицированных видов представления трансмитанса.

3. Формулировка задачи анализа и передачи сигналов

В настоящей статье ограничимся вопросами машинного анализа импульсных и периодических сигналов. Импульсным сигналом называем сигнал, временное представление (форма) и $w(t)$ которого есть финитная функция, равная нулю при $t<0$. Импульсный сигнал включает в себя форму сигнала $w(t)$, ее преобразование Фурье или спектр сигнала $W(j\omega)$ и ее преобразование Лапласа $W(s)$. Если в нашем распоряжении имеется набор алгоритмов для всевозможных преобразований в рамках одного импульсного сигнала, то последний следует считать известным, если известен хотя бы один из его трех видов представления.

В настоящей статье мы существенно используем следующее представление периодического сигнала:

$$w(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} v(t-kT),$$

где T - период сигнала,

$v(t)$ - форма образующего сигнала.

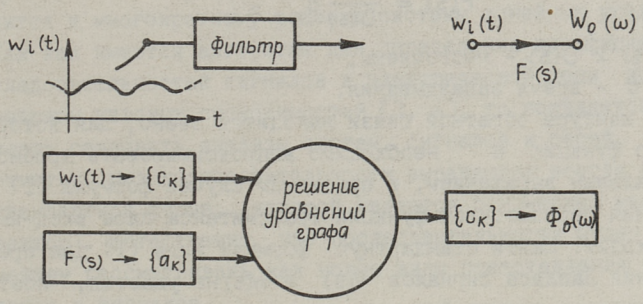
В дальнейшем предполагается, что $v(t)$ - импульсный сигнал. Функцию $v(t)$ будем в дальнейшем называть образующей. Периодический сигнал как обобщенное понятие охватывает в себе функции $w(t)$ и $v(t)$, преобразование Лапласа образующей $V(s)$ и дискретный спектр Фурье $\Phi(\omega)$:

$$\Phi(\omega) = \Omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} V(jk\Omega)\,\delta(\omega - k\Omega),$$

где

$$\Omega = \frac{2\pi}{T}.$$

Определение каких-то видов представления периодического или импульсного сигнала по другим, заданным видам можно называть задачей анализа сигналов. Кроме решения таких проблем на практике интересуются и тем, как преобразуются сигналы в результате их прохода через различные системы. В настоящей главе ограничимся вопросами передачи сигналов через линейные системы. Таким образом, у нас появляется еще одна, теперь уже объединенная задача: некоторым вершинам-источникам сигнального графа соответствуют известные сигналы, определить сигналы в требуемых видах представления не интересующих нас вершинах-стоках. Следует заметить, что на источниках могут быть заданы только импульсные сигналы или только периодические сигналы, частоты которых должны быть целыми кратными некоторой основной частоты, так как в противном случае на стоках появляются сигналы, которые не являются импульсными или периодическими.



Фиг. 2. Пример задачи анализа сигналов.

Решение задачи анализа передачи сигналов было бы разумно организовать подобно анализу линейных систем. Отсюда следует, что нам необходимо выбрать какой-то унифицированный вид представления как для импульсных, так и периодических сигналов. Ход решения задачи объясним при помощи примера на фиг. 2. Периодический сигнал, заданный в форме $w_i(t)$ проходит через фильтр, описанный передаточной функцией $F(s)$. Целью является определение спектра выходного сигнала $\Phi_\sigma(\omega)$ в каком-то интервале частот. На первом этапе найдем унифицированные виды представления как для периодического сигна-

ла, так и для трансмитанса. Решая уравнения графа, получаем унифицированный вид представления для выходного периодического сигнала, а оттуда вычисляем интересующее нас значение спектра.

4. Унифицированный вид представления для трансмитанса и сигналов

Довольно часто решение задачи анализа сигналов и линейных систем ручным способом организуется именно так, как описано в пунктах 2 и 3. В качестве унифицированного вида представления трансмитанса выбирается при этом почти всегда передаточная функция. С точки зрения алгоритмизации крайне желательно, чтобы унифицированного вида представление можно было записать всегда в одной и той же стандартной форме. Для передаточных функций такой формой может быть выражение

$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)} e^{-\tau s}, \qquad (1)$$

где $N(s)$ и $D(s)$ - многочлены,

τ - время запаздывания.

Если в контуре обратной связи находится звено, для которого $\tau \neq 0$, то функцию $e^{-\tau s}$ необходимо аппроксимировать дробно-рациональным выражением, в противном случае формула (1) для выражения передаточной функции трансмитанса пары вход-выход не подходит. Найти стандартную формулу вида (1) для преобразования Лапласа сигналов $V(s)$ и $W(s)$ не удается, поэтому использование данных функций в качестве унифицированного вида представления себя не оправдывает.

Рассмотрим теперь разложение переходной функции устойчивой системы $h(t)$, формы импульса $w(t)$ и образующей периодического сигнала $v(t)$ по функциям Лагерра $l_k(t)$ [3]. Пусть

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k l_k(t), \qquad (2)$$

$$w(t) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k l_k(t), \qquad (3)$$

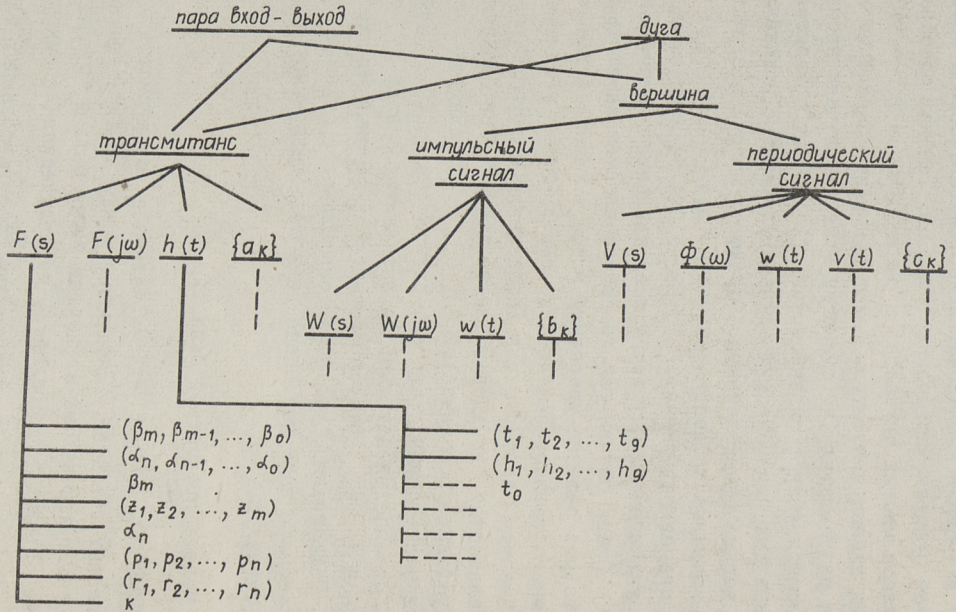
$$v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k l_k(t). \qquad (4)$$

В настоящее время существуют алгоритмы для определения коэффициентов разложений a_k, b_k и c_k из всех видов представления трансмитанса и сигналов. Разработаны также алгоритмы для определения преобразования Лапласа в форме (I) из первых n членов последовательностей (значение n зависит от желаемой степени многочлена D(s) [3]. Так как преобразования Лапласа многих сигналов не выражаются в форме (I), то применение данных алгоритмов может причинить появление искажения в результатах (по существу в таких случаях производится аппроксимация с сигналом типа (I)). Опыт показывает, что в некоторых практических случаях упомянутые искажения являются весьма существенными. Однако несмотря на этот недостаток конечные последовательности $\{a_k\}$, $\{b_k\}$ и $\{c_k\}$ из первых n членов разложений (2), (3) и (4) были выбраны в качестве унифицированных видов представления трансмитанса и сигналов. Среди причин такого выбора следует заметить, например, то, что решение уравнений графа в таком случае сводится к многократному решению системы линейных уравнений [3]. Так как имеются алгоритмы для определения коэффициентов последовательностей сигналов в электрической цепи исходя из матрицы узловых проводимостей [3, 4], то появляется возможность связывать анализы систем, сигналов и цепей. Наконец, отметим, что последовательности выражаются всегда в одной стандартной форме, которой является одномерный массив (или вектор). Естественно, что последовательности будем в дальнейшем рассматривать как новые виды представления трансмитанса и сигналов.

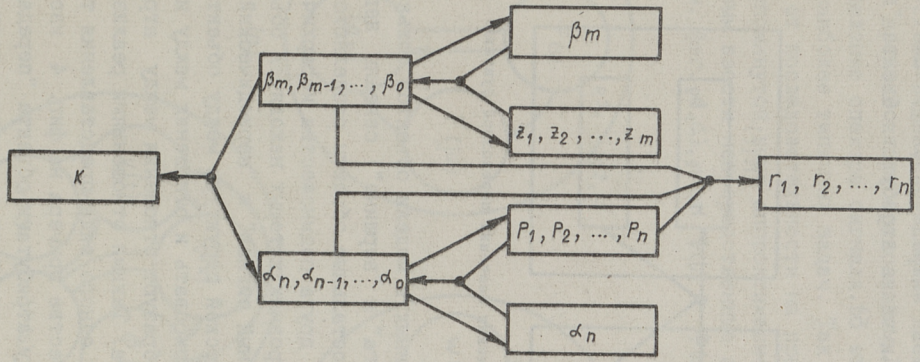
5. Модель предметной области

Модель предметной области является совокупностью описаний типовых объектов и отношений между их атрибутами [I, 2]. Так как значениями атрибутов могут быть и указатели на другие объекты, то создается иерархическая структура.

Модель предметной области для сформулированных в пунктах 2 и 3 задач построена по схеме, упрощенный вид которой показан на фиг. 3. Подчеркнутые слова и символы обозначают определенные для данной модели типовые объекты (значения символов объяснены в предыдущих пунктах). Линии от одного объекта к другому указывают на то, что расположен-



Фиг. 3. Схема модели предметной области для решения задач анализа сигналов и систем.

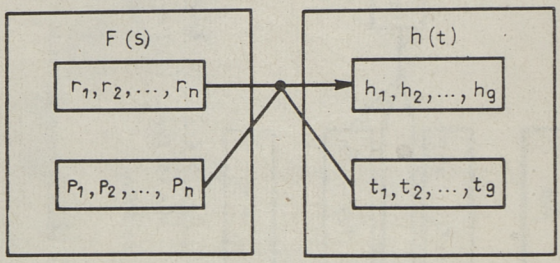


$$F(s) = \frac{\beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \ldots + \beta_0}{d_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \ldots + \alpha_0} = \frac{\beta_m (s-z_1) \ldots (s-z_m)}{\alpha_n (s-p_1) \ldots (s-p_n)}$$

$K = \beta_0/\alpha_0$; $r_n, r_{n-1}, \ldots, r_0$ – вычеты

Фиг. 4. Схема преобразований внутри объекта "передаточная функция".

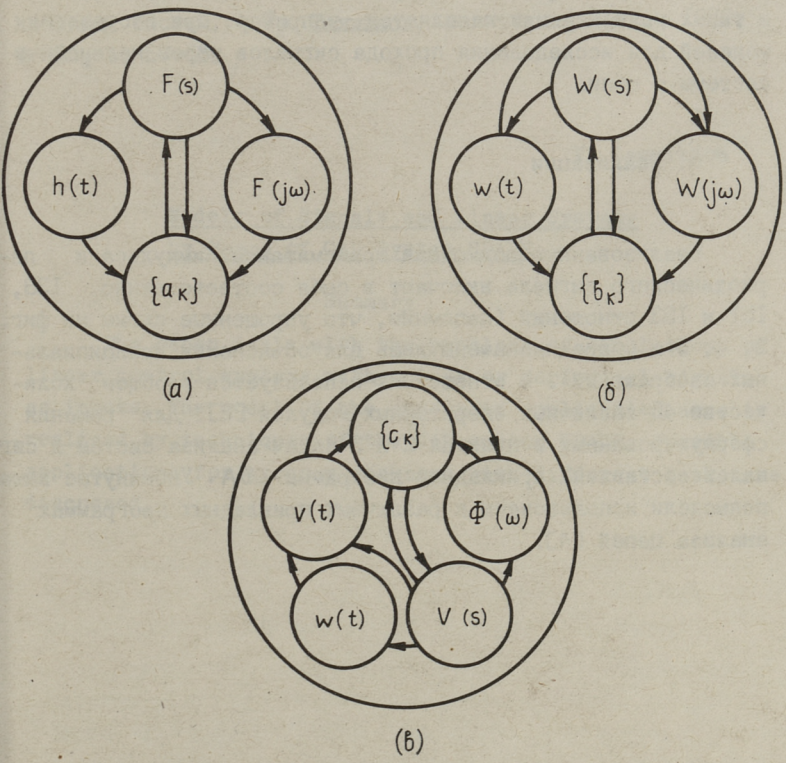
ный выше объект имеет один или больше атрибутов, значениями которых являются объекты более нижнего уровня. Находящиеся на самом нижнем уровне объекты имеют только атрибуты со словесными и численными значениями. На фиг. 3 приведены все атрибуты объектов "передаточная функция" (смысл обозначений см. фиг. 4) и часть атрибутов объекта "переходная функция" (см. фиг. 5).



Фиг. 5. Схема вычисления значений переходной функции.

Из множества описанных в модели объектов только три (пара "вход-выход", "дуга" и "вершина") связаны непосредственно с графом. Все остальные объекты разделяются на три независимые друг от друга подмножества иерархической структуры, на верхних уровнях которых находятся объекты "трансмитанс", "импульсный сигнал" и "периодический сигнал". Наличие иерархической структуры между объектами дает возможность классифицировать и отношения между их атрибутами. Первую группу образуют отношения между атрибутами одного и того же объекта. Такими отношениями реализуются преобразования в рамках одного вида представления трансмитанса и сигналов. В качестве примера на фиг. 4 изображены всевозможные связи между атрибутами объекта "передаточная функция". Вторая группа включает отношения, предназначенные для проведения преобразований внутри трансмитанса, импульса и периодического сигнала, т.е. для определения одного вида представления из другого. В таких отношениях участвуют атрибуты различных объектов (см. пример на фиг.5 и [5]). Основой при составлении отношений второй группы была общая схема возможных преобразований внутри трансмитан-

са и сигналов (фиг. 6). Последовательности как унифицированные виды представления занимают на всех трех подсхемах центральное место. Их можно непосредственно определить из любого другого вида представления, (не существует только перехода от $w(t)$ к $\{b_k\}$ при анализе периодического сигнала). Со схемы видно, что самыми длинными являются пути от функции времени к преобразованиям Лапласа и обратно. Однако определение спектра сигнала по его форме является одной из наиболее типичных задач. Так как кроме этого еще и переход от последовательности на преобразование Лапласа связан с упомянутой выше аппроксимацией, то оказалось целесообразным ввести непосредственные переходы от $w(t)$ к $W(j\omega)$ (см. фиг. 4,б) и от $v(t)$ к $\Phi(\omega)$ (см. фиг. 4,в).



Фиг. 6. Схема преобразований внутри трансмитанса и сигналов.

Существует и третья группа отношений, предназначенная для решения уравнений графа. Напоминая, что модель предметной области образуется из описаний объектов и отношений, мы увидим, что по существу у нас имеются полностью независимые друг от друга подмодели трансмитанса, импульса и периодического сигнала. Объекты высших уровней фиг. 3 и отношения для решения уравнений графа связывает их в одну целостную модель. Однако все три упомянутые здесь подмодели можно без малейших модификаций использовать, например, и в модели предметной области задачи анализа линейных электрических цепей [4]. Отметим и то, что если удалить из подмоделей последовательности связанные с ними отношения, то у нас остается все-таки довольно мощный аппарат, пригодный для решения многих практических задач. Необходимость в таких модификациях появляется, например, при составлении моделей для исследования прохода сигналов через нелинейные системы и цепи.

6. Реализации

Реализованные подмодели трансмитанса, импульса и периодического сигнала включают в себя соответственно I38, I5I и I53 отношений (напомним, что упрощенные схемы на фиг. 3, 4, 5 и 6 предназначены лишь для объяснения принципиальных соображений). В отношениях используется в общем количестве 45 различных операторных модулей [2]. Для решения сформулированных в пунктах 2 и 3 задач анализа систем и сигналов составлена прикладная программа LSA. Упомянутые выше подмодели использованы в различных прикладных программах анализа цепей [4].

Литература

1. Кукк В. Методы и программные реализации машинного анализа электронных схем. См. наст. сб., с. 49.

2. Вендлин Е. SPADE как инструментальная система для разработки пакетов программ проектирования электронных схем. См. наст. сб., с. 69.

3. Кукк В., Рюстерн Э. Метод лагерровских последовательностей. См. наст. сб., с. 59.

4. Вияр М., Курм М., Сильдару К. Анализ электронных цепей в системе SPADE. См. наст. сб., с. 93.

5. Леппиксон В., Рюстерн Э. Модели линейных систем. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 57-68.

V. Leppikson

Models of Signals and Linear Systems
by Means of CAD System SPADE

Summary

The paper deals with the problems of simulation of linear control systems with pulses or periodical signals as inputs. The model of the appointed application area is realized by techniques of the CAD system SPADE. Possible applications for program packages with different tasks are discussed.

№ 592
TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
УДК 5I8.5:68I.372.06I

М. Вияр, М. Курм, К. Сильдару

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ В СИСТЕМЕ SPADE

I. Введение

Одним из основных приложений системы SPADE является анализ электронных схем, который выполняется на базе предметной области "электронные цепи" (CIRCUIT) и существенно использует компоненты предметной области "линейные системы" (LINSYS) [I].

Прикладные программы, созданные на базе предметной области CIRCUIT, позволяют решать все основные классические задачи анализа цепей: определение рабочих режимов, вычисление частотных характеристик, расчет переходных и периодических процессов, передаточных функций, чувствительностей передачи к изменениям параметров компонентов и т.д.

За исключением метода лагерровских последовательностей, все применяемые в прикладных программах методы анализа цепей являются классическими и не имеют принципиальных отличий от методов, применяемых в общеизвестных программах. Существенное отличие средств анализа, созданных на базе системы SPADE, заключается в методической основе - главным пунктом (фундаментом) является модель предметной области. Прикладные программы являются надстройкой и поэтому их возможности определяются в большей мере содержанием предметной области чем структурой прикладной программы.

Поэтому к основным результатам работы, проведенной для создания средств машинного анализа цепей, следует отнести не только прикладные программы, но и (даже в большей мере) созданную модель предметной области. К сожалению, в литературе практически отсутствуют сведения о таких исследованиях, что не позволяет проводить сравнительного анализа. Нужно иметь в виду также то, что идеология, на которой

базировалась разработка модели предметной области CIRCUIT, диктована используемой базовой системой (SPADE). Авторы надеятся, что эта идеология не является слишком специфической и поэтому полученные результаты имеют достаточно общий характер.

В данной статье проводится анализ "объектного" состава предметной области CIRCUIT. Какие отношения можно определить на этих объектах, специалист легко может себе представить. Обоснованию выбранных решений должны помогать ссылки на используемые алгоритмы.

Наконец, отметим один принцип, которого мы старались придерживаться: задача машинного анализа ставится как образ реального эксперимента (с источниками, измерительными приборами и т.д.).

2. Характеристика объектов

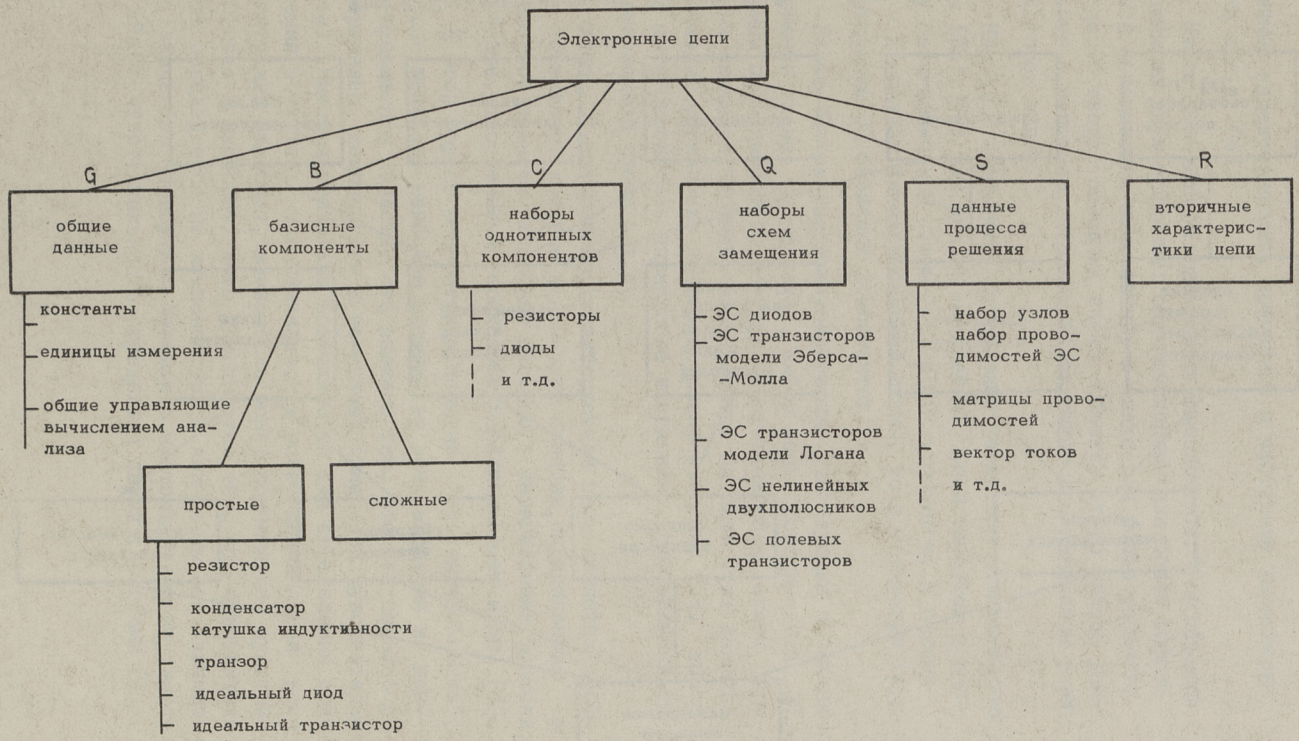
Объекты, входящие в модель предметной области можно сгруппировать в 6 классов (фиг. I).

Класс G содержит данные общего назначения, как константы, единицы измерения, общие управляющие вычислениями анализа данные и т.д.

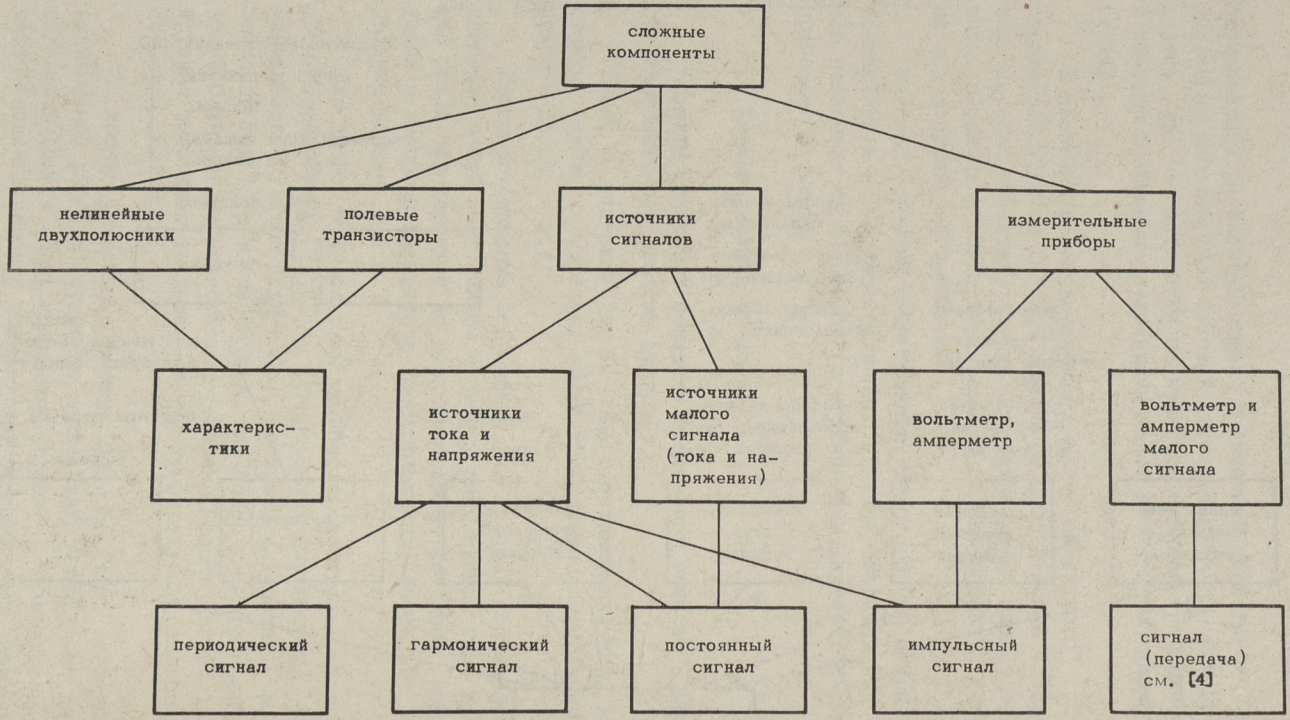
Класс B-базисные компоненты, из которых составляется описание любой цепи, имеют атрибуты аналогичные тем, которые стали стандартными во всех программах анализа: номера узлов и значения параметров (сопротивления, емкость, начальные условия и т.д.)

Для диодов и биполярных транзисторов используются модели Эберса-Молла [2, 7] со стандартными параметрами (номера узлов с учетом полярности, тепловой потенциал φ_T и тепловой ток I_S p-n-перехода). Для более точного представления базисного транзистора определена модель Логана [3], которая позволяет учитывать также температурные зависимости.

К сложным базисным объектам (фиг. 2) (т.е. имеющим подчиненные объекты) отнесены такие, как нелинейные двухполюсники общего вида, источники сигналов и измерители, а также базисный полевой транзистор. Подчиненными этим объектам являются, как правило, функции, характеризующие не-



Фиг. 1. Предметная область - "электронные цепи"



Фиг. 2. Сложные компоненты предметной области "электронные цепи".

линейные характеристики, временные и частотные характеристики и т.д. [4].

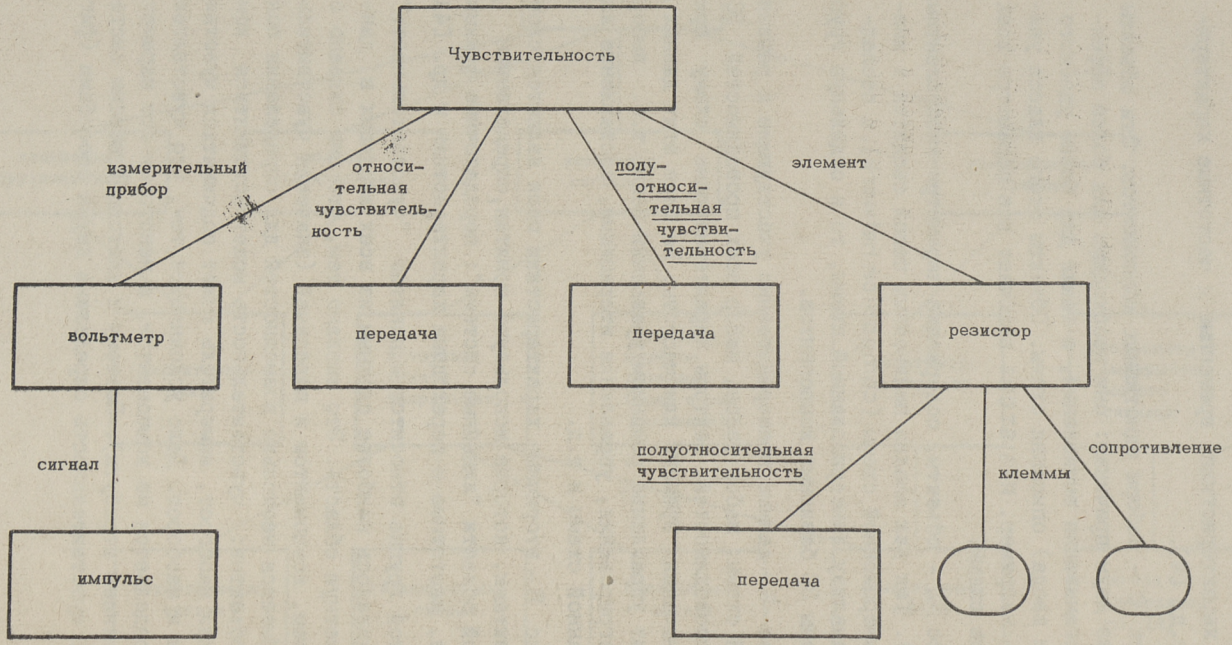
Класс C - наборы однотипных компонентов. Эти объекты введены по двум причинам: они необходимы для более эффективной организации вычислений, а также для более удобного вывода (и ввода) описания схемы. Объекты этого класса уникальные - например, RESISTORS включает все параметры всех резисторов схемы.

Класс Q - объекты, содержащие параметры эквивалентных схем (ЭС). Так как анализ нелинейных цепей сводится к анализу безынерционной схемы (companion network), а последний - к анализу линеаризованной схемы, то в отдельную группу выделены ЭС базисных компонентов.

Класс S - данные, непосредственно участвующие в решении уравнений схемы: набор узлов, набор всех проводимостей ЭС, матрицы проводимостей, векторы, характеризующие схему при разных значениях времени или частоты. На базе этих данных происходит управление решением уравнений цепи, т.е. выбор шага интегрирования, управление итерациями, составление линеаризованной схемы и т.д.

Класс R - вторичные характеристики цепи являются сложными объектами, которые используют понятия, определенные в предметной области "линейные системы": передаточные функции, проходные, частотные и переходные характеристики и др. [4].

К этой группе относится и понятие "чувствительность", которое казалось наиболее сложным из всех входящих в данную предметную область. Это вызвано тем, что оно связано с измерителем, компонентом и передачей (значения чувствительности). Имеется несколько возможностей для определения подчинения объектов: чувствительность может подчиняться компоненту или наоборот, измеритель может подчиняться чувствительности и наоборот. Дело усложняется тем, что чувствительность определяется не компонентом, а некоторым его параметром (значением атрибута). Поэтому в настоящей версии системы SPADE чувствительность определена двумя способами (фиг. 3).



Фиг. 3. Структура объекта "чувствительность".

3. Характеристика методов анализа

Решение уравнений сводится к анализу линейных схем двух видов: I) анализ безынерционной схемы (временной анализ, анализ с помощью последовательностей Лагерра [5]), 2) анализ в частотной области. В обоих случаях формируются узловые уравнения (вещественные или комплексные). Для решения их используется LU- разложение с учетом разрешенности матрицы узловых проводимостей [6]. Для определения оптимальной последовательности уравнений используется предварительное моделирование решения на матрице, соответствующей структуре системы уравнений.

Анализ линеаризованных схем (частотный анализ, расчет динамических характеристик методом лагерровских последовательностей, оптимизация) выполняется на модели, полученной предварительным расчетом рабочей точки. Соответствующий анализ нелинейной схемы выполняется методом Ньютона-Рафсона. Используемая при этом тактика управления итерационным процессом описана в [2, 8] (и хорошо себя зарекомендовала). Этот же метод используется для решения нелинейных уравнений возникающих при временном анализе, при вычислении проходных характеристик и т.д.

Решение в динамическом режиме производится численными методами интегрирования (неявный метод Эйлера и метод трапеции). Оба метода используют на каждом шаге интегрирования данные, соответствующие двум моментам времени - началу t_i и концу t_{i+1} шага h [8]. Для оценивания погрешности и выбора шага используется метод Рунге-Кутта. В этом случае момента t_{i+1} решение вычисляется два раза: с шагом h и двумя шагами $h/2$. По этим двум решениям можно оценить погрешность, а также уточнить рассчитанные значения.

Параметрическая оптимизация линеаризованных электронных схем проводится на лагерровских последовательностях. Целевой функцией является сумма квадратов членов L- представления взвешенной ошибки (разность между желаемым и фактическим выходным сигналом). Для минимизации используется метод сопряженных градиентов.

4. Заключение

Исследование предметной области "электронные цепи" продолжается и возможны изменения в основном в классах R,

B, C объектов, дополнение новыми атрибутами других объектов, а также введение новых объектов.

К настоящему времени на базе описанной модели созданы прикладные программы, позволяющие решать следующие задачи:

LCSA - расчет выходных напряжений для линейных цепей в любом традиционном виде представления (вторичные характеристики цепи);

LCO - оптимизация линейных цепей, а также расчет выходного напряжения оптимизированной схемы и его чувствительностей;

DCA - расчет транзисторных схем в режиме постоянного тока;

TCA - анализ нелинейных безынерционных схем;

NLCA - расчет транзисторных схем в динамическом режиме;

PCA - анализ транзисторных схем с периодическими входными воздействиями, вычисление нелинейных искажений и спектров сигналов;

CFA - частотный анализ нелинейных схем: на первом этапе происходит линеаризация схемы (определение рабочих режимов), на втором - частотный анализ ее.

Таким образом, разработанные средства обеспечивают пользователя всеми основными расчетами, необходимыми для проектирования аналоговых электронных схем.

Литература

1. Кукк В. Методы и программные реализации машинного анализа электронных схем. См. наст. сб., с. 49.

2. Чуа Л.О., Пен-Мин Лин. Машинный анализ электронных схем. М., Энергия, 1980. 640 с.

3. Логан Дж. Моделирование при проектировании схем и систем. - Автоматизация в проектировании. М., Мир, 1972, с. 112-122.

4. Леппиксон В. Моделирование линейных систем в системе SPADE. См. наст. сб., с. 79.

5. Кукк В., Рюстерн Э. Метод лагерровских последовательностей. См. наст. сб., с. 59.

6. Р о н к А. Алгоритм частичного решения уравнений больших цепей. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1976, № 409, с. II-2I.

7. Т и й г и м я э М., К у р м М. Модели электронных схем. - В кн.: Автоматизация проектирования в электронике - система SPADE.-Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 69-82.

8. Т и й г и м я э М. Алгоритмы и структуры данных при анализе нелинейных цепей. - В кн.: Автоматизация проектирования в электронике - система SPADE.-Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1982, № 535, с. 83-95.

M. Vijar, M. Kurm, K. Sildaru

Circuit Analysis by Means of CAD System SPADE

Summary

The paper deals with the area model realized for analysis of linear and nonlinear circuits. It describes the submodels of circuit elements, dynamical characteristics and other objects.

The used computational methods of analysis are discussed.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.316.726.078

М. Мин

ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА КООРДИНАТНЫХ СИГНАЛОВ В ВЕКТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

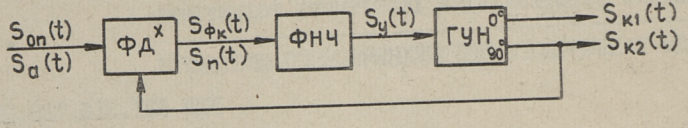
I. Введение

Векторный (фазочувствительный) измерительный преобразователь [I] содержит наряду с измерительным также опорный канал [2], задачей которого является формирование взаимно квадратурных (сдвигутых по фазе на 90^{0}) координатных сигналов, синхронизированных по фазе внешним опорным сигналом. Поскольку в реальных условиях эксперимента встречаются помехи и искажения опорного сигнала, использование традиционного метода формирования координатных сигналов по моментам прохождения опорного сигнала через определенный уровень связано с появлением фазовой погрешности [3], которая выражается в повороте координатной системы [2, 4]. Решением проблемы является использование системы фазовой автоподстройки (ФАП) координатных сигналов [5] с корреляционным фазовым детектором [6]. Несмотря на то, что теория систем ФАП хорошо развита [7], в связи с необходимостью обеспечения высокой точности синхронизации (погрешность меньше $0,I^{0}$), возникает ряд теоретических проблем. Некоторые из них найдут решение в настоящей статье.

2. Описание системы ФАП

Система ФАП [5] на фиг. I состоит из перемножающего фазового детектора ФД с коэффициентом передачи $K_{ФД}$ [В/рад], фильтра нижних частот ФНЧ с передаточной функцией $F(S)$ и двухфазного генератора, управляемого напряжением ГУН с коэффициентом передачи $K_{ГУН}\left[\frac{рад/с}{В}\right]$.

С квадратурных выходов ГУН получаются координатные сигналы



Фиг. 1. Структурная схема системы ФАП.

$$S_{K1}(t) = 1\sin\Theta_K(t), \quad S_{K2}(t) = 1\cos\Theta_K(t), \tag{I}$$

текущая фаза которых -

$$\Theta_K(t) = \int_0^t \omega_{on}(t)\,dt + \Phi_K(t) \tag{2}$$

с погрешностью $\Phi_K(t)$ следит за текущей фазой

$$\Theta_{on}(t) = \int_0^t \omega_{on}(t)\,dt \tag{3}$$

опорного сигнала

$$S_{on}(t) = A_{on}\sin\Theta_{on}(t). \tag{4}$$

На входе системы действует также аддитивная помеха

$$S_a(t) = A_a\sin(\omega_a t + \psi_a), \tag{5}$$

которая в частном случае ($\omega_a = k\omega_{on}$) представляет собой k-тую высшую гармонику опорного сигнала (4).

С выхода ФД получаются наряду с сигналом ошибки

$$S_{\phi_K}(t) = \frac{A_{on}}{2}K_{\phi_Д}\sin\Phi_K(t), \tag{6}$$

а также переменные возмущения $S_n(t)$, которыми являются продукт перемножения с частотой $2\omega_{on}$ и составляющие преобразованной помехи $S_a(t)$ с частотами $(\omega_a - \omega_{on})$ и $(\omega_a + \omega_{on})$. Все эти возмущения могут быть описаны общим выражением

$$S_n(t) = \frac{A_n}{2}\sin[\omega_n t + \psi_n + \Phi_K(t)]. \tag{7}$$

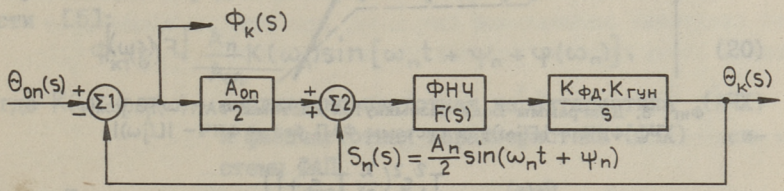
Сигнал $S_y(t)$ с выхода ФНЧ управляет частотой ГУН в сторону уменьшения фазовой погрешности (2). Но ввиду того, что в составе $S_y(t)$ содержатся неполностью подавленные возмущения (7), вызывается также и дополнительная погрешность фазы.

3. Линейная модель системы ФАП

Поскольку допустимая погрешность фазы $\Phi_к$ мала, нелинейность (3) может быть исключена ($\sin\Phi_к \approx \Phi_к$) и ФД может быть задан передачей $\frac{A_{on}}{2} K_{фд}$. Соответствующая линейная модель на фиг. 2 содержит сравнивающий орган - сумматор $\Sigma 1$, с выхода которого получается фазовая погрешность

$$\Phi_к(s) = \Theta_{on}(s) - \Theta_к(s), \qquad (8)$$

и сумматор $\Sigma 2$ для ввода в модель сигнала возмущений $S_n(s)$, где s - переменная Лапласа.



Фиг. 2. Линейная модель системы ФАП.

Фильтр нижних частот ФНЧ выбирается следующей передаточной функцией [5]:

$$F(s) = \frac{\tau_2 s + 1}{T_F s(\tau_3 s + 1)}, \qquad (9)$$

причем остальная часть системы ФАП задана передаточной функцией

$$L(s) = \frac{\frac{A_{on}}{2} K_{фд} \cdot K_{гун}}{s} = \frac{1}{sT_L}. \qquad (10)$$

Диаграммы Боде для передаточной функции целой разомкнутой системы

$$G(s) = F(s) \cdot L(s) = \frac{\tau_2 s + 1}{T_A^2 s^2(\tau_3 s + 1)}, \qquad (11)$$

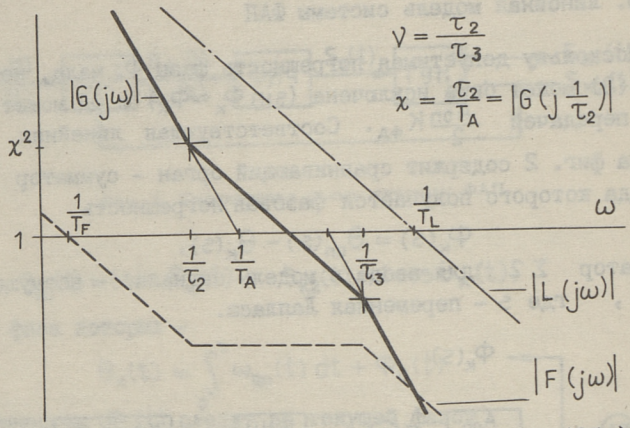
где $T_A = \sqrt{T_F \cdot T_L}$, (12)

и передаточных функций (9) и (10), приведены на фиг. 3.

Вводя относительные параметры

$$\nu = \frac{\tau_2}{\tau_3}, \quad \chi = \frac{\tau_2}{T_A}, \qquad (13)$$

получаем следующие передаточные функции замкнутой системы:



Фиг. 3. Диаграммы Боде разомкнутой системы ФАП - $|G(j\omega)|$, ФНЧ - $|F(j\omega)|$ и системы ФАП без - ФНЧ- $|L(j\omega)|$.

$$H_\theta(s) = \frac{\Phi_K(s)}{\Theta_{on}(s)} = \frac{T_A^2 s^2 (\frac{\chi}{\nu} T_A s + 1)}{\frac{\chi}{\nu} T_A^3 s^3 + T_A^2 s^2 + \chi T_A s + 1}, \qquad (I4)$$

$$H_n(s) = \frac{\Phi_K(s)}{S_n(s)} = \frac{2}{A_{on}} \frac{\chi T_A s + 1}{\frac{\chi}{\nu} T_A^3 s^3 + T_A^2 s^2 + \chi T_A s + 1}, \qquad (I5)$$

которые описывают поведение фазовой погрешности $\Phi_K(s)$.

4. Описание переходных процессов

Обратное преобразование Лапласа передаточной функции (I4) дает нам следующее выражение для переходной характеристики фазовой ошибки [5]:

$$\Phi_K(\frac{t}{T_A}) = \left[A e^{-a\frac{t}{T_A}} - B e^{-b\frac{t}{T_A}} \cos(\beta \frac{t}{T_A} + \vartheta)\right] \Theta_{on}(\frac{t}{T_A}), \qquad (I6)$$

скорость затухания которого зависит от значений сомножителей a и b вещественных частей корней

$$s_1 = -\frac{a}{T_A}, \qquad s_{2,3} = -\frac{b}{T_A} \pm j\frac{\beta}{T_A} \qquad (I7)$$

характеристического уравнения передаточной функции (I4):

$$\frac{\chi}{\nu} T_A^3 s^3 + T_A^2 s^2 + \chi T_A s + 1 = 0. \qquad (I8)$$

Для определения относительной длительности $\frac{t_n}{T_A}$ переходного процесса необходимо задать значение для допустимой остаточной погрешности

$$\varepsilon = \frac{\Phi_к(\frac{t_n}{T_a})}{\theta_{on}(\frac{t}{T_a})} 100\%. \qquad (19)$$

5. Анализ действия возмущений

Выражения для фазовой погрешности, вызываемой гармоническим возмущением (7), получаем на основе передаточной функции (15), заменяя в ней s на $j\omega$.

Предполагаем, во-первых, что фазовая погрешность так мала, что в выражении (7) можно принять $\Phi_к(t)=0$. В таком случае можно определить первую гармонику фазовой погрешности [5]:

$$\Phi_{к1}(t) = \frac{A_n}{A_{on}} K(\omega_n)\sin[\omega_n t + \psi_n + \varphi(\omega_n)], \qquad (20)$$

где $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ) системы ФАП.

Подставляя теперь (20) в выражение (7) и повторяя всю процедуру, найдем, что роль высших гармоник в фазовой погрешности ничтожная, однако она содержит постоянную составляющую [5]:

$$\bar{\Phi}_к \approx \frac{1}{2}\left(\frac{A_n}{A_{on}}\right)^2 K(\omega_n)\sin\varphi(\omega_n). \qquad (21)$$

Заменяя $K(\omega)$ асимптотической характеристикой

$$K(\omega) \approx \frac{\nu}{(T_A\omega)^2}, \qquad (22)$$

которая получена на основе передаточной функции (15) при $\omega T_A >> 1$, получим следующие простые выражения для амплитуды первой гармоники (20) и постоянной составляющей (21) фазовой погрешности:

$$\Phi_{к1} \approx \frac{A_n}{A_{on}} \cdot \frac{\nu}{(T_A\omega_n)^2}, \qquad (23)$$

$$\bar{\Phi}_к \approx \frac{1}{2}\left(\frac{A_n}{A_{on}}\right)^2 \cdot \frac{\nu}{(T_A\omega_n)^2}\sin\varphi(\omega_n). \qquad (24)$$

6. Оптимизация и результаты

Для постоянной времени T_A (12) необходимо найти компромиссное значение, которое позволяет выполнять требования к скорости затухания переходных процессов (16), с одной стороны, и к подавлению возмущений (23, 24), с другой стороны.

С точки зрения подавления возмущений (24, 25), предпочтение имеет как можно меньшее значение параметра ν (I3), причем значение параметра χ (I3) практически не оказывает влияния.

Задачей оптимизации является нахождение оптимальных значений $\chi = opt\chi$, при которых у данного значения ν затухание переходных процессов (I6) наискорейшее. Это условие выполняется, если значения сомножителей a и b соответственно вещественного корня S_1 и вещественной части корней $S_{2,3}$ (I7) имеют максимумы.

Анализ корневого годографа показал [5], что имеют место следующие оптимальные ситуации, при которых существуют также очень простые решения уравнения (I8).

I. При $I < \nu < 5$, $opt\chi = \frac{2\nu}{\nu+1}$ (26)

и сомножители (I7) имеют следующие значения ($b < a$):

$$a = 1, \quad b = \frac{\nu-1}{4}, \quad \beta = \frac{\sqrt{-\nu^2+10\nu+7}}{4}. \qquad (27)$$

2. При $5 \leq \nu < 9$. $opt\chi = 3\sqrt{\frac{\nu-3}{2\nu}}$,

и сомножители (I7) следующие ($a = b$) [8]:

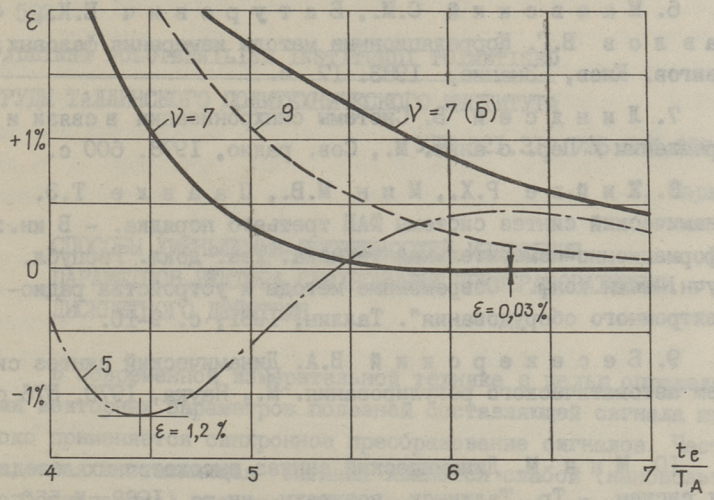
$$a = b = \sqrt{\frac{\nu-3}{2}}, \quad \beta = \sqrt{\frac{9-\nu}{2}}. \qquad (28)$$

Эпюры переходных процессов на фиг. 4 показывают, что при $\varepsilon = (0{,}03...I{,}2)$ %, целесообразно выбирать $\nu = 5...7$. Эпюра $\nu = 7$(Б) соответствует системе, синтезированной по методике В.А. Бесекерского [9, I0]:

7. Выводы

I. Использование ФНЧ второго порядка с передаточной функцией (9) позволяет эффективно снизить значение постоянной составляющей (24) фазовой погрешности, поскольку ФЧХ асимптотически приближается к $-\pi pq$, при котором $\sin\varphi(\omega_n) = 0$.

2. По сравнению с другими аналогичными методами [II], данная методика оптимизации параметров системы ФАП позволяет более эффективно уменьшить длительность переходных процессов.



Фиг. 4. Эпюры переходных процессов.

3. Предложенная методика может оказаться полезной при оптимизации параметров всех типов линейных и линеаризуемых следящих систем третьего порядка.

Литература

I. Парве Т. Способы уменьшения погрешностей измерения параметров вектора синхронными преобразователями дискретного действия. См. наст. сб., с. III.

2. Мин М. Способ синхронного преобразования в измерительной технике. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 583, с. 3-15.

3. Галахова О.П., Колтик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии. Л., Энергия, 1976. 256 с.

4. Гительсон В.Д. Определение погрешностей синхронных детекторов. - Измерительная техника, 1977, № 10, с. 65-66.

5. Мин М. Помехоустойчивость и динамика фазовых процессов в синхронных измерительных преобразователях. Автореф. дис. .... канд. техн. наук. Киев, КПИ, 1984. 16 с.

6. Маевский С.М., Батуревич Е.К., Павлов В.Г. Корреляционные методы измерения фазовых сдвигов. Киев, Знание, 1983. 17 с..

7. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении / Пер. с англ. М., Сов. радио, 1978. 600 с.

8. Кийве Р.Х., Мин М.В., Паавле Т.Э. Динамический синтез системы ФАП третьего порядка. - В кн.: Информационно-измерительная техника: Тез. докл. Республ. научн.-техн.конф. "Современные методы и устройства радиоэлектронного оборудования". Таллин, 1981, с. 9-10.

9. Бесекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. М., Наука, 1970. 576 с.

10. Мин М. Динамический синтез высокоточных следящих систем. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 550, с. 35-40.

M. Min

Phase Locking of Co-ordinate Signals in Vector Measuring Converters

Summary

A method for optimization of the phase locked loop (PLL) low pass filter parameters values is proposed. The method makes it possible to minimize the transient response time in linearized third order PLL considering given damping of periodic disturbancies. The method is useful, also, for optimizing the other types of linear or linearizable third order tracking systems.

№ 592
TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
УДК 621.317.725:621.317.01

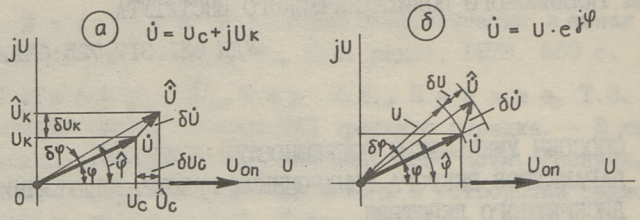
Т. Парве

СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕКТОРА СИНХРОННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

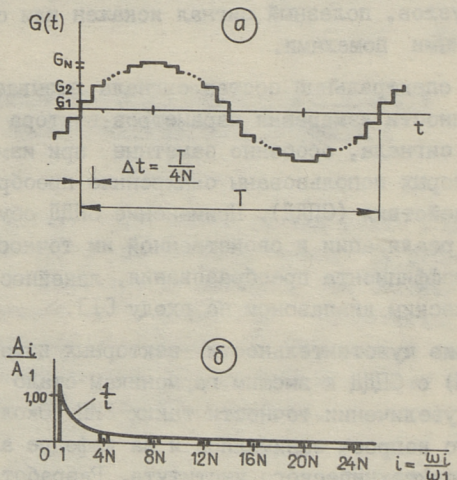
В современной измерительной технике с целью определения векторных параметров полезной составляющей сигнала широко применяется синхронное преобразование сигналов. Часто полезная составляющая сигнала является слабой (нановольтного диапазона) и сопровождена помехами, превышающими ее в сотни и тысячи раз. При измерении комплексных параметров и характеристик в автоматике и во многих других областях науки и техники, как, например, при диагносцировании радиоэлектронных узлов, полезный сигнал искажен или сопровождается синхронными помехами.

Сложный спектральный состав сигнала вызывает определенные погрешности измерения параметров вектора полезной составляющей сигнала, особенно заметные при измерении приборами, в которых использованы синхронные преобразователи дискретного действия (СПДД). Применение СПДД обусловлено простотой их реализации и свойственной им точностью и стабильностью коэффициента преобразования, линейностью и широким динамическим диапазоном по входу [1].

Уменьшение чувствительности векторных измерительных приборов (ВИП) с СПДД к высшим гармоникам стало ключевым вопросом при увеличении точности таких ВИП. Около 10 лет решением этого вопроса занимались и на кафедре автоматики Таллинского политехнического института. Разработан ряд ВИП для научных исследований, имеющих высокие метрологические характеристики, и получившие две золотые и две бронзовые медали на ВДНХ СССР. Примененные в этих приборах решения СПДД запатентованы в США и в других странах. Нечувствительные к гармоникам ВИП выпускаются и зарубежными фирмами.



Фиг. 1. Векторные диаграммы измеряемого вектора $\dot{U}$ и погрешностей измерения через синфазную U_C и квадратурную U_K относительно опорного сигнала U_{on}, составляющие (а) и через модуль U и фазу φ (б).
$\hat{U}_C, \hat{U}_K, \hat{U}, \hat{\varphi}$ – измеренные значения параметров вектора $\dot{U}$.
$\delta U_C, \delta U_K, \delta U, \delta\varphi$ – абсолютные погрешности измерения.
$\delta\dot{U}$ – (комплексная) векторная погрешность.



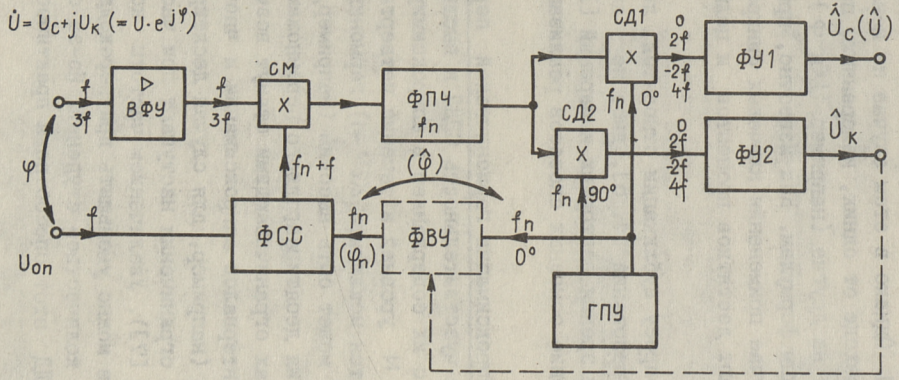
Фиг. 2. Форма (а) и спектр (б) ступенчатой квазигармонической переменной $G(t)$ для случая равных временных интервалов и выбора уровней ступенек $G_1 \cdots G_N$, обеспечивающих редкий спектр.

Ввиду сложности взаимосвязей между параметрами $U_c, U_к$, U, φ вектора $\dot{U}$ (фиг. I, а и б) и особенно между погрешностями $\delta U_c, \delta U_к, \delta U, \delta\varphi$ и $\delta\dot{U}$ [2, 3], необходимость уменьшения погрешностей от гармоник практически неизбежна. Если известна достаточная информация о спектральном составе сигнала и о свойствах самого ВИП, возможна коррекция погрешностей расчетным путем [4]. Однако в этом случае не исключены грубые ошибки при переходе от одних, измеренных, параметров (например, U_c и $U_к$) на другие (например, U и φ) путем расчета по общеизвестным формулам. Как известно, при меандровом сигнале и в случае применения ключевых синхронных детекторов они достигают дестятков процентов и целых градусов [5].

Известные по этому вопросу публикации относятся либо к отдельным способам преобразования [4, 5], либо не дают сравнения способов с точки зрения векторных измерений [I, 6]. Ниже предложено сравнение основных способов реализации ВИП на базе СПДД.

Способ ступенчатой аппроксимации гармонической переменной позволяет уменьшить чувствительность СПДД к высшим гармоникам в соответствии с их содержанием в аппроксимирующей переменной. При числе N уровней в течение четверти периода в лучшем случае удастся исключить $2(2N-1)$ гармоник. На низких рабочих частотах N может быть высоким (например, $N = 1024$ для случая применения десятиразрядного перемножающего ЦАП). На высоких частотах ограничивающими станут возможное количество временных интервалов аппроксимации и частотные свойства весовых цепей (например, для случая десятиразрядного перемножающего ЦАП ограничения наступают при частотах порядка нескольких кГц [7]). Увеличением частоты количество временных интервалов можно уменьшить при переходах на аппроксимации с меньшим количеством ступеней. Из-за сложности перехода на ВИП с СПДД этот способ пока практически не применяется.

Выбор вида аппроксимации зависит от технических требований к ВИП. Возможно применение аппроксимации гармонической переменной негармоническими функциями [8], упрощающее реализацию ВИП, но увеличивающее содержание гармоник к аппроксимации. Часто достаточно исключить только ближайшие высшие гармоники [4], которые достигаются при помощи



Фиг. 3. Схема векторного измерительного прибора с преобразованием сигнала на промежуточную частоту f_n.
Данные в скобках и часть схемы, изображенная пунктирной линией, относятся к варианту прибора для измерения модуля и фазы.
ФСС – формирователь сигнала смешивания;
ГПЧ – генератор сигнала промежуточной частоты;
ФВУ – управляемый фазовращатель,
Остальные обозначения разъяснены в тексте.

аппроксимации с малым количеством уровней. Так, например, при N= 3 можно исключить 3, 5, 7 и 9-ю гармоники и смещенные относительно их на I2i гармоники (i = I,2,3 и т.д.), что вполне достаточно для многих случаев применения СПДД [4]. С точки зрения упрощения реализации подобных устройств выгодно использовать аппроксимацию с делением периода на равные промежутки времени [9, I0], позволяющую легко решать вопрос квадратурного преобразования. Самое меньшее количество прецизионных элементов содержат реализации, в которых применен способ ШИП, однако общий аппаратурный объем СПДД в этом случае не уменьшается и появляются дополнительные погрешности преобразования от побочных явлений применения ШИМ и ограничивается рабочий диапазон частот сверху. В случае же применения аппроксимации с количеством уровней порядка единиц, частотная погрешность СПДД может иметь значение порядка I % на частотах свыше I МГц [II], если применять схемные решения, сориентированные на улучшение частотных свойств СПДД [9, I0].

Способ преобразования на промежуточную частоту широко применяется в ВИП с СПДД относительно недолго [5], хотя способ сам известен уже десятки лет. Принципиально способ позволяет полностью исключить чувствительность ВИП с СПДД к высшим нечетным гармоникам измеряемого сигнала. Применяемое в настоящее время решение [5] предусматривает преобразование на высокую промежуточную частоту f_n, на которой происходит измерение векторных параметров сигнала (фиг. 3).

Нетрудно убедиться, что даже в случае применения в качестве смесителя СМ и детекторов СД1 и СД2 устройств ключевого действия, полезные постоянные составляющие выходных сигналов не будут зависеть от гармоник входного сигнала. На фиг. 3 это проиллюстрировано для случая третьей гармоники $3f$, дающего на выходах СД составляющие с частотами $2f$ и $4f$, которые могут быть подавлены в фильтрующих усилителях ФУ1 и ФУ2 до требуемого уровня.

Погрешности при способе преобразования на промежуточную частоту появляются в основном из-за наличия фильтров в сигнальном тракте. Входное фильтрующее устройство ВФУ нужно в основном для ослабления составляющих входного сигнала, близких к четным гармоникам сигнала промежуточной частоты

f_n. Хотя f_n обычно выбран примерно в 10 раз больше максимальной рабочей частоты $f_{макс}$, ВФУ должен иметь ПФ высокого порядка, что значительно затрудняет установки равенства фазовых сдвигов в измерительном и опорном каналах, если требуется точность порядка десятых долей градуса.

Условие, что f_n должна быть намного больше $f_{макс}$, обуславливает работу СМ в самой высокочастотной области возможных для применяемого СПДД рабочих частот, где стабильность коэффициента передачи будет относительно большой. Частотную погрешность смесителя $\gamma^f_{см}$ можем оценить используя формулу

$$\gamma^f_{см} \approx f_{макс} \cdot t_{пк} \cdot \tan \pi f_n t_{пк},$$

где $t_{пк}$ - время переключения ключа в СМ.

Если обычно $t_{пк} \ll T_n$ $(T_n = \frac{1}{f_n})$, и частотная погрешность СПДД в режиме синхронного детектирования $\gamma^f_{сд} \approx \frac{(\pi f t_{пк})^2}{2}$ [11], то можно сказать, что частотная погрешность смесителя $\gamma^f_{см}$ будет меньше частотной погрешности синхронного детектора $\gamma^f_{сд}$ только тогда, когда $f_n < \frac{\pi}{2} f_{макс}$, что практически невыполнимо.

Особую проблематику представляет необходимость вырабатывать опорный сигнал для СМ, который должен иметь частоту $f_n + f$ при определенных фазовых соотношениях (по текущей фазе). В случае реализации системы формирования опорного сигнала для СМ при помощи системы фазовой автоподстройки (ФАП) частоты с дополнительным смесителем [5], сложность опорного канала не будет очень высокой, а точность фазовых соотношений будет сравнительно высокая, так как сравнение фаз в ФСС осуществляется на частоте f опорного сигнала [12].

Способ параллельного или последовательного анализа сигнала с последующей обработкой результатов до сих пор не нашел широкого применения из-за сложности аппаратурной реализации. За основу могут быть приняты как анализ по гармоникам, так и другие способы, как например, разложение по Уолшу [13] или по Германну [2]. По точностным характеристикам способ сравним со способом ступенчатой аппроксимации гармонической переменной. В случае параллельного анализа сходство большое и в части аппаратурной реализации. С развитием вычисли-

тельных средств все проще реализовать и последующую обработку результатов анализа с целью выделения векторных параметров.

Способ фильтрации требует применения фильтров с очень высокими точностными характеристиками практически независимо от вида применяемого фильтра (ФНЧ, ПФ, заграждающий). Несмотря на это предварительная фильтрация нашла относительно широкое применение, так как предварительный фильтр ослабляет также помехи и шумы, сопровождающие полезный сигнал. Для подавления гармоник часто достаточно применить полосовой фильтр с добротностью порядка 10, но даже при такой небольшой добротности фазовая погрешность 1° появляется уже от ухода рабочей частоты на 0,1 %. При работе на фиксированных частотах или при незначительных изменениях частоты возможно применение подстройки частоты настройки фильтра или частоты сигнала при помощи прецизионной системы ФАП, однако из-за сложности такой системы в практике эта возможность применения не нашла. По этим же причинам и из-за наличия побочных явлений применения не нашли и синхронные фильтры и способ коммутационной обработки [14].

Выводы

Из рассмотренных способов реализации ВИП на базе СПДД самыми малыми погрешностями в случае измерения параметров вектора обладает способ ступенчатой аппроксимации гармонической переменной при условии, что содержание гармоник и близких к ним помех в сигнале значительно меньше полезного сигнала. Если же уровень гармоник и помех высокий, способ преобразования на промежуточную частоту позволяет получить более высокую точность, однако общие точностные характеристики (класс точности) при этом способе будут хуже. Остальные способы не имеют широких возможностей применения и способы, связанные с относительно большим количеством вычислительных операций, не способны конкурировать со способами цифровой обработки сигналов.

Литература

1. Meade M.L. Advances in lock-in amplifiers. - Journal of Physics. E: Sci. Instrum., 1982, 15, N 4, 395-403.

2. Дехтяренко П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике. Киев, 1965. 364 с.

3. Мин М. Способ синхронного преобразования в измерительной технике. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 583, с. 3-15.

4. Силламаа Х.В., Трумм Т.В. Анализ методических погрешностей синхронного детекторного преобразователя с лестничным опорным сигналом. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 583, с. 73-84.

5. Fisher E.H. Lock-in amplifiers obtain measurements even if there's more noise than signal. – Laser Focus, 1977, Nov., 82, 84-88.

6. Salz K., Freilich A. Phase-angle voltmeters solve noise problems. – Electronic Design News, 1981, June 10, 113-115, 117.

7. Маевский С.М., Батуревич Е.К., Павлов В.Г. Корреляционные методы измерения фазовых сдвигов. Киев, 1983. 16 с.

8. Силламаа Х.В., Логунов Г.П. Аппроксимационные методы генерирования синусоидального сигнала в синхронных преобразователях – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 583, с. 85-97.

9. Pat. 3,491,282 (USA). Static inverter wherein a plurality of square waves are so summed as to produce a sinusoidal output wave / Heinrich T.H., Kernick A., 1970 (filed 1961).

10. Pat. 4,409,555 (USA). Stepwise quadrature converter/ Min M.V., Parve T.E., Pungas T.A., Härm H.E., 1983.

11. Парве Т.Э., Ланд Р.Э., Липпинг К.К. Вопросы разработки измерительного канала векторвольтметров дискретного действия. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 583, с. 17-27.

12. Мин М. Фазовая автоподстройка координатных сигналов в векторных измерительных преобразователях. См. наст. сб., с. 103-110.

13. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М., Сов. радио, 1975. 208 с.

I4. Маевский С.М., Скрипник Ю.А. Измерение сдвига фаз между двумя напряжениями искаженной формы. - Изв. вузов. Приборостр., т. УП, I964, № 4, с. 22-23.

T. Parve

The Methods of Reducing Errors of the Vector Parameter Measurements by Means of Synchronous Transducers of Discrete Operation

Summary

The main problem of the use of synchronous transducers of discrete operation - their sensitivity to the odd harmonics of the signal, the vector parameters to be measured, and the methods of reducing the errors are discussed in this paper. The advantages and drawbacks of various methods are described and the choice of the most suitable method for certain measurement conditions is also dealt with.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.381.61:53.087.92

Г. Вяльямяэ, Ю. Проодэ, И. Тильк

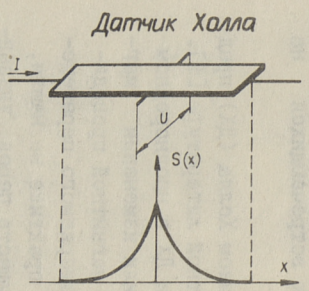
ХОЛЛОВСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

I. Введение

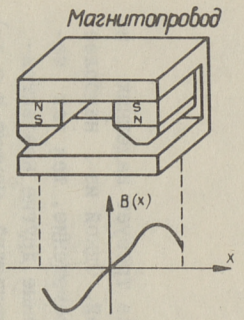
Современная измерительная техника требует надежных и простых измерительных преобразователей. Одной из наиболее часто измеряемых величин является перемещение, так как через перемещение можно измерять различные другие неэлектрические величины (усилие, давление, крутящий момент и т.д.). Разнообразие преобразователей перемещения (ПП), применяемых на практике (индуктивные, емкостные, резистивные и др.) указывает на то, что предъявляемые в различных условиях требования к ним не могут быть удовлетворены одним универсальным ПП. Поэтому представляет интерес разработка ПП нового типа, которые могли бы конкурировать с "классическими", имея преимущества перед ними в некоторых встречающихся на практике случаях.

Идея измерения перемещения с датчиком Холла (ДХ) представлена в нескольких вариантах в патентной литературе [1]. Работа этих ПП базируется на перемещении ДХ в неоднородном магнитном поле с постоянным градиентом или изменении магнитного потока через ДХ путем изменения магнитной проводимости магнитопровода в зависимости от измеряемого перемещения. Эти ПП широкого распространения на практике не нашли, так как они не имеют существенных преимуществ перед указанными выше.

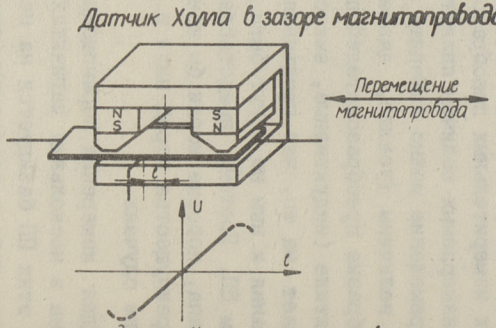
Сотрудниками кафедры автоматики опубликовано ряд статей по работе ДХ в неоднородном магнитном поле [2, 3, 4,5]. В результате теоретических и экспериментальных исследований, обупликованных в этих статьях, разработан ПП на основе ДХ, оригинальность которого заключается в использовании раз-



Распределение чувствительности датчика Холла к магнитному полю вдоль датчика.



Распределение магнитной индукции в зазоре магнитопровода



Зависимость выходного напряжения датчика Холла, расположенного в зазоре магнитопровода, от перемещения магнитопровода относительно датчика Холла

Фиг. 1. Принцип действия преобразователя перемещений.

личной чувствительности отдельных участков ДХ к магнитному полю.

2. Принцип работы преобразователя перемещений

Принцип работы ПП пояснен на фиг. I. Он состоит из ДХ и магнитопровода, собранного из двух постоянных магнитов с полюсными наконечниками и П-образного ярма. ДХ расположен в воздушных зазорах магнитопровода.

При совпадении осей симметрии ДХ и магнитной системы, т.е. перемещение $\ell = 0$, выходное напряжение ДХ $U_x = 0$. При взаимном перемещении ДХ и магнитной системы в направлении оси x ($\ell \neq 0$) возникает выходное напряжение

$$U_x = s\ell, \qquad (I)$$

где s - чувствительность преобразователя.

Подбирая подходящим образом распределение магнитной индукции в воздушных зазорах магнитопровода и учитывая различную чувствительность отдельных участков ДХ к магнитному полю, возможно в определенных пределах получить прямолинейную характеристику преобразования (I) ПП. Методика расчета необходимого распределения магнитной индукции для достижения этой цели приводится в [3, 4]. Методика определения необходимой формы полюсных наконечников для получения требуемого распределения излагается в [5].

3. Устройство преобразователя перемещений

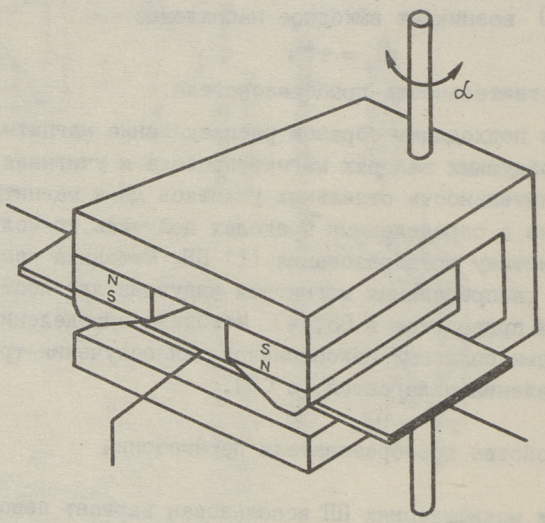
При всех модификациях ПП использован вариант неподвижного ДХ и подвижной магнитной системы, что исключает необходимость подвода тока к подвижным частям преобразователя.

В первых разработках ПП был использован постоянный магнит из сплава ЮНДК [6], однако последующий переход на интерметаллид $SmCO_5$ позволил усовершенствовать конструкцию магнитной цепи и увеличить магнитную индукцию в зазорах [7, 8].

В качестве ДХ был использован германиевый датчик ДХГ-0,5С, имеющий активную площадь 6x12 мм (разработка ВНИИ электромеханики). Выбор для материала ДХ германия с удельным сопротивлением 0,5 Ом·см обоснован в основном тем об-

стоятельством, что его температурный коэффициент постоянной Холла в интервале температур 273...323 К имеет значение (~0,03 %/К), мало отличающееся, но с противоположным знаком температурного коэффициента постоянного магнита. Так как оба этих температурных коэффициента в основном определяют общую температурную зависимость чувствительности ПП, то таким образом достигается весьма малое его значение.

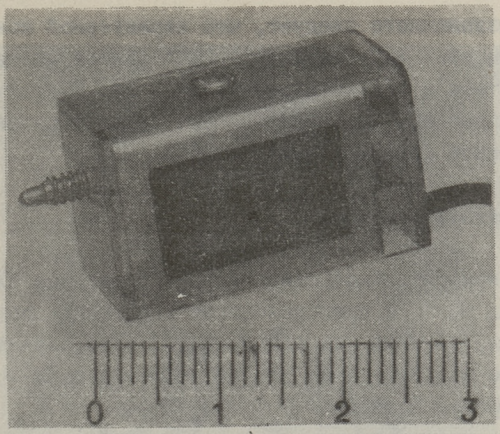
При использовании ДХ с указанными размерами целесообразно изготавливать ПП для измерения перемещений не более ± 3 мм.



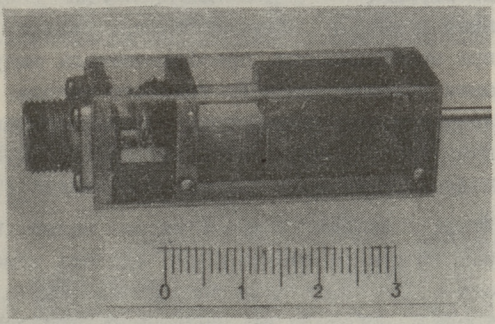
Фиг. 2. Преобразователь угловых перемещений.

ПП с диапазоном измерений -0,2...0...+0,2 мм и -3...0...+3 мм приведены соответственно на фиг. 3а и 3б.

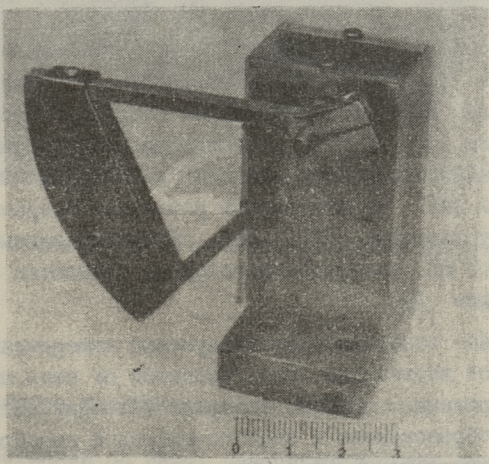
На базе приведенного преобразователя линейных перемещений реализован преобразователь угловых перемещений, конструкция которого приведена на фиг. 2. Используя ДХ типа ДХГ-0,5С, можно получить преобразователь угловых перемещений с линейным диапазоном измерения ± 15°. Такой преобразователь углового перемещения, предназначенный для измерения линейных перемещений -15...0...+15 мм посредством сектора и тросика, изображен на фиг. 3в.



а)



б)



в)

Фиг. 3. Модификации преобразователя перемещений.

Из вышеизложенного следует, что характерной конструктивной особенностью разработанного ПП является миниатюрная магнитная система и сравнительно большой ДХ. В отличие от этого ранее известные ПП на базе ДХ [I] характеризовались большой магнитной системой и малым ДХ.

4. Измерительные схемы

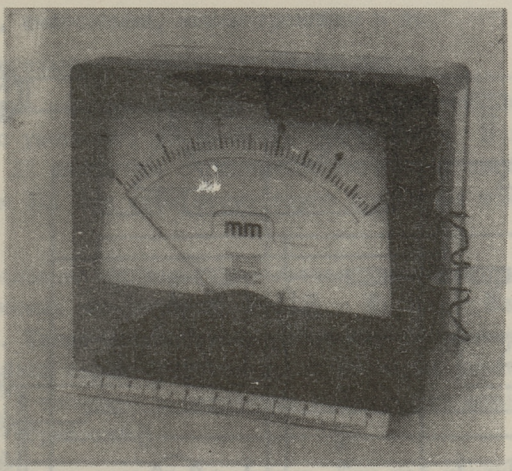
Задачей измерительной схемы является питание ДХ стабилизированным током и преобразование его выходного напряжения в сигнал, удобный для дальнейшего использования. Нами разработано два вида измерительных схем для ПП - с аналоговым и цифровым выходами.

Аналоговый вариант измерительной схемы ПП содержит стабилизированный источник постоянного тока, измерительный усилитель и, при необходимости, преобразователь напряжения -ток для создания унифицированного токового выхода. Для питания ДХ используется постоянный ток, который сравнительно просто стабилизируется. В использованных ДХ (ДХГ-0,5С) величина стабилизированного тока питания составляет I0...40 мА.

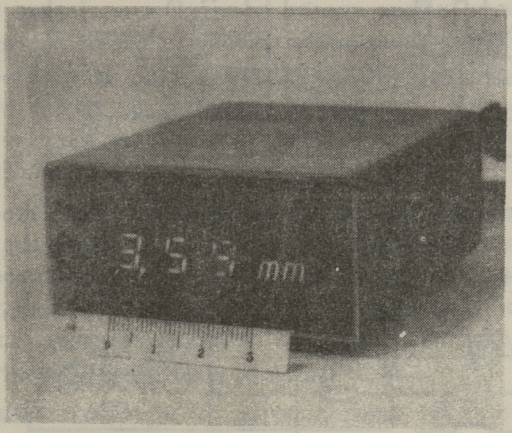
Измерительные схемы могут иметь весьма малые габариты. На фиг. 4а приведен измерительный блок, где вся измерительная схема вместе с блоком питания расположена на тыльной стороне магнитоэлектрического измерительного прибора М906, укладываясь в его габаритные размеры.

Электрическая принципиальная схема измерительного блока приведена на фиг. 5. Схема питается от сети переменного тока напряжением 220 В. Блок питания выполнен с частотным преобразованием (f = 20 кГц) и реализован на транзисторах Т1...Т3. Стабилизатор тока выполнен на операционных усилителях ДА1 и ДА2. Измерительный усилитель собран на операционных усилителях ДА3...ДА5. Унифицированный токовый выход 0...5 мА измерительного блока создается операционным усилителем ДА6.

На фиг. 4б изображен малогабаритный измерительный блок с цифровой индикацией. Блок питается от сети переменного тока напряжением 220 В, содержит источник питания с частотным преобразованием и аналого-цифровой преобразователь на базе микросхемы КР572ПВ2.



а)

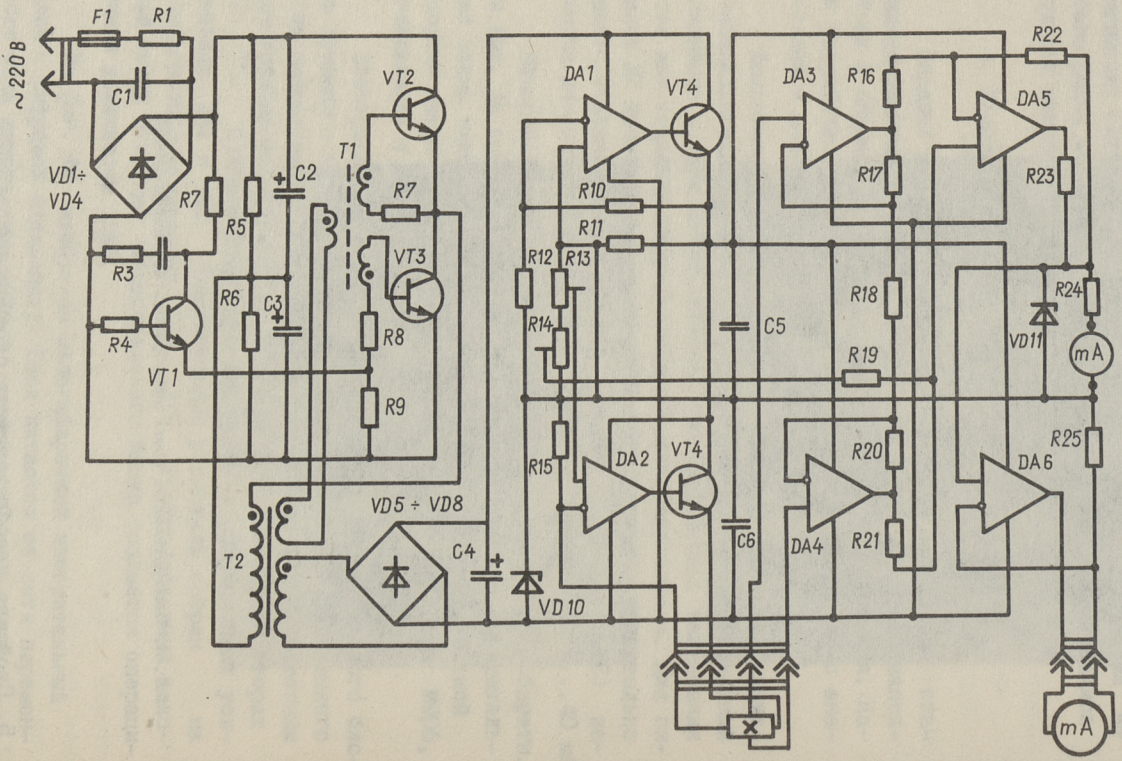


б)

Фиг. 4. Измерительные блоки преобразователя перемещений.

5. Свойства преобразователя перемещений

Разработанный ПП имеет ряд заслуживающих внимания положительных качеств и во многих случаях конкурентоспособен с



Фиг. 5. Принципиальная электрическая схема измерительного блока с аналоговым выходом.

широкоприменяемыми и общеизвестными ПП, как, например, с индуктивными, емкостными, механотронными и др.

Положительными качествами ПП являются:

I. Малые размеры и масса. Так как массу магнитной системы можно уменьшить до I5-20 г, то имеется возможность ПП на базе ДХ выполнить с подвижной магнитной системой и неподвижным ДХ. При этом отсутствуют подвижные токоведущие части.

2. Несложная технология изготовления. Магнитопровод (ярмо, полюсные наконечники) выполнен из низкоуглеродистой стали. Также нет высоких требований к точности обработки. Подстройкой характеристики преобразования перемещением магнитов [7] возможно в некоторых пределах скомпенсировать неточности обработки.

3. Малое измерительное усилие. Так как усилие, возникающее между магнитопроводом и ДХ ничтожно мало, то преобразователь влияет на измеряемый объект крайне мало. Обратная реакция при малых скоростях перемещения ограничивается только преодолением силы трения в подшипниках преобразователя. Часто вообще не требуется применения собственных подшипников, так как магнитную систему (или ДХ) можно непосредственно прикрепить к подвижному объекту.

4. Постоянный ток питания, постоянное выходное напряжение при статических измерениях. Стабилизация постоянного тока осуществляется простыми средствами. В большинстве случаев необходимо постоянное выходное напряжение, например, в различных схемах управления, при измерении выходного сигнала магнитоэлектрическим прибором и т.д.

Основные параметры ПП, изготовленных на базе ДХ ДХГ--0,5С:

предел измерения	$\pm$ 0,2 мм	$\pm$ 3 мм	$\pm$ I5°
чувствительность	60 мВ/мм	20 мВ/мм	3 мВ/$^{\circ}$
основная погрешность, %	I	0,5	I

Температурная погрешность чувствительности не превышает 0,02 %/К.

Рассмотренные ПП применены в различной измерительной аппаратуре, разработанной на кафедре автоматики: в реологических измерительных приборах - ротационном вискозимет-

ре [9], пластометре [10], а также в манометрах [11, 12], при измерении усилий и деформации [13] и линейных размеров [14].

Всего на различные модификации ПП получено 6, а на их применение 8 авторских свидетельств СССР.

Литература

1. Мазуров М.Е. Электронные устройства с датчиками Холла и магнитосопротивление. ЦНИИПИ, Москва, 1965.

2. Вяльямяэ Г., Хейнрихсен В. Исследование датчика Холла при частичном пронизывании его площади магнитным потоком. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1965, № 220, с. 49-53.

3. Вяльямяэ Г.Х., Кукк В.А., Тильк И.И. Датчик Холла в неоднородном магнитном поле: прямая задача.- - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 371, с. 63-70.

4. Вяльямяэ Г.Х., Кукк В.А., Тильк И.И. Датчик Холла в неоднородном магнитном поле: обратная задача. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 371, с. 73-77.

5. Тильк И.И. Синтез формы полюсных наконечников в преобразователе перемещения на базе датчика Холла. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1979, № 474, с. 115-123.

6. Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Тихонов В.И. Преобразователь перемещений на основе датчика Холла. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1975, № 387, с. 129-136.

7. Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Уутма Т.Х. Усовершенствованный преобразователь перемещений на основе датчика Холла. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 558. с. 3-9.

8. А.с. 1035407 (СССР) Магнитомодуляционный преобразователь перемещений / Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Уутма Т.Х.- Опубл. в Б.И., 1983, № 30.

9. А.с. 619829 (СССР) Ротационный вискозиметр / Вяльямяэ Г.Х., Рандма Х.В., Ряни А.Э., Сеппель С.А., Эйнер Л.К., Тильк И.И., Гордон Б.И. - Опубл. в Б.И., 1978, № 30.

I0. А.с. № I035408 (СССР) Конический пластометр / Вяльямяэ Г.Х., Гордон Б.И., Ким К.Н., Прооде Ю.И., Сеппель С.А., Тильк И.И., Уутма Т.Х. - Опубл. в Б.И., I983, № 30.

II. А.с. № 557790 (СССР) Устройство для исследования моторики желудка/ Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Сибуль Р.А., Труве Р.А., Юхани Э.А. - Опубл. в Б.И., I977, № I8.

I2. А.с. № 625I43 (СССР) Монометр с телеизмерительным устройством/ Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Юргенсон А.О. Аяотс М.Э., Гольденберг И.С. - Опубл. в Б.И., I978, № 35.

I3. А.с. № 996207 (СССР) Устройство для управления процессом резки / Тийдеман Т.А., Реми Т.М., Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Уутма Т.Х. - Опубл. в Б.И., I983, № 6.

I4. А.с. № I033854 (СССР) Устройство для измерения диаметра отверстий / Вяльямяэ Г.Х., Тильк И.И., Уутма Т.Х., Овсеевич В.Л., Кудрявцев В.С., Тихонов В.И. - Опубл. в Б.И., I983, № 29.

G. Väljamäe, Ü. Proode, J. Tilk

Wegaufnehmer mit Hallgenerator

Zusammenfassung

Es wird ein Wegaufnehmer vorgestellt, dessen Funktionsweise auf der unterschiedlichen Magnetfeldempfindlichkeit verschiedener Flächenzonen eines Hallgenerators beruht. Es werden Funktionsweise, Bauarten, Eigenschaften und Meßschaltungen des Wegaufnehmers beschrieben.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 62I.3I7.39:532.I37

Г. Вяльямяэ, Б. Гордон, Л. Эйнер

РЕОМЕТРЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА БЕТОННЫХ СМЕСЕЙ

I. Введение

В настоящее время бетонное строительство занимает в большинстве технически развитых стран 60-70 % от всего объема строительства, причем ожидается, что производство бетона в мире будет к 2000 году увеличено вдвое или еще больше. Обеспечение экономичности и качественности производства в условиях массового потребления бетонов во всех сферах строительства, несомненно, требует обновления и улучшения технологий производства бетонных смесей, растворов, отделочных и шпаклевочных составов, повышения уровня автоматизации и гибкости бетонной промышленности, дальнейшей механизации бетонных работ. Из всего этого, в конечном счете, вытекает необходимость разработки контрольно-измерительной аппаратуры для комплексного исследования реологических свойств и характеристик бетонных масс, растворов и паст,а также создания датчиков и приборов контроля и управления процессами выбора и изготовления составов, оптимальных в смысле изготовления, транспортировки и укладки.

Многочисленные научные и инженерные публикации, материалы, доложенные на регулярных всесоюзных совещаниях по технологии и реологическому описанию бетонов, позволяют резюмировать, что в последние I0-I5 лет в ряде научных центров СССР достигнут некоторый успех в разработке новых экспериментальных установок и лабораторных приборов, в теоретическом и экспериментальном изучении реологии бетонных смесей [I, 2]. В эту группу входят институты НИИ бетона и железобетона (НИИЖБ), НИПИсиликатобетон, Московский инженерно-строительный институт (МИСИ), Рижский (РПИ), Калининский (КПИ) и Таллинский (ТПИ) политехнические институты и др.

Другая, не менее важная задача - создание приборов для автоматического контроля процесса изготовления бетонной смеси с нужными характеристиками и с коррекцией характеристик смеси в соответствии с изменяющимися условиями транспортировки и укладки, пока не имеет результатов, пригодных для широкого обобщения и внедрения в практику.

Строительные материалы, как объект измерения, предъявляют реологическим измерительным приборам ряд существенных требований: крупная геометрия рабочего органа (например, зазоры между коаксиальными цилиндрами в роторационных вискозиметрах доходят до нескольких сантиметров и это при требовании, чтобы отношение радиусов внутреннего и внешнего цилиндров приближалось к единице), большие усилия (до сотен ньютон) или моменты (до нескольких ньютонометров), широкий диапазон скоростей (так, например, у роторационных вискозиметров до трех-пяти декад).

По этой причине ряд таких общеизвестных серийных зарубежных реологических приборов как Rheotest (Medingen), Rotovisco (Haake), Rheomat(Contraves) и др. непригодны для исследований большинства строительных материалов. Также, по нашим данным, не существует удовлетворяющих вышеуказанным требованиям как зарубежных, так и отечественных серийно производимых приборов. Многочисленные несерийные отечественные разработки, существующие в одном или нескольких экземплярах, к сожалению, в большинстве случаев не соответствуют уровню современного приборостроения.

Целью работ, проводимых одной из исследовательских групп на кафедре автоматики и в проблемной лаборатории автоматизации производственных процессов ТПИ было восполнить этот пробел в области как разработки, так и изготовления лабораторных приборов для научных исследований. Этому предшествовало детальное исследование существующих приборов с определением их достоинств и недостатков, а также анализ требований, предъявляемых к вновь разрабатываемым приборам.

Приведем краткую сводку и результаты этих работ, проведенных в научном содружестве с НИИсиликатобетоном, МИСИ и НИИЖБ-ом за последние 15 лет. Для наглядности рассматриваемые приборы группируются в пластометры (пластинчатые по

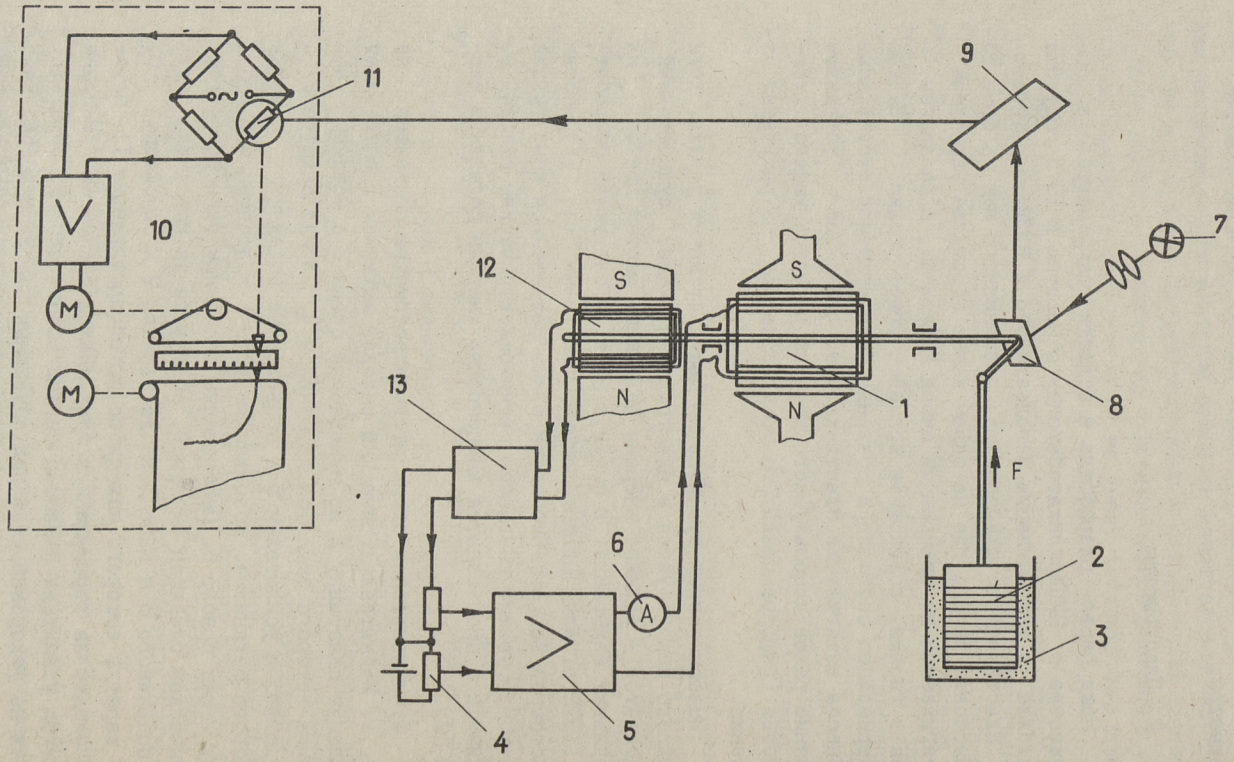
способу Вейлера-Ребиндера и конические) и ротационные вискозиметры.

2. Пластометры

Наша первая разработка в области пластометров в содружестве с НИПИсиликатобетоном относится к 1971 году. Она состояла в модернизации используемого в НИПИсиликатобетоне пластинчатого пластометра, исполненного ими на базе коромысловых весов, где на одном конце коромысла укреплена вытягиваемая из измеряемой смеси пластинка, а на другом - чаша с гирями, создающими воздействующее усилие. Задача модернизации состояла в создании бесконтактной регистрации процесса вытягивания пластинки, что позволило устранить влияние ранее используемого датчика регистрирующего устройства (дифференциального трансформатора) на результат измерения.

Вышеописанный примитивный метод создания усилия, хотя и широко используется в пластометрах, имеет существенный недостаток - влияние инерции подвижных частей прибора на результат измерения. В связи с этим, в следующей разработке (1972 г. для НИПИсиликатобетона) нами был разработан пластометр Вейлера-Ребиндера более совершенной конструкции, в котором усилие создается магнитоэлектрическим силовым механизмом и производится компенсация инерции подвижных частей [3].

Функциональная схема этого пластометра приведена на фиг. 1. Магнитоэлектрический силовой механизм 1 вытягивает рифленую пластинку 2 из измеряемой среды 3 с усилием F, величина которого задается задатчиком 4. Сигнал задатчика 4 усиливается усилителем 5 и подается на подвижную обмотку силового механизма. Возникающее усилие F пропорционально току через прибор 6. Перемещение пластинки регистрируется оптической следящей системой, состоящей из источника света 7, подвижного 8 и неподвижного зеркала 9 и самописца 10, на каретке которого находится фотосопротивление 11, которое следит за перемещением луча. Для компенсации инерции на вход усилителя подается сигнал положительной обратной связи по ускорению движения подвижных частей прибора, который создается в индукционном преобразователе 12 и дополнительно дифференцируется в дифференциаторе 13.



Фиг. 1. Функциональная схема пластометра с компенсацией сил инерции.

Максимальные усилия, развиваемые прибором до 140 гс, а рабочий ход пластинки до 12 мм.

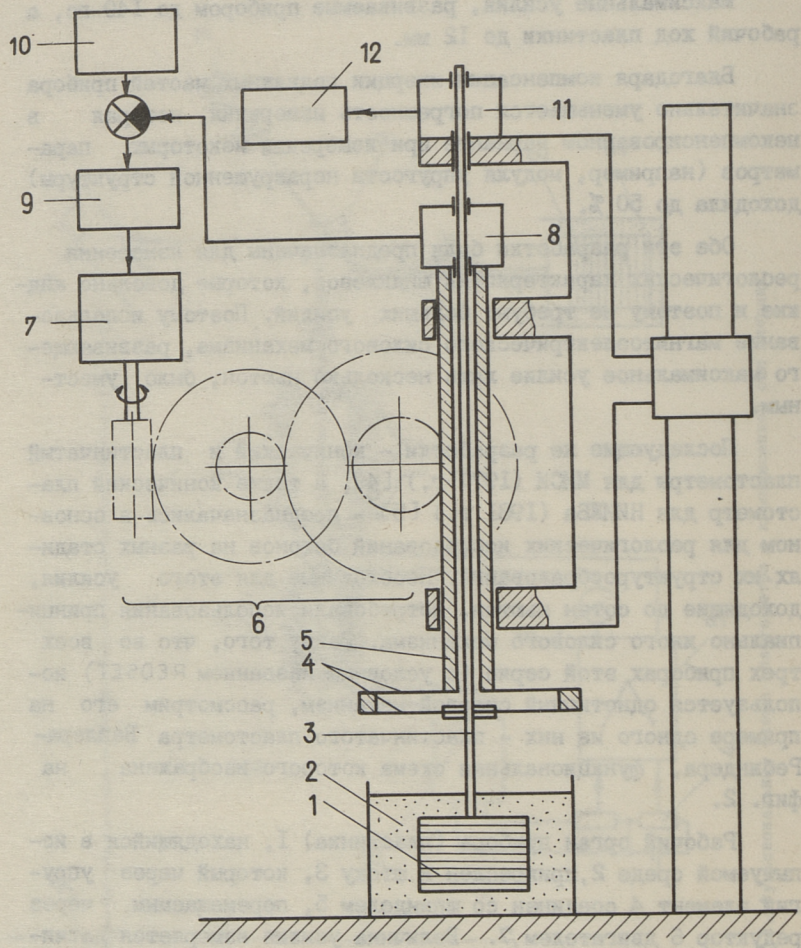
Благодаря компенсации инерции подвижных частей прибора значительно уменьшается погрешность измерения, которая в некомпенсированном варианте при измерении некоторых параметров (например, модуля упругости неразрушенной структуры) доходила до 50 %.

Обе эти разработки были предназначены для измерения реологических характеристик шпаклевок, которые довольно жидкие и поэтому не требуют больших усилий. Поэтому использование магнитоэлектрического силового механизма, развивающего максимальное усилие лишь несколько ньютон, было уместным.

Последующие же разработки - конический и пластинчатый пластометры для МИСИ (1977 г.) [4], а также конический пластометр для НИИЖБа (1981 г.) [5] - предназначались в основном для реологических исследований бетонов на разных стадиях их структурообразования. Необходимые для этого усилия, доходящие до сотен ньютон, потребовали использования принципиально иного силового механизма. Ввиду того, что во всех трех приборах этой серии (с условным названием REOSET) используется однотипный силовой механизм, рассмотрим его на примере одного из них - пластинчатого пластометра Вейлера-Ребиндера, функциональная схема которого изображена на фиг. 2.

Рабочий орган прибора (пластинка) 1, находящийся в испытуемой среде 2, прикреплен к штоку 3, который через упругий элемент 4 соединен со шпинделем 5, перемещаемым через редуктор 6 двигателем 7. Величина усилия измеряется датчиком 8, через деформацию упругого элемента 4, т.е. перемещение штока 3 относительно шпинделя 5. Двигатель 7 питается от усилителя 9, на вход которого поступает разность сигналов с задатчика 10 (задающего желаемое усилие) и выходной сигнал датчика усилия (в качестве сигнала обратной связи). Перемещение рабочего органа измеряется датчиком перемещения 11 и регистрируется самописцем 12.

На фиг. 3 изображен полный комплект конического пластометра серии REOSET. Он состоит из механической части с силовым механизмом и датчиками, электрического блока управления и двухкоординатного самописца.



Фиг. 2. Функциональная схема пластинчатого пластометра серии REOSET.

Общие параметры пластометров серии REOSET следующие:

- усилия до 300 Н с погрешностью не более 4 %;

- перемещения рабочего органа до 30 мм с погрешностью не более 2 %;

- скорости перемещения рабочего органа до 5 мм/с.

Фиг. 3. Внешний вид конического пластометра серии REOSET.

Основными достоинствами приборов серии REOSET является:

- высокая информативность результатов измерения благодаря многочисленным задаваемым закономерностям воздействия рабочего органа на среду;

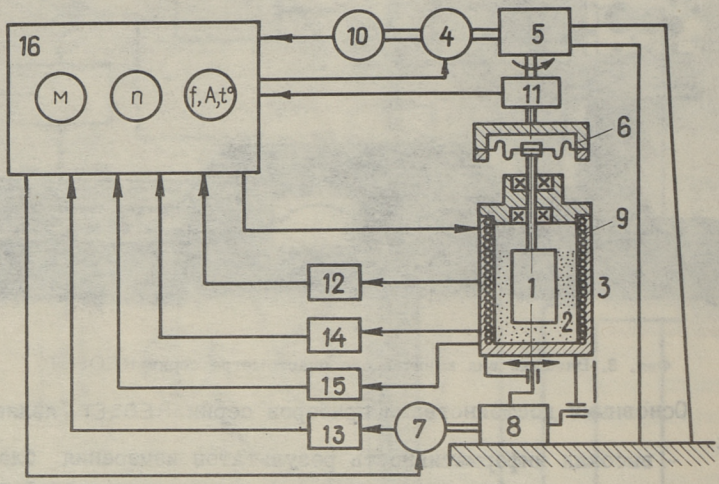
- высокая производительность проведения эксперимента, благодаря гибкости и удобств управления прибором.

3. Ротационные вискозиметры

Наша первая разработка в области ротационных вискозиметров (РВ) относится к 1975 г. (для НИИсиликатобетона) [6]. Из существующих в то время РВ по своим техническим характеристикам ни один не подходил для измерения реологических характеристик широкого класса строительных материалов, которые требуют одновременно довольно больших моментов (до нескольких Н·м), крупную геометрию рабочего органа (зазоры между коаксильными цилиндрами до нескольких сантиметров), при диапазоне скоростей вращения до трех-пяти декад. Все эти требования были учтены в вышеназванном ротационном вискозиметре.

К следующей разработке РВ-I (для МИСИ, 1978 г.) [7] помимо этих требований прибавилось требование создания вибрации рабочей ячейки с переменной частотой (10...100 Гц), амплитудой (0,1...1,0 мм) и направлением(горизонтальные,

вертикальные, совместные), при одновременном вращении цилиндра.

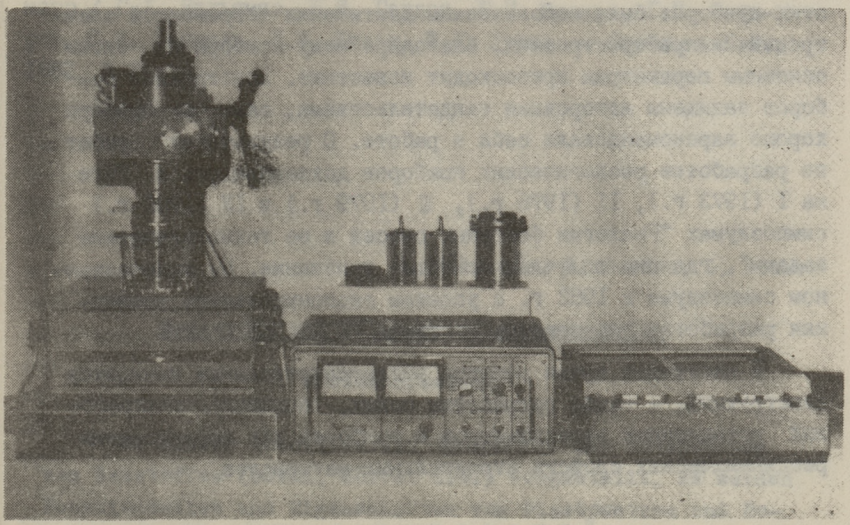


Фиг. 4. Функциональная схема ротационного вискозиметра РВ-1.

На фиг. 4 изображена функциональная схема РВ-I. Внутренний цилиндр I вращается в исследуемой среде 2, помещенной во внешний цилиндр 3. Внутренний цилиндр I вращается от двигателя 4 через редуктор 5 и упругую мембрану 6. Для создания вибрации рабочей ячейки (цилиндры I,3 и исследуемая среда 2) служит двигатель 7 и редуктор 8. Нагревательный элемент 9 служит для нагревания и поддержания желаемой температуры. Тахогенератор I0 измеряет скорость вращения внутреннего цилиндра I2, а преобразователь момента II - возникающий крутящий момент M . Температура исследуемой среды t° измеряется преобразователем температуры I2, частота вибрации f-преобразователем частоты I3, амплитуда горизонтальных колебаний $A_г$-преобразователем амплитуды I4, а вертикальных $A_в$ - преобразователем I5. Управление всем прибором, а также измерение всех параметров происходит электронным блоком I6. Скорость вращения, температура и частота колебаний задаются и автоматически поддерживаются соответствующими следящими системами. В электронном блоке находятся также приборы для измерения крутящего момента, скорости вращения, частоты, амплитуды и температуры.

Особенностью данного вискозиметра является его оригинальная конструкция, обеспечивающая постоянство рабочего зазора (между цилиндрами) при одновременной вибрации рабочей ячейки (внутреннего и внешнего цилиндра с испытуемым материалом) и вращении внутреннего цилиндра.

Последней разработкой в области ротационных вискозиметров явился прибор РВ-2 (для НИИЖБа, 1983 г.). Внешний вид прибора представлен на фиг. 5.



Фиг. 5. Внешний вид ротационного вискозиметра РВ-2.

Одной из основных особенностей этого прибора является автоматическое сканирование скорости вращения и запись кривой течения (зависимости момента M от скорости вращения цилиндра n) на двухкоординатом самописце. При этом скорость вращения n может меняться с разными скоростями, а именно, изменение n от 0 до 3 об/мин может происходить линейно за I0; 25; 50; I00; 250 с или экспоненциально со скоростью 2,5; 5; I0; 25; 50 с/дек. Также можно измерять и регистрировать на двухкоординатном самописце зависимость момента M от угла поворота α одного цилиндра относительно другого (при разных скоростях n). Пределы угла α = I5, 30 и 75°. Данные

виброустановки примерно аналогичные виброустановке вискозиметра РВ-I.

4. Заключение

За последние I5 лет на кафедре автоматики и в проблемной лаборатории автоматизации производственных процессов в содружестве с вышеназванными институтами был разработан и изготовлен ряд оригинальных реологических приборов для измерения свойств строительных материалов. При разработке этих приборов были использованы достижения современной электроники и приборостроения, благодаря чему приборы по своим основным параметрам превосходят известные. Конструкции приборов защищены авторскими свидетельствами, сами же приборы хорошо зарекомендовали себя в работе. О результатах работ по разработке реологических приборов докладывалось в Риге на I (I973 г.), II (I976 г.), Ш (I979 г.) и IУ (I982 г.) симпозиумах "Реология бетонных смесей и ее технологические задачи", где они получили всеобщее признание. На вышеназванном симпозиуме в I982 г. с успехом экспонировалась последняя разработка пластометра из серии REOSET.

В настоящее время ведется усовершенствование имеющихся конструкций, а также разработка новых, например, экспрессных ротационных вискозиметров и приборов для исследования реодинамических свойств строительных материалов.

Литература

I. Реология бетонных смесей и ее технологические задачи. Тезисы докладов Ш Всесоюзного симпозиума. Рига, I979.

2. Реология бетонных смесей и ее технологические задачи. Тезисы докладов IУ Всесоюзного симпозиума. Юрмала, I982.

3. А.с. 545897 (СССР). Прибор для определения реологических параметров дисперсных материалов / Г.Х. Вяльямяэ, Х.В. Рандма, А.Э. Ряни, С.А. Сеппель, Л.К. Эйнер. – Опубл. в Б.И., I977, № 5.

4. А.с. 748I90 G01N11/10 (СССР). Конический пластометр/ Г.Х. Вяльямяэ, Б.И. Гордон, Ю.И. Проодэ, Ю.К. Реммель, Г.П. Сахаров, С.А. Сеппель, И.И. Тильк, Т.Х. Уутма, Л.К. Эйнер. – – Опубл. в Б.И., I980, № 26.

5. А.с. 1035408 G01B7/00 (СССР). Конический пластометр/ Г.Х. Вяльямяэ, Б.И. Гордон, К.Н. Ким, Ю.И. Проодэ, С.А. Сеппель, И.И. Тильк, Т.Х. Уутма. – Опубл. в Б.И., 1983, № 30.

6. А.с. 619829 G01N11/14 (СССР). Ротационный вискозиметр / Г.Х. Вяльямяэ, Х.В. Рандма, А.Э. Ряни, С.А. Сеппель, Л.К. Эйнер, И.И. Тильк, Б.И. Гордон. – Опубл. в Б.И., 1978, № 30.

7. А.с. 940006 G01N11/14 (СССР). Ротационный вискозиметр / Г.Х. Вяльямяэ, Б.И. Гордон, Ю.И. Проодэ, Г.П. Сахаров, С.А. Сеппель, И.И. Тильк, Т.Х. Уутма. – Опубл. в Б.И., 1982, № 24.

G. Väljamäe, B. Gordon, L. Einer

Meßgeräte zur Gütebeurteilung von Beton

Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden Meßgeräte zur Güteprüfung von Baustoffen (Beton, Mörtel u.ä.) vorgestellt. Es werden Funktionsweise und Eigenschaften von Plastometern und Rotationsviskosimetern beschrieben, die am Lehrstuhl für Automatik der Tallinner Polytechnischen Hochschule ausgearbeitet und hergestellt sind.

№ 592
TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.317.39:532.137

Ю. Реммель, Л. Эйнер

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ВИСКОЗИМЕТРЫ, ОСНОВАННЫЕ НА ИЗМЕРЕНИИ ДЕКРЕМЕНТА ЗАТУХАНИЯ

I. Введение

На кафедре автоматики и в проблемной лаборатории автоматизации производственных процессов ТПИ работы в области колебательной вискозиметрии проводятся уже в течение ряда лет. В первоначальный период изучались возможности применения колебательных преобразователей в широком диапазоне вязкостей. Разработанные вискозиметры ВМ-I нашли применение для исследования процессов твердения и структурообразования газосиликатов и твердения клеев [I, 2]. Также был изготовлен образец вискозиметра для лабораторного измерения вязкости энергетических шлаков при температуре выше I000 °С (до 50 Па·с·кг·м$^{-3}$) [3]. В последующий период главное внимание было обращено измерению малых вязкостей. Для этой цели были сконструированы проточные низкочастотные (ниже I00 Гц), но высокодобротные образцы первичных измерительных преобразователей (ПИП) с твинтронными и дискообразными зондами [4, 5], а также с зондом в виде тонкого термоизолированного полукольца, уменьшающим время установления температуры зонда [6]. На базе перечисленных выше ПИП в настоящее время созданы приборы для измерения вязкости в диапазонах (0,5...20)·I0^{-3} и (0,3...I,5)·I0^{-3} Па·с·кг·м$^{-3}$. В этих приборах используется предложенный и исследованный нами способ измерения затухания механических колебательных систем по отношению амплитуд, т.е. по декременту затухающих колебаний зонда, являющийся более чувствительным, чем остальные способы измерения в колебательной вискозиметрии [7, 8].

2. Способ измерения

Известно [9], что при определении свойств жидкостей, в том числе и вязкости, по параметрам слабодемпфированных колебательных преобразователей часто возникает проблема нехватки чувствительности и точности. При одних измеряемых параметрах ПИП (коэффициент затухания, сила возбуждения) диапазон наибольшей чувствительности уже пройден, а при других (собственная частота) еще не достигнут. Относительная чувствительность, которая в большей мере определяет потенциальную точность измерений, ни в одном случае не превышает I/2 [IO] и на практике очень трудно совместить этот максимум с требуемым диапазоном измерения. Имея в виду сказанное, способ измерения по декременту затухания (ДЗ) колебаний зонда колебательного ПИП имеет преимущества. Чтобы показать возможности этого способа сравним его со способом наиболее близким к нему по осуществлению - с измерением по логарифмическому декременту затухания (ЛДЗ).

Рассмотрим колебательный ПИП, содержащий механическую колебательную систему с одной степенью свободы, свободные колебания которой описываются известным уравнением:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2h\frac{dy}{dt} + k^2y = 0, \qquad (I)$$

где $2h = \frac{\alpha}{m}$; $k^2 = \frac{c}{m}$;

m - колеблющаяся масса;

α - коэффициент, характеризующий затухание;

c - упругость эластичного элемента.

При слабом демпфировании $k^2 - h^2 > 0$ и решением уравнения (I) является

$$y = A \cdot e^{-ht} \cdot \sin(\omega t + \varepsilon),$$

где A и ε - определяются с помощью начальных условий;

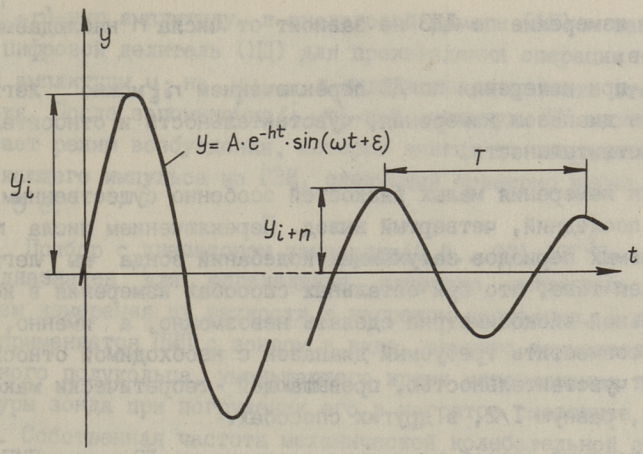
ω - круговая частота колебания;

t - текущее время.

Если берем n-й период затухающих колебаний после i-го, получаем для ЛДЗ и ДЗ следующие выражения:

$$\delta_n = \ln\left|\frac{y_i}{y_{i+n}}\right| = nhT \quad \text{и} \quad \Delta_n = \left|\frac{y_i}{y_{i+n}}\right| = e^{nhT}, \qquad (2)$$

где $T = 2\pi\sqrt{k^2 - h^2}$ (фиг. I).



Фиг. 1. Затухающие колебания зонда ПИП.

Учитывая, что h и T являются функциями определяемого параметра x, в данном случае произведения динамической вязкости η на плотность ρ измеряемой жидкости, среды, то выражения для чувствительности будут

$$\frac{d\delta_n}{dx} = \left(T \cdot \frac{dh}{dx} + h \cdot \frac{dT}{dx}\right) \cdot n$$

и

$$\frac{d\Delta_n}{dx} = e^{nhT} \cdot \frac{d\delta_n}{dx}. \qquad (3)$$

Так как $e^{nhT} \geqslant 1$, то чувствительность $\frac{d\delta_n}{dx}$ никогда не будет больше чувствительности $\frac{d\Delta_n}{dx}$.

Относительные чувствительности измерения ЛДЗ и ДЗ связаны отношением $\frac{d\Delta_n/\Delta_n}{dx/x} : \frac{d\delta_n/\delta_n}{dx/x} = n \cdot \delta_{n=1}$.

Из (2) видно, что отсчет Δ_n всегда начинается с единицы и естественно измерять $\Delta_n^* = \Delta_n - 1$. В таком случае можно показать [8], что относительная чувствительность ДЗ практически всегда больше, чем у ЛДЗ.

Из приведенных выше формул для ЛДЗ и ДЗ можем сделать следующие выводы:

1) измерение по ДЗ практически всегда чувствительнее, чем по ЛДЗ;

2) относительные чувствительности обоих способов равноценны при $n \cdot \delta_{n=1} = 1$;

3) измерение по ЛДЗ не зависит от числа n наблюдаемых периодов;

4) при измерении по ДЗ переключением n можно легко изменить диапазон измерения, чувствительность и относительную чувствительность.

Для измерения малых вязкостей особенно существенным является последний, четвертый вывод. Переключением числа n наблюдаемых периодов затухающих колебаний зонда мы легко достигаем того, что при остальных способах измерения в колебательной вискозиметрии сделать невозможно, а именно, мы можем совместить требуемый диапазон с необходимой относительной чувствительностью, превышающей теоретически максимальную, равную I/2, в других способах.

Описанный способ измерения вязкости по ДЗ зонда ПИП особенно удобен при низких частотах (ниже I кГц) колебаний зонда. При ультразвуковых колебаниях могут возникнуть затруднения из-за строгих требований к переключающим элементам электронной схемы.

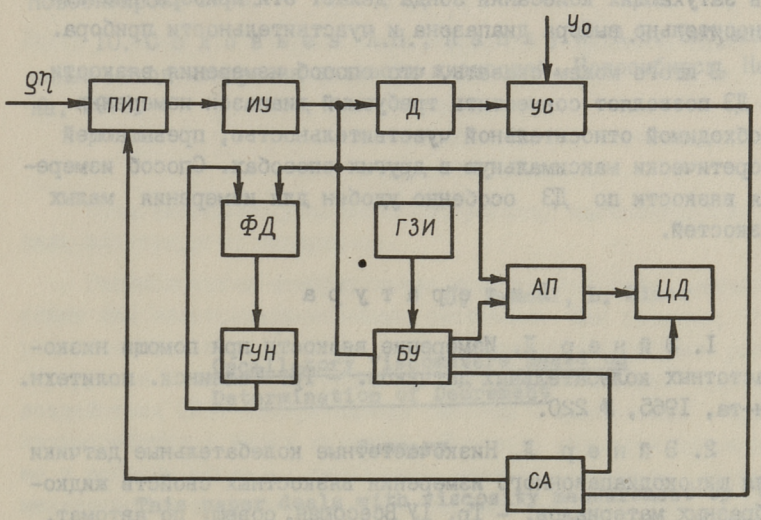
3. Реализация способа измерения

Способ измерения вязкости по ДЗ зонда реализован в двух, упомянутых уже выше, приборах. Их функциональная схема приведена на фиг. 2. В отличие от автогенераторных схем, часто применяемых в отечественных вискозиметрах для возбуждения колебаний зонда ПИП, здесь вместо контура положительной обратной связи введен генератор (ГУН), управляемый выходным напряжением фазового детектора (ФД), так чтобы сохранялся фазовый сдвиг, равным 90°, между возбуждающим моментом и перемещением зонда, т.е. механическая колебательная система ПИП возбуждается на резонансной частоте. Контур отрицательной обратной связи, состоящий из измерительного усилителя (ИУ), амплитудного детектора (Д), узла сравнения (УС) амплитуды колебаний зонда с заданной амплитудой y_0 и стабилизатора амплитуды (СА), поддерживает амплитуду колебаний зонда, в режиме возбуждения прибора, на заданном уровне.

С поступлением запускающего импульса из генератора ГЗИ на вход блока управления (БУ) начинается измерительный режим прибора. БУ прерывает возбуждение зонда, запоминает i-тую

и $(i+n)$-ную амплитуду в аналоговой памяти (АП) и запускает цифровой делитель (ЦД) для произведения операции деления амплитуды y_i на y_{i+n} и индикации результата этого деления. После запоминания $(i+n)$-ной амплитуды БУ восстанавливает режим возбуждения, который длится до очередного запускающего импульса из ГЗИ, следующий примерно через каждые 5 с.

Прибор с диапазоном измерения $(0{,}5...20)\cdot10^{-3}$ Па·с·кг·м$^{-3}$ предназначен для определения качества смазочных масел путем измерения их вязкости в нагретом состоянии. В приборе применяется ПИП с зондом в виде тонкого термоизолированного полукольца, уменьшающего время установления температуры зонда при погружении его в нагретое смазочное масло [6]. Собственная частота механической колебательной системы равна 11 Гц. Прибор нашел применение в Тартуском филиале ЦОКТБ ГОСНИТИ для измерения вязкости отработавших масел из агрегатов тракторов, комбайнов и автомобилей.



Фиг. 2. Функциональная схема.
ПИП – первичный измерительный преобразователь вязкости; ИУ – измерительный усилитель; Д – амплитудный детектор; УС – узел сравнения; ФД – фазовый детектор; ГУН – генератор, управляемый напряжением; БУ – блок управления; АП – аналоговая память; ЦД – цифровой делитель; СА – стабилизатор амплитуды; y_0 – заданная амплитуда.

В приборе с диапазоном измерения (0,3 ... I,5) · 10^{-3} Па·с·кг·м$^{-3}$ механическая колебательная система ПИП выполнена в виде тонкого диска, подвешенного на упругой проволоке, с собственной частотой 22 Гц. Прибор внедрен на опытном заводе института химии АН ЭССР.

4. Заключение

Описанные узкодиапазонные приборы для измерения вязкости отличаются от ранее разработанных в нашей стране вискозиметров следующими характерными особенностями:

- автоматически настраивающийся генератор значительно ускоряет, в сравнении с автогенераторными схемами, процесс настройки механической колебательной системы на резонансную частоту;

- возможность переключения числа n наблюдаемых периодов затухающих колебаний зонда делает эти приборы гибкими относительно выбора диапазона и чувствительности прибора.

В итоге можем сказать, что способ измерения вязкости по ДЗ позволяет совместить требуемый диапазон измерения с необходимой относительной чувствительностью, превышающей теоретически максимальную в других способах. Способ измерения вязкости по ДЗ особенно удобен для измерения малых вязкостей.

Литература

I. Эйнер Л. Измерение вязкости при помощи низкочастотных колебательных датчиков. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I965, № 220.

2. Эйнер Л. Низкочастотные колебательные датчики для широкодиапазонного измерения вязкостных свойств жидкообразных материалов. - Тр. IУ Всесоюзн. совещ. по автомат. упр., I968; Техн. средства автоматики. М., Наука, I97I, с. 398-408.

3. Вяльямяэ Г.Х., Мартинс А.А., Реммель Ю.К., Сеппель С.А., Эйнер Л.К. Колебательный высокотемпературный вискозиметр для шлаков. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I973, № 350, с. I07-II6.

4. А.с. 315097 (СССР). Колебательный датчик вязкости / Р.Р. Йыерс, Л.К. Эйнер. - Опубл. 25.10.71, бюлл. № 28.

5. А.с. 468135 (СССР). Колебательный датчик вязкости / Ю.К. Реммель. - Опубл. 21.04.75, бюлл. № 15.

6. А.с. 1060993 (СССР). Колебательный датчик вязкости жидкостей / Ю.К. Реммель, А.Г. Пикнер, Л.К. Эйнер. - Опубл. 15.12.83, бюлл. № 46.

7. А.с. 624146 (СССР). Колебательный вискозиметр / Ю.К. Реммель, Л.К. Эйнер, Б.И. Гордон. - Опубл. 02.08.78, бюлл. № 34.

8. Реммель Ю.К. Способ измерения затухания механических колебательных систем. - Метрология, 1982, № 9, с. 31-34.

9. Крутин В.Н. Колебательные вискозиметры и пути их совершенствования. - В кн.: Вибрационная вискозиметрия. Новосибирск, 1976.

10. Соловьев А.Н., Каплун А.Б. Вибрационный метод измерения вязкости жидкостей. Новосибирск, Наука, 1970.

Ü. Remmel, L. Einer

Oscillatory Viscometers Based on Determination of Decrement

Summary

This paper deals with viscosity measurement by determination of decrement and two oscillatory viscometers based on this method are described.

№ 592
TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.317.39:532.137.681.325

Ю. Сепп, Т. Уутма

РАЗРАБОТКА МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ РЕОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ

I. Обзор реологических измерительных приборов

Константы, характеризующие реологические свойства материалов, определяются через механические величины, поскольку реология является одной из ветвей механики. Например, механические напряжения и деформации вязкоупругих тел связаны уравнением [1]:

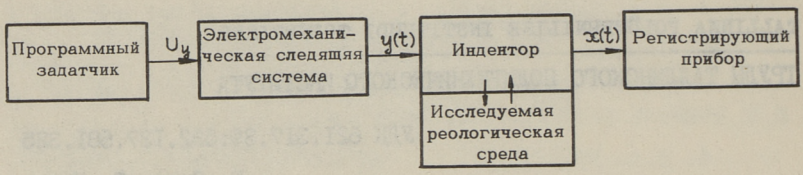
$$\tau = G\gamma + \eta\dot{\gamma}.$$

Здесь и далее τ – касательное напряжение простого сдвига;
γ – деформация;
$\dot{\gamma}$ – скорость деформации;
G, η – реологические константы, соответственно модуль упругости и вязкость.

Представленное уравнение по существу математическая модель вязкоупругих материалов.

Реологические измерительные приборы являются механическими или электромеханическими системами. Как правило, при реологическом эксперименте соответствующими приборами регистрируется отклик материала на деформационные или силовые воздействия [2]. Измерительная система и измеряемая среда взаимодействуют через индентор. Индентор является одновременно и рабочим органом, передающим исследуемой среде входные механические возмущения, и чувствительным элементом, передающим на измерительные преобразователи отклик материала.

В реологических измерительных приборах, разработанных и изготовленных на кафедре автоматики ТПИ группой „Reoset", входные механические возмущения $\gamma(t)$ создаются электромеханической следящей системой, управляемой сигналом $U_\gamma(t)$ от



Фиг. 1. Структурная схема реологического измерительного прибора.

программного задатчика. Отклик материала $x(t)$ регистрируется двухкоординатным самописцем (фиг. I).

Проводимые эксперименты могут быть в двух видах:

а) индентор, управляемый следящей системой, воздействует на исследуемую среду по заданному закону изменения деформации, т.е. $y(t) = \gamma(t)$. Регистрируется реакция среды $x(t) = F(t)$ на инденторе;

б) следящей системой поддерживается на инденторе определенная закономерность измерения усилия или момента, задаваемая программным задатчиком, т.е. $y(t) = F(t)$. Регистрируется перемещение индентора, соответствующее деформации среды $x(t) = \gamma(t)$.

Варьирование видов эксперимента "а" и"б", формы индентора (рифленая пластина, шарик, конус, цилиндр и т.д.), закономерностей задаваемых входных возмущений дает разнообразие реологических измерительных приборов, получивших названия:

- конический пластометр;
- прибор Вейлера-Ребиндера;
- ротационный вискозиметр;
- реодинамический прибор.

Образцы всех типов устройств разработаны нами для испытаний различных строительных материалов в лабораторных условиях.

Сигналы деформации $\gamma(t)$ и усилия $F(t)$, поступающие с соответствующих датчиков на регистрирующий прибор, являются лишь первичной информацией. Поэтому в ТПИ намечается также разработка реологических измерительных комплексов, имеющих

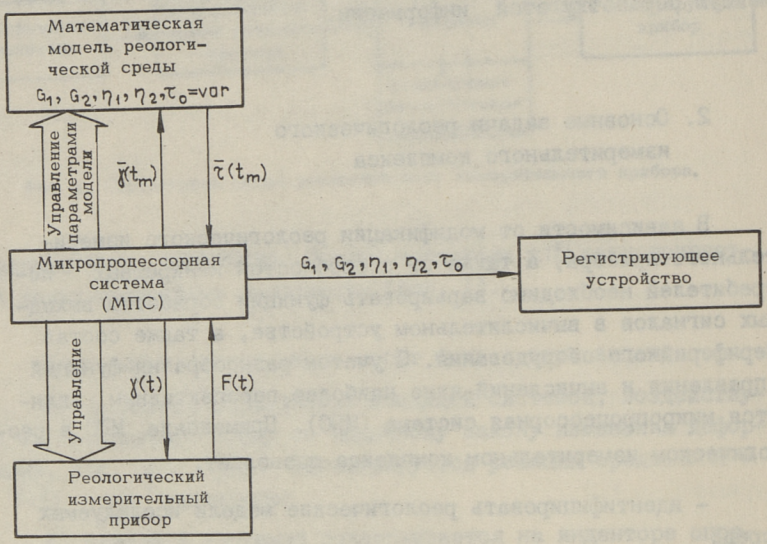
в составе вычислительное устройство, осуществляющее дальнейшую обработку этой информации.

2. Основные задачи реологического измерительного комплекса

В зависимости от модификации реологического измерительного прибора, а также от потребностей конкретных потребителей необходимо варьировать функции обработки выходных сигналов в вычислительном устройстве, а также состав периферийного оборудования. С учетом разнообразия функций управления и вычислений явно наиболее перспективным является микропроцессорная система (МПС). Применение МПС в реологическом измерительном комплексе позволяет:

- идентифицировать реологические модели исследуемых сред;
- улучшить основные метрологические характеристики приборов путем коррекции аддитивных и мультипликативных погрешностей, а также уменьшением случайных погрешностей;
- управлять измерительным комплексом и индицировать рабочие режимы;
- выводить обработанные результаты в наиболее удобной форме для потребителей;
- вносить изменения в алгоритм работы прибора и. тем самым изменять его функциональные возможности;
- повысить надежность комплекса за счет снижения общего количества компонентов электронной схемы устройства;
- производить диагностику устройств и узлов, входящих в реологический измерительный комплекс;
- ускорить эксперимент за счет его автоматизации.

Тем самым измерительный комплекс, имеющий гибкую структуру и множество режимов, является сложным объектом управления. Роль оператора может быть значительно облегчена,если МПС комплекса работает в диалоговом режиме, предлагая возможные измерительные режимы и запрашивая данные об условиях эксперимента. Требуемая информация может вводиться с тестатуры.



Фиг. 2. МПС в реологическом измерительном комплексе.

Если, например, выбран вид эксперимента "а", то дополнительно вводится код одной из закономерностей передвижения индентора, данные используемого индентора, глубина пенетрации, количество пенетраций в одной измерительной серии, выводимые типы реологических констант. Управляющими сигналами МПС в следящей системе устанавливается обратная связь по перемещению индентора, а программный задатчик генерирует сигнал, определяющий закон пенетрации. При перемещении индентора в исследуемой среде сигналы, возникающие на датчиках перемещения и усилия, поступают на АЦП и записываются в ОЗУ МПС. Затем можно провести коррекцию аддитивных и мультипликативных погрешностей трактов перемещения и усилия по данным проведенной ранее калибровки системы. По корригированным функциям и дополнительным данным МПС расчет функции касательного напряжения производит $\tau(t)$.

$$\tau(t) = \frac{F(t)}{S_3(t)},$$

где $S_э(t)$ - эффективная площадь касательного сдвига, которая является также функцией от перемещения, данных индентора и градиента деформации материала.

Передвинув испытательный образец в новую исходную позицию, можем повторить весь цикл пенетрации. При этом МПС обеспечивает высокую повторяемость условий эксперимента в каждом цикле. После завершения всех желанных циклов и находится усредненная функция касательного напряжения $\bar{\tau}(t)$:

$$\bar{\tau}(t) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \tau_i(t)}{n}.$$

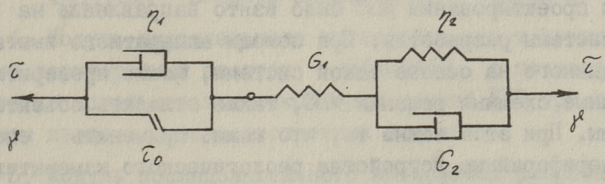
Это позволяет уменьшить случайную погрешность, вызванную неоднородностью испытываемого материала, а также другими воздействиями случайного характера.

Ввиду нелинейности исследуемой среды обычно отсутствуют возможности аналитического определения реологических констант из функций отклика. Вместо этого целесообразно стремиться к идентификации реологической модели среды, а также к поиску таких параметров модели (реологических констант), при которых удовлетворяется условие

$$|\bar{\tau} - \tau_m| \leqslant \varepsilon,$$

где τ_m - функция касательного напряжения, полученная с модели;

ε - допускаемая величина погрешности.



Фиг. 3. Последовательное соединение механических реологических моделей тела Бингама и типичного твердого тела.

В реологии широко применяются наглядные механические модели среды. На фиг. 3 приведено последовательное соединение механических моделей тела Бингама, характеризующего

свойства жидкообразных тел, и типичного твердого тела [I, 3]. Полученная модель может быть одной из приемлемых при описании сред, занимающих промежуточное состояние между жидкостями и твердыми телами, например, сырца бетона, шпаклевок, цементно-асфальтовых смесей и т.д.

Математически такая реологическая модель выражается:

$$\eta_1\eta_2\ddot{\tau}+(\eta_1G_1+\eta_2G_2+\eta_1G_2)\dot{\tau}+G_1G_2(\tau-\tau_0)=$$
$$=\eta_1\eta_2G_1\ddot{\gamma}+\eta_1G_1G_2\dot{\gamma} \qquad \text{при } \tau=\tau_0$$

$$\dot{\tau}+\frac{G_1+G_2}{\eta_2}\tau=G_1\dot{\gamma}+\frac{G_1G_2}{\eta_2}\gamma \qquad \text{при } \tau<\tau_0.$$

Во многих случаях могут быть применены даже более простые модели, что позволяет сократить время поиска параметров. Для сокращения времени идентификации модели может оказаться целесообразным применение вместо цифровой модели аналоговой, управляемой при помощи МПС.

3. Состав микропроцессорной системы реологического измерительного комплекса

Ядром МПС является микропроцессор, типом которого определяется система команд, разрядность, интерфейс, архитектура и функциональные характеристики всей системы. В настоящее время наиболее подходящим и доступным является микропроцессорный комплект серии КР580.

При проектировании МПС было взято направление на создание системы разработки. При помощи аппаратного имитатора, созданного на основе такой системы, можно проверить примененные схемные решения МПС, также отладить объектные программы. При этом важно то, что можно применить специальные периферийные устройства реологического измерительного комплекса (исполнительные органы, устройства управления, индикации и регистрации).

Система разработки как и объектная микро-ЭВМ, встраиваемая в измерительный комплекс, может быть построена на отдельных функционально законченных блоках-модулях, либо в виде одноплатной ЭВМ. В интересах гибкости микро-ЭВМ нас больше удовлетворяет первый вариант.

Микропроцессорная система, построенная по модульному принципу, имеет ряд преимуществ:

- Исходя из конкретных нужд возможно быстро собрать МПС из заранее построенных и отлаженных аппаратных и программных модулей. Это дает системе универсальность и гибкость, также значительно снижает затраты на проектирование объектного микро-ЭВМ ввиду того, что модули возможно использовать многократно и при этом с минимальной избыточностью.

- Модульность МПС позволяет максимально отодвинуть моральное ее старение, так как позволяет быстро реагировать на возможные изменения в элементной базе, заменяя нерациональные аппаратные и программные модули более совершенными.

Структурная схема разработанной модульной МПС, включающая модуль отладки, а также объектные модули, готовые к применению в объектной микро-ЭВМ, приведены на фиг. 4. Она содержит следующие основные модули:

I. Модуль микропроцессора содержит микропроцессор КР 580ИК80А, генератор тактовых импульсов, системный контроллер, формирователи шин адреса и данных.

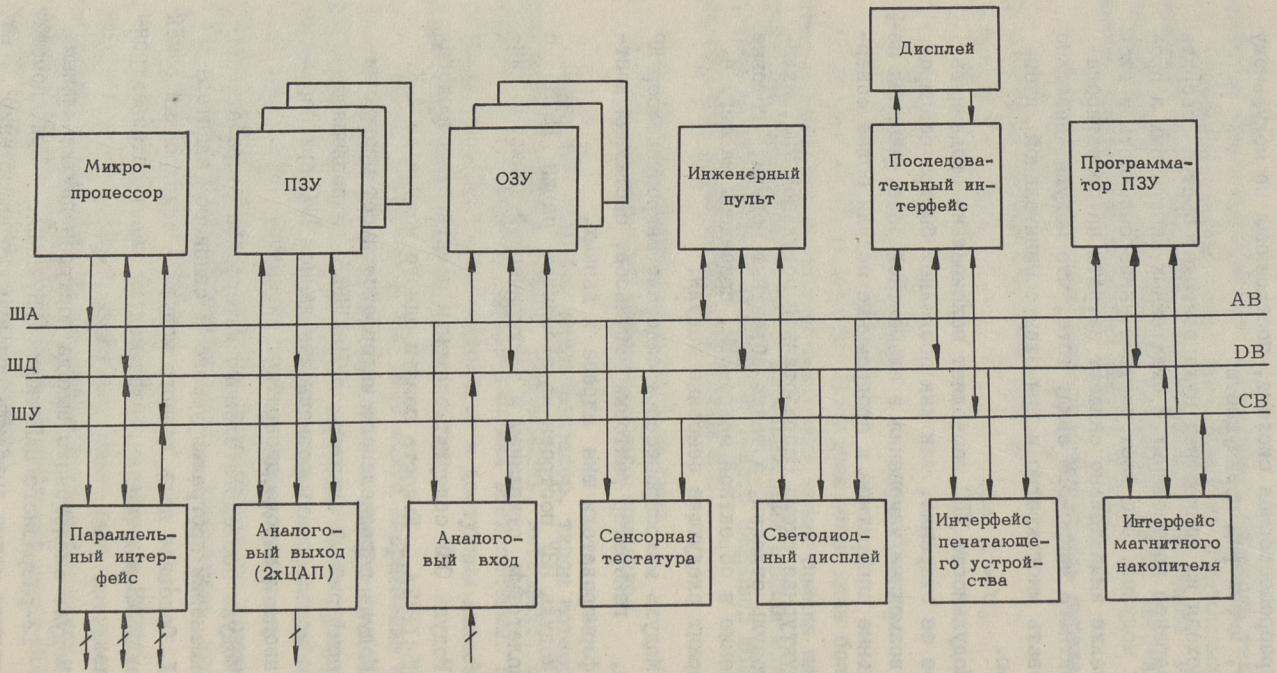
2. Модуль ПЗУ построен на элементах серии К573 с ультрафиолетовым стиранием и электрической записью информации.

3. Модуль ОЗУ содержит элементы памяти статического типа К541РУ2А. Емкость памяти одного модуля до 4 К.

4. Модуль параллельного интерфейса имеет программируемый периферийный адаптер КР580ИК55 и позволяет полностью использовать возможности данной БИС при параллельном вводе и выводе дискретных сигналов.

5. Модуль последовательного интерфейса разрабатывается на применении программируемого связного адаптера КР580ИК51. Основная цель данного модуля - асинхронный обмен данных между МП и дисплеем, вход модуля имеет оптоэлектронную развязку.

6. Модуль аналогового выхода построен двухканальным на БИСах I2-разрядного ЦАП типа К572ПА2А. При помощи данного модуля можно выводить графическую информацию на



Фиг. 4. Состав модульной микропроцессорной системы реологического измерительного комплекса.

обычный аналоговый двухкоординатный самописец, а также вырабатывать управляющее входное воздействие для электромеханической следящей системы реологического измерительного комплекса.

7. Аналоговый вход разрабатывается в двух вариантах на базе БИС I2-разрядных АЦПК572ПВ1А и КП13ПВ1. Модуль проектируется с программно-управляемым коммутатором на 8 каналах управляющими коэффициентами передачи по каждому каналу.

8. Инженерный пульт является удобным средством для отладки аппаратных и программных средств МПС.

Инженерный пульт позволяет:

- проводить обмен данных между ОЗУ и внешними устройствами без участия МП;
- выполнять программу по шагам:
  а) шаг равен машинному циклу;
  б) шаг равен циклу команды;
- останавливать выполнение команды либо по заданному адресу либо по данным;
- предъявлять процессору запросы на прерывание;
- работать в качестве адресуемого устройства ввода-вывода;
- производить сброс системы.

При помощи пульта можно вводить в МПС и отлаживать небольшие программы. Пульт выполнен в виде автономного устройства и предназначен также для выявления неполадок в объектных микро-ЭВМ без остальной части системы разработки.

9. Сенсорная тестатура. Реологические измерительные комплексы предназначены для работы в лабораториях стройматериалов, где много абразивной пыли. Для повышения надежности систем желательно использовать бесконтактные элементы коммутации.

Для ввода в МПС численных данных и команд управления комплексом разработана компактная сенсорная тестатура. Число клавиш в данном исполнении достигает 32.

Остальные разработанные и разрабатываемые модули, приведенные на структурной схеме фиг. 4, специфических особенностей в реологическом измерительном комплексе не име-

ют и могут быть равноценно использованы в системе разработки МПС и в объектном микро-ЭВМ.

Литература

I. Куннос Г.Я. Реология бетонных смесей, сырца и бетона. Часть I. Рига, 1979.

2. Тябин Н. Реологическая кибернетика. Волгоград, 1977.

3. Whorlow R.W. Rheologial techniques. West Sussex, 1980.

4. Микро-ЭВМ. Под ред. А. Дирксена. М., 1982.

5. Алексеенко А.Г. Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на микропроцессорах: Программирование, типовые решения, методы отладки. М., 1984.

Ü. Sepp, T. Uutma

Microprocessor Systems Design for Rheometers

Summary

The authors attempt to describe general principles of rheometers created at Tallinn Technical University and tasks of microprocessor systems in control of experiment and computing rheological properties.

Some testing methods and examples of mathematical models representing the rheological behavior of construction materials are given.

The hardware architecture of microprocessor system is designed of modules to give the system maximum flexibility.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.514

А. Аннус, А. Бахверк,
А. Кийтам, Э. Сакс

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ НЕКОТОРЫХ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОСТАДИЙНЫМИ ДИСКРЕТНЫМИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

I. Введение

Основным структурным признаком многостадийных дискретных технологических процессов (ТП) является последовательное преобразование обрабатываемого полуфабриката (ПФ) в готовое изделие на следующих одна за другой технологических стадиях (ТС), образующих конечную цепочку. Класс многостадийных дискретных ТП охватывает ТП производства электронных изделий (резисторы, конденсаторы, интегральные схемы и др.), электротехнических изделий, деталей машиностроения и др.; типичным примером является ТП производства полупроводниковых приборов (ПП). АСУ ТП для таких ТП обычно имеет характер более или менее интегрированной системы и предназначена для решения различных задач управления качеством и производительностью [1, 2].

Настоящая статья посвящена определению комплекса задач для системы управления (СУ) многостадийным дискретным ТП в ситуации, когда наблюдается значительный разброс характеристик, определяющих качество ПФ и готовых изделий. При этом исходим из того, что СУ ТП имеет типичную для рассматриваемых ТП двухуровневую структуру и в компетенцию СУ входит управление формированием и изменением характеристик, определяющих качество обрабатываемых ПФ и готовых изделий, по ходу многостадийной обработки на последовательных ТС. Таким образом, рассматриваемая СУ входит в состав АСУ ТП как подсистема управления качеством [1], и в соответствии с иерархической двухуровневой структурой СУ ТП включает:

I) координатор (систему верхнего уровня). Задачей координатора является оптимизация (оптимальная настройка) ТП в целом. Результатами решения этой задачи являются оптимальные режимы ТП и/или центры настройки ТС по характеристикам ПФ, а иногда также функции ценности ПФ;

2) локальные системы управления ТС, которые являются по отношению к координатору системами нижнего уровня. Задачами локальных СУ являются задачи оптимальной настройки ТС, и задачи стабилизации и уменьшения разброса характеристик ПФ на выходе ТС.

Модель ТП, необходимая для решения рассматриваемых задач, должна описывать зависимость распределений наблюдаемых характеристик ПФ и готовых изделий от режимов ТП. В соответствии с многостадийной структурой ТП и с двухуровневой структурой СУ необходима декомпонированная модель ТП в виде последовательности моделей ТС; вопросы построения такой модели ТП рассмотрены в [3].

2. Задачи оптимальной настройки технологического процесса

Задачи оптимальной настройки ТП входят в компетенцию координатора. При высокой стохастичности технологии возникает ситуация, в которой на выходе ТП готовые изделия распределяются на различные типономиналы с различной ценностью и различными условиями спроса. Поэтому задачу оптимальной настройки ТП необходимо сформулировать как задачу получения необходимого номенклатурного распределения изделий по типономиналам качества, или как задачу получения наиболее выгодного приближения к необходимому номенклатурному распределению. Рассмотрим задачи настройки ТП, ограничиваясь для простоты скалярными вариантами задач.

Для задач настройки со скалярным целевым параметром w, определяющим качество изделия на выходе ТП, номенклатурное распределение изделий по типономиналам представимо в виде одномерного дискретного распределения $\{p_t\}, t=\overline{1,T}$, причем

$$p_t = \int_{w_{t-1}}^{w_t} p_w(w)\,dw, \quad \sum_{t=1}^{T} p_t = 1,$$

где p_t – вероятность получения t-го типономинала;

$\{w_t\}$ – границы типономиналов.

Плотность распределения $p_w(w)$ зависит от режимов ТП X, которые варьируемы в области Ω_x: $p_w(w) = G(w, X)$, $X \in \Omega_x$.

Типичной задачей оптимальной настройки ТП по экономическим критериям является задача максимизации прибыли [4, 5], которая представима в виде

$$q = \sum_{t=1}^{T} p_t c_t - h(X) - f(D) \to \max_{X \in \Omega_x}, \quad D = \sum_{t=1}^{T} d(p_T, \pi_t), \qquad (I)$$

где c_t – цена t-го типономинала;

$h(X)$ – функция стоимости режимов ТП;

$\{\pi_t\}$ – плановое или желаемое номенклатурное распределение;

$d(\cdot,\cdot)$ – некоторая функция расстояния;

$f(D)$ – потери от несоответствия фактического номенклатурного распределения плановому.

Отметим, что при $h(X)=0, f(D)=0$ задача (I) близка к задачам параметрической коррекции и задачам оптимума номинала с кусочно-постоянной функцией цены [6, 7]. В частном случае $h(X)=0, f(D)=0$ при $T=1$ (или при $c_1=c_2=\ldots=c_T$) из (I) получается задача оптимальной групповой доводки:

$$P(w \in \Omega_w) = \int_{\varepsilon_w}^{\lambda_w} p_w(w)\, dw = \int_{\varepsilon_w}^{\lambda_w} G(w, X)\, dw \to \max_{X \in \Omega_x}.$$

В некоторых случаях задачу оптимальной настройки по номенклатурному распределению целесообразно сформулировать в виде задачи минимизации взвешенного расстояния

$$\sum_{t=1}^{T} b_t \rho(p_t, \pi_t) = \sum_{t=1}^{T} b_t |p_t - \pi_t|^a \to \min_{X \in \Omega_x}$$

или в виде задачи настройки в центр w_0 по среднему значению:

$$\rho(M_w, w_0) \to \min_{X \in \Omega_x}, \qquad M_w = \int_{-\infty}^{\infty} w p_w(w)\, dw.$$

В случаях, когда первостепенно важным является достижение желаемого объема готовой продукции по всем типономиналам, вышеуказанные задачи оптимальной настройки модифицируются посредством введения дополнительных вероятностных

ограничений. В "чистом" виде такие ограничения возникают, например, в задаче минимизации запуска или минимизации коэффициента перепроизводства γ [8, 9]. Эта задача в асимптотическом варианте имеет вид

$$\gamma \to \min \quad \text{при} \quad \gamma p_t \geqslant \pi_t \quad (\forall t)$$

и в варианте с конечным объемом производства L_0 вид

$$\gamma \to \min \text{ при } P(\gamma p_t \geqslant \pi_t) \geqslant 1-\alpha \quad (\forall t, L > L_0).$$

Прямое решение указанных задач оптимальной настройки ТП приводит к совокупности оптимальных технологических режимов X^*, состоящей из оптимальных режимов X^*_κ, $\kappa = \overline{1,N}$ различных ТС: $X^* = \{X^*_1, X^*_2, \ldots, X^*_N\}$. По X^*_κ затем определяются центры настройки κ-й ТС по характеристикам ПФ после данной ТС, в частности, в виде средних или модальных значений соответствующих законов распределения. Однако из-за сложности решения указанных задач оптимальной настройки ТП в сочетании с наличием значительных временных запаздываний при поступлении информации в координатор из-за длительности многостадийной обработки ПФ прямая координация ТС в виде задания X^*_κ в ряде случаев является слишком централизованным подходом к алгоритмизации оптимальной настройки ТП. В таких случаях представляет интерес алгоритмизация оптимальной настройки ТП посредством функций ценности ПФ, которые вырабатываются координатором как субоптимальные решения задачи оптимизации ТП [4]. Одним из простейших видов субоптимальной функции ценности для некоторой скалярной характеристики v ПФ после κ-й ТС является ступенчатая функция

$$c(v) = \begin{cases} \omega, & \varepsilon_v \leqslant v \leqslant \lambda_v \\ 0, & v < \varepsilon_v,\ v > \lambda_v. \end{cases} \qquad (2)$$

При таком виде $c(v)$ задача оптимальной настройки ТП приводит к задаче синтеза допусков $[\varepsilon_v, \lambda_v]$ для выходов ТС [5, 10].

3. Задачи систем управления стадиями технологического процесса

Задачи нижнего уровня СУ, решаемые локальными системами управления ТС, делятся на два относительно автономных типа задач:

1) задачи оптимизации режимов ТС (оптимальной настройки ТС);

2) задачи уменьшения разброса выходов ТС.

Задачи оптимизации режимов ТС можно рассматривать как продолжение решения задачи оптимальной настройки ТП на уровне ТС. Критерий настройки вырабатывается координатором в виде функции ценности. Соответственно, для k-й ТС со скалярным выходом v задача оптимальной настройки имеет вид

$$\int_{-\infty}^{\infty} c(v)\,p_v(v, X_k)\,dv - h(X_k) \to \max_{X_k}, \quad X_k \in \Omega(X_k), \qquad (3)$$

где $p_v(v)$ – зависящая от режимов X_k плотность распределения v;

$h(X_k)$ – стоимость реализации режимов X_k;

$\Omega(X_k)$ – допустимая область вариации X_k.

Типичным вариантом задачи (3) является случай, когда $h(X_k) = \mathrm{const}$ и $c(v)$ имеет вид (2). В таком случае (3) принимает вид задачи определения такого режима ТС, при котором максимизируется вероятность получения годных ПФ:

$$P_k = \int_{\varepsilon_v}^{\lambda_v} p_v(v, X_k)\,dv \to \max_{X_k}, \quad X_k \in \Omega(X_k). \qquad (4)$$

Задачи (3) и (4) являются статическими вариантами оптимальной настройки ТС. В динамических вариантах этих задач необходимо учитывать также зависимость $p_v(v)$ от вектора Y результатов обработки ПФ на предыдущих стадиях (точнее, от соответствующих плотностей распределений $p_Y(Y)$ или их статистических оценок $\hat{p}_Y(Y)$), а в некоторых случаях также наличие текущей идентификации модели ТС в виде $v = f(X_k, Y)$.

Задачи уменьшения разброса при высоком уровне стохастичности технологии являются для АСУ ТП узловыми задачами [2, 9]. Уменьшение разброса достигается посредством введения соответствующих алгоритмов статистического управления в состав СУ ТС. При решении координационных задач верхнего уровня обычно оперируют достигнутым уровнем уменьшения разброса. Однако в некоторых случаях целесообразно осуществить прямую координацию по уровню разброса выходов ТС, например, при сложном полимодальном виде планового номенклатурного распределения $\{\pi_t\}$.

С учетом опыта по практической эффективности применения различных способов уменьшения разброса наибольший ин-

терес представляют следующие алгоритмы уменьшения разброса характеристик ПФ на выходе ТС:

I) выбор режима ТС, уменьшающего разброс характеристик ПФ. Оптимизационный вариант задачи выбора такого режима ТС близок к задаче оптимальной настройки ТС в виде (3). Например, задача выбора режима, минимизирующего дисперсию выхода v относительно центра настройки v_0, получается из (3) при $c(v) = -(v - v_0)^2$, $h(X_к) = 0$;

2) стабилизация выхода v вокруг центра настройки v_0 по результатам фильтрации и прогноза временных рядов, описывающих изменение межгрупповых составляющих шумов, вместе с предупреждающей коррекцией режима ТС согласно [9, II];

3) алгоритмы типа селективной сборки, представляющие специфический интерес при производстве немонолитных изделий [I2];

4) введение в ТП систем компенсационного управления. В связи с тем, что задачи оптимизации систем компенсационного управления относительно мало рассмотрены в литературе, остановимся на их рассмотрении далее отдельно и подробнее.

4. Оптимизация систем компенсационного управления

Компенсационное управление (КУ) является специфическим способом уменьшения разброса ПФ, обрабатываемых по многостадийной групповой технологии. В системе компенсационного управления (СКУ) уменьшение разброса достигается посредством перекомплектации обрабатываемых партий ПФ в более однородные по характеристикам ПФ партии и выбора для скомплектованных партий таких режимов обработки на одной или нескольких последующих стадиях ТП, которые компенсируют возникшее на предыдущих стадиях отклонение характеристик ПФ от их желаемых значений. Рассмотрим здесь основные аспекты оптимизации СКУ на примере скалярной СКУ, функционирующей между двумя последовательными стадиями ТП. Небезынтересно отметить, что большое число известных из практики СКУ является именно скалярными; в качестве примеров подобных систем можно указать СКУ, описанные в [I3-I5].

Задачами рассматриваемой СКУ являются распределение поступивших с предыдущей стадии ПФ в достаточно однородные

по количественному признаку y группы, комплектация из этих групп партий для последующей обработки и определение режима x для обработки скомплектованных партий с целью уменьшения разброса целевой переменной w, определяющей качество ПФ после завершения последующей обработки. Далее назовем y входом, x режимом и w выходом СКУ. Предположим, что плотность распределения $p_y(y)$ входа y равняется нулю вне входного допуска $\varepsilon_y \le y \le \lambda_y$. Отрезок $[\varepsilon_y, \lambda_y]$ разбивается на m интервалов $[y_{t-1}, y_t]$, $\varepsilon_y = y_0 < y_1 < \ldots < y_{m-1} < y_m = \lambda_y$. Поступившие в СКУ партии ПФ распределяются по значению y между m промежуточными накопителями Ω_t: при $y_{t-1} < y \le y_t$ ПФ направляется в Ω_t. Если в некотором Ω_t накопилось достаточное количество ПФ, то из них комплектуется новая партия, которая обрабатывается по режиму x_t. Режимы x_t зависят только от t и выбираются из допустимой области $\varepsilon_x \le x \le \lambda_x$ так, чтобы по возможности уменьшить разброс выхода w. Зависимость w от x и y описывается в виде некоторой стохастической модели, например, в виде условной плотности распределения $p(w/x,y)$.

Условия бездефектности выхода w, как правило, задаются в виде выходного допуска $\varepsilon_w \le w \le \lambda_w$. Вероятность получения бездефектных по w ПФ в таком случае выражается в виде

$$P_m = P_m(m, \{x_t\}, \{y_t\}) = \int_{\varepsilon_w}^{\lambda_w} p_w(w; m, \{x_t\}, \{y_t\})\, dw, \qquad (5)$$

где $p_w(w; m, \{x_t\}, \{y_t\})$ обозначает плотность распределения w при числе интервалов (накопителей) m, совокупности режимов $\{x_t\}$ и совокупности границ интервалов $\{y_t\}$.

Увеличение числа накопителей m позволяет уменьшить длины интервалов $y_t - y_{t-1}$, т.е. скомплектовать более однородные партии для дальнейшей обработки и уменьшить разброс w. Но с другой стороны, увеличение m ведет к увеличению заделов ПФ между стадиями ТП и, следовательно, увеличению затрат, связанных с их хранением и наличием незавершенного производства. Поэтому оптимизация СКУ прежде всего связана с разумным компромиссом при выборе уровня однородности комплектуемых для дальнейшей обработки партий ПФ. Это приводит к задаче максимизации суммарного дохода, получаемого от введения СКУ в многостадийный ТП, в виде

$$q = \int_{-\infty}^{\infty} c(w)\, p_w(w; m, \{x_t\}, \{y_t\})\, dw - h(m, \{x_t\}) \to \max, \qquad (6)$$

где $c(w)$ – функция ценности ПФ по w и
$h(m,\{x_t\})$ – затраты, связанные с хранением ПФ в m накопителях и с реализацией отличающихся режимов x_t.

Таким образом, оптимизируемыми параметрами СКУ являются число накопителей (интервалов) m, совокупность режимов x_t, $t=\overline{1,m}$ и совокупность границ интервалов y_t, $t=\overline{1,m-1}$. Основным определяющим параметром, от которого зависит значение q в (6), является m. Поэтому систему процедур оптимизации СКУ целесообразно рассматривать как двухуровневую или двухконтурную.

На верхнем уровне, который соответствует внешнему контуру оптимизации, оптимизируется число накопителей (интервалов) m по критерию (6). Для типичного в практике случая, когда ценность ПФ определяется его принадлежностью в выходной допуск $[\varepsilon_w,\lambda_w]$, $c(w)$ имеет вид

$$c(w)=\begin{cases} r_0, & \varepsilon_w \le w \le \lambda_w; \\ 0, & w<\varepsilon_w,\ w>\lambda_w, \end{cases} \qquad (7)$$

где r_0 – доход от получения бездефектного по w ПФ.

Типичной формой затрат $h(m,\{x_t\})$ является линейная зависимость вида $h=sm$, с коэффициентом пропорциональности s, который определяется по экономическим затратам на хранение ПФ в накопителях [I6]. Таким образом, типичной формой критерия для оптимизации m является [I6]:

$$q=r_0P_m-sm \to \max. \qquad (8)$$

Задачу определения оптимального m^*, который максимизирует критерий (8), целесообразно представить в видоизмененной форме [I6]: определить максимальное значение m, при котором

$$\Delta_m=P_m^*-P_{m-1}^*>d=\frac{s}{r_0},\quad P_m^*=\max_{\{x_t\},\{y_t\}}P_m. \qquad (9)$$

Предпочтительность формы (9) по сравнению с (8) обусловлена тем, что для расчета Δ_m можно применять более простые аппроксимации чем для расчета P_m [I6].

На нижнем уровне, который соответствует внутреннему контуру оптимизации СКУ, оптимизируются режимы x_t и границы интервалов y_t при фиксированном числе интервалов (накопителей) m. Базовым критерием оптимизации здесь является критерий максимизации средней ценности ПФ в виде

$$c = \int_{-\infty}^{\infty} c(w)\, p_w(w; m, \{x_t\}, \{y_t\})\, dw \longrightarrow \max_{\{x_t\},\{y_t\}}, \quad (10)$$

который для типичного $c(w)$ в виде (7) приводит к критерию

$$P_m = \int_{\varepsilon_w}^{\lambda_w} p_w(w; m, \{x_t\}, \{y_t\})\, dw \longrightarrow \max_{\{x_t\},\{y_t\}}, \quad (11)$$

с ограничениями $\varepsilon_x \le x_t \le \lambda_x$. Определение оптимальных x_t^* и y_t^*, при которых достигается максимум P_m^* критерия (11), является в расчетном плане достаточно сложным и приводит, как правило, к применению численных методов оптимизации. Поэтому часто вместо (11) целесообразно применять при оптимизации $\{x_t\}, \{y_t\}$ другие критерии, приводящие к более простым расчетным процедурам без значительной потери в значении P_m^* или, что даже существеннее, в ходе оптимизации, без значительной потери точности при расчете Δ_m по (9). В качестве альтернативы для (11), в первую очередь, представляет интерес критерий минимизации дисперсии w относительно центра настройки w_0. Применение этого критерия означает выбор $c(w)$ в (10) в виде $c(w) = -(w - w_0)^2$ и приводит к задаче оптимизации

$$D_m = \int_{-\infty}^{\infty} (w - w_0)^2\, p_w(w; m, \{x_t\}, \{y_t\})\, dw \longrightarrow \min_{\{x_t\},\{y_t\}} \quad (12)$$

Систему процедур оптимизации СКУ в целом представляется целесообразным построить на базе применения системы различных аппроксимирующих моделей исходя из необходимой в инженерных расчетах точности. Сюда входят модели распределений для аппроксимации плотности $p_y(y)$, модели для аппроксимации зависимости $w = f(x, y)$ или условной плотности $p(w|x, y)$, оптимизационные модели для аппроксимации зависимостей типа $\Delta_m = f(m)$, $D_m = f(m)$ и др. [26–28]. Отметим, что оптимизация СКУ для линейных объектов рассмотрена в [26, 27, 29], для нелинейных объектов в [30, 31] и для объектов с ограничениями на выбор режимов в [32]; вопросы организации программного обеспечения для оптимизации СКУ рассмотрены в [28].

5. Заключение

Практическая апробация вышескицированного подхода к алгоритмизации комплекса задач управления многостадийными дискретными ТП проводилась на базе ТП производства тиристоров. Накопленный к настоящему времени практический опыт по

реализации алгоритмического и программного обеспечения можно сжато резюмировать в виде следующих выводов:

- реализация целостного комплекса вышеуказанных задач СУ немыслима без достаточно мощной информационной базы в составе АСУ ТП;

- целесообразно широкое применение аппроксимирующих и субоптимальных решений;

- желательна достаточная гибкость критериев эффективности координатора при примарности критериев экономического типа;

- целесообразно в разумных пределах максимальное уменьшение разброса характеристик ПФ на каждой ТС.

Литература

1. Основы управления технологическими процессами / Под ред. Н.С. Райбмана. - М., Наука, 1978. 440 с.

2. Вальков В.М. Автоматизация управления производством изделий электроники. - М., Радио и связь, 1982. 224 с.

3. Аннус А.А., Бахверк А.Г. Моделирование дискретных многостадийных технологических процессов с групповой обработкой полуфабрикатов. - См. наст. сб. с. 177-186.

4. Милош Н.И., Рандма Р.Г. Цели и способы автоматического управления процессами полупроводниковой технологии. - В кн.: Приборы и системы автоматики. Таллин, НИИТЭЗ, 1975, с. 58-68.

5. Кийтам А.А. К решению некоторых задач на имитационной модели технологического процесса производства полупроводниковых приборов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1977, № 432, с. 143-151.

6. Абрамов О.В., Бернацкий Ф.И., Здор В.В. Параметрическая коррекция систем управления. М., Энергоиздат, 1982. 176 с.

7. Горелова Г.В., Здор В.В., Свечарник Д.В. Метод оптимума номинала и его применение. М., Энергия, 1970. 200 с.

8. Петерсен И.Ф. и др. Оптимальное распределение изделий по типам при постоянной технологии. – Электронная техника, сер. 10, 1969, вып. 1(26), с. 77-83.

9. Плескунин В.И., Боровской А.С. Обобщенная методика статистического исследования и оптимизации технологических процессов в производстве транзисторов и интегральных микросхем. – Изв. Ленинградск. электротехн. ин-та, 1972, вып. 127, с. 60-73.

10. Сепп А.Х., Тенно Р.А. Адаптивное управление высокотемпературными операциями изготовления силовых полупроводниковых структур. – В кн.: Разработка систем сбора и обработки технологических данных в силовом полупроводниковом приборостроении. Таллин, НИИТЭЗ, 1980, с. 48-55.

11. Кийтам А.А. Синтез моделей макроуровня на имитационных моделях одного класса многостадийных технологических систем. – В кн.: Внедрение и развитие АСУ ТП в силовом полупроводниковом приборостроении. Таллин, НИИТЭЗ, 1979, с. 29-34.

12. Буловский П.И. и др. Автоматизация селективной сборки приборов. Л., Машиностроение, 1978. 232 с.

13. Сироткин В.С., Пресс Ф.П. Управление технологическими процессами производства полупроводниковых приборов. М., Энергия, 1979. 208 с.

14. Шадрин А.Д., Шаповалов В.И. Уменьшение разброса показателя качества ферритовых изделий при партионном способе производства. – Электронная техника, сер. 8, 1982, вып. 5(97), с. 5-7.

15. Бахверк А.Г., Сакс Э.К. Компенсационное управление операцией γ-облучения.– В кн.: Автоматизация технологических процессов на базе применения управляющей вычислительной техники. Таллин НИИ ПО ТЭЗ, 1984, с. 49-52.

16. Кийтам А.А. Приближенная оптимизация алгоритмов компенсационного управления для многостадийных технологических процессов. I. – Автоматика и телемеханика, 1981, № 8, с. 172-178.

17. Кийтам А.А. Приближенная оптимизация алгоритмов компенсационного управления для многостадийных тех-

нологических процессов. П. - Автоматика и телемеханика,1981, № 10, с. 177-182.

18. Сакс Э.К. Программная реализация совокупности процедур оптимизации систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 576, с. 51-61.

19. Кийтам А.А., Сакс Э.К. Уточнение решения приближенной оптимизации систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 576, с. 39-49.

20. Сакс Э.К. Приближенная оптимизация нелинейных систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов. - В кн.: Автоматизация технологических процессов на базе применения управляющей вычислительной техники. - Таллин, НИИ ПО ТЭЗ, 1984, с. 45-48.

21. Кийтам А.А., Сакс Э.К. Приближенная оптимизация монотонных нелинейных систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов.- См. наст. сб. с. 187-194.

22. Кийтам А.А., Сакс Э.К. Приближенная оптимизация алгоритмов компенсационного управления с режимными ограничениями для многостадийных технологических процессов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1983, № 550, с. 55-65.

A. Annus, A. Bachverk, A. Kiitam,
E. Saks

Algorithmization of Some Control Tasks for Multistage Discrete Technological Processes

Summary

The paper is concerned with multistage discrete technological processes which are characterized by significant dispersion level of parameters of manufactured products. For two-level process control system main tasks are formulated both for coordinator and for local control systems of technological stages. Process optimal adjustment tasks and dispersion reduction tasks are considered. Particular attention is paid to compensational control systems which are a specific tool for reducing dispersion of the parameters of manufactured products.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.5.001.3:519.2

А. Аннус, А. Бахверк

МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОСТАДИЙНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ С ГРУППОВОЙ ОБРАБОТКОЙ ПОЛУФАБРИКАТОВ

I. Введение

В статье рассматриваются вопросы построения модели многостадийных дискретных технологических процессов (ТП). Целью моделирования является решение на модели различных задач, возникающих при проектировании системы управления ТП [1].

Исходя из особенностей ТП и целей моделирования структура модели ТП представляет собой последовательность моделей технологических стадий (ТС), связанных между собой посредством вектора состояния Z по марковской схеме [2]. Модель к-той ТС можно представить в виде:

1) $Z_k = A_k(Z_{k-1}, U_k) + F_k$ – модель технологического агрегата;

2) $U_k = B_k(X_k) + H_k$ – модель регулятора;

3) $Y_k = C_k(Z_k) + M_k$ – модель наблюдения;

4) $F_{k(i,j)} = E_{k(i)} + G_{k(i,j)}$ – модель декомпозиции шумов групповой обработки,

где A_k, B_k, C_k являются многомерными детерминированными нелинейными безынерционными операторами. Векторы в модели ТС именуются следующим образом: Z_k – состояние полуфабриката (ПФ), U_k – физический вход, X_k – наблюдаемый вход, Y_k – наблюдаемый выход, F_k – шум агрегата, H_k – шум регулятора, M_k – шум наблюдения, E_k – межгрупповая составляющая шума, G_k – внутригрупповая составляющая шума, i – индекс группы, j – индекс ПФ в группе.

2. Процедура построения модели

Построение моделей рассматриваемого класса ТП, отвечающих целям моделирования и структуре модели, требует при-

менения комплексного подхода с максимальным использованием априорных теоретических сведений об объекте и идентификации модели по экспериментальным данным [3]. Для синтеза параметрической структуры модели целесообразно использовать известные системы моделей типовых технологических операций и процессов полупроводниковой технологии [4-5].

Процедура построения модели состоит из следующих этапов (в скобках приведены результаты каждого этапа):

1) структурный анализ ТП (выделение ТС и описание модели ТП, содержание векторов X и Y);

2) физико-теоретический анализ ТП (содержание моделей ТС, операторов A, B, C и векторов Z и U);

3) экспериментальный анализ ТП (оценки параметров операторов A, B, C описания H, G, F, M, F);

4) реализация модели (машинная модель в виде имитационной модели (ИМ));

5) анализ адекватности и корректировка модели (суждение об адекватности, скорректированная ИМ).

Рассмотрим детально этап экспериментального анализа. На этом этапе необходимо провести обработку экспериментальных данных. Основными задачами обработки являются:

1) оценивание параметров в моделях A, B, C;
2) выбор наилучшей модели (дискриминация);
3) идентификация распределения переменных;
4) определение вкладов составляющих G и E шума F;
5) вероятностное описание шума E.

Набор методов [6-II], необходимых для решения задач обработки данных, приведен в таблице I.

При решении задачи оценивания параметров, а также в некоторых случаях дискриминации и анализа адекватности моделей возникают специфические особенности, связанные со структурой данных, которые можно получить в ходе экспериментального анализа ТП с групповой обработкой ПФ [IO, II]. Рассмотрим соответствующие задачи оценивания подробнее.

3. Оценивание параметров моделей по несинхронным наблюдениям

Задачу оценивания неизвестных параметров, содержащихся в операторах A, B и C, можно представить в виде задачи оце-

нивания параметров Θ нелинейной зависимости между случайными величинами Γ и $\zeta_1,\ldots,\zeta_e$:

$$\Gamma = f(\zeta_1,\ldots,\zeta_e;\ \Theta), \qquad (I)$$

где Γ – выходная случайная величина;
$\zeta_1,\ldots,\zeta_e$ – входные случайные величины;
Θ – вектор неизвестных параметров;
$f(\cdot)$ – монотонная нелинейная функция.

В реальном ТП входные и выходные величины обычно наблюдаются с ошибками, т.е.

$$\begin{cases} \eta_i = \Gamma_i + \varepsilon_i, \\ \xi_k = \zeta_k + \delta_k, \end{cases} \qquad (2)$$

где η и ξ – наблюдаемые величины;
Γ и ζ – истинные выходы и вход;
ε и δ – соответствующие ошибки наблюдения.

Обычно в теории и практике статистического оценивания при оценивании параметров Θ в выражениях типа (I) используются данные со следующей структурой:

$$\{\eta_i : \xi_{1,i},\ldots,\xi_{\ell,i}\},\quad i=\overline{1,n}, \qquad (3)$$

где n – объем выборки.

Применение групповой обработки ПФ приводит к следующему виду данных:

$$\{\eta_j\}_t;\ \{\xi_{1,i},\ldots,\xi_{\ell,i}\}_t, \qquad (4)$$

где $\{\eta_j\}_t$ – выборка наблюдений выхода из группы t; $j=\overline{1,m_t}$,
m_t – объем выборки из группы t; $t=\overline{1,w}$,
w – количество групп;
$\{\xi_{1,i},\ldots,\xi_{\ell,i}\}_t$ – выборка наблюдений входов из группы t; $i=\overline{1,n_t}$,
n_t – объем выборки входов из группы t.

Данные типа (4) будем называть данными несинхронных наблюдений.

В качестве методов решения задачи оценивания параметров модели (I) по данным типа (4) нами были рассмотрены методы, родственные методам решения задач оценивания параметров распределения или преобразования распределений с учетом специфики представления выборочных данных в виде несинхронных наблюдений. Из рассмотренных возможностей оценивания были выбраны следующие:

I) применение метода минимума хи-квадрат;

2) применение метода моментов;

3) использование уравнения момента первого порядка и критерия минимума наименьших квадратов;

4) использование медиан и критерия минимума наименьших квадратов;

5) использование порядковых статистик в случае одного входа;

6) использование порядковых статистик в случае нескольких входов.

Для всех вышеприведенных вариантов разработаны конкретные алгоритмы оценивания. Поскольку аналитический анализ качества и практической применимости предложенных алгоритмов связан с большими трудностями, то для анализа качества алгоритмов применялся метод имитационного моделирования. При испытании рассматривались следующие характеристики работоспособности алгоритмов: сходимость, дисперсии и величины смещения получаемых оценок; дисперсии и величины смещения прогнозируемого выхода. Результаты испытания алгоритмов оценивания показали, что все предложенные алгоритмы являются работоспособными [II].

4. Программное обеспечение

Для решения задач обработки данных с использованием методов, представленных в табл. I, и для реализации модели ТП в ЭВМ было создано соответствующее программное обеспечение. Необходимое программное обеспечение можно разделить на следующие три части: функциональная часть (комплекты модулей), организующая часть; средства общения с пользователем [I5]. Здесь рассмотрение вопросов разработки программного обеспечения ограничиваем лишь перечнем тех комплектов программ функциональной части, которые реализованы к настоящему времени (в перечень не входят разработанные программы реализации в ЭВМ модели конкретного ТП и программы решения конкретных задач управления в составе АСУ ТП):

I) анализ модели методом эквивалентных возмущений;

2) идентификация параметрических аппроксимаций распределений;

Таблица I

Экспериментальный анализ ТП. Задачи; методы; результаты

Задача	Оценивание параметров в моделях	Выбор наилучшей модели (дискриминация)	Идентификация распределения переменных	Определение вкладов составляющих G_K и E_K шума F_K	Вероятностное описание шума E_K
Применяемые методы	Методы параметрической идентификации. Оценивание параметров по несинхронным наблюдениям	Методы Вильямса и Клута, Уилкса, отношения правдоподобия, локальные критерии	Методы проверки гипотез о законе распределения: критерии χ^2, Колмогорова-Смирнова, вероятностная бумага, плоскость (β_1, β_2), (γ_a, γ_e). Оценивание параметров: метод моментов, ММП, МНК; Корреляционный анализ	Иерархический дисперсионный анализ	Методы анализа и идентификации временных рядов, модель АРПСС(p, d, q); алгоритмы Бокса и Дженкинса
Результаты	Оценки параметров моделей	Определена лучшая модель или сгенерирована новая модель	Вид аппроксимирующего закона распределения, оценки параметров распределения и оценки коэффициентов корреляции	Оценки дисперсии и относительный вклад в дисперсию	Описание в виде модели генерирования временного ряда и оценки параметров этой модели

3) компиляция и обработка планов эксперимента для идентификации полиномиальных моделей макроуровня;

4) анализ и идентификация временных рядов;

5) оценивание параметров моделей;

6) декомпозиция составляющих шумов для идентификации источников разброса;

7) дискриминация моделей;

8) имитация случайных возмущений.

Комплекты составимы в виде библиотек модулей; почти все модули написаны на Фортране. Программы реализованы на ЭВМ типа ЕС и СМ.

5. Построение модели ТП производства тиристоров

Практическая апробация вышеописанной методики построения модели и разработанного программного обеспечения проводилась на примере построения модели ТП производства тиристоров. На этапе структурного анализа ТП были выделены восемь основных ТС. В качестве модели ПФ была принята одномерная модель, описывающая изменение концентрации примесей по оси перпендикулярной поверхности структуры. Элементы вектора состояния Z являются параметрами функции распределения примесей в полупроводниковой структуре. На этапе экспериментального анализа ТП были проведены достаточно объемные экспериментальные исследования на действующем ТП. Перечень основных экспериментов приведен в табл. 2. Данные экспериментов обрабатывались с применением методов табл. I и разработанного программного обеспечения.

Типичные задачи анализа модели ТП приводят к необходимости расчета достаточно сложных интегралов: большая размерность интегралов, наличие усеченных распределений и зависимостей с точками разрыва [I2-I4]. Поэтому подходящим методом анализа модели ТП является метод имитации и машинную модель ТП целесообразно реализовать в виде имитационной модели (ИМ).

Разработанное математическое описание ТП используется в машинной модели ТП, реализованной в виде ИМ. ИМ и вспомогательное программное обеспечение реализованы на ФОРТРАНе на ЭВМ типа ЕС-I022. В ИМ входят модели восьми ТС.

Таблица 2

Основные проведенные экспериментальные исследования ТП

Название исследуемой операции	Типы планов	Количество измерений
механическая обработка кремния	ПФЭ:3^2; 2^3; 2^2+I	30620
бороалюминиевая диффузия	ПФЭ:2^4+I; 3^I	670
	ПФЭ + лат.квадрат: 2^4 + 4 x 4	6960
окисление	ПФЭ: 4^I	5250
никелирование	ПФЭ: 2^4+I	8800
	пассивный эксперимент	I2450
весь ТП	ДФЭ:2^{4-I} + пассивный эксперимент	57780
тиристор	"обратный" эксперимент	8800

Примечание: ПФЭ - полный факторный эксперимент;
ДФЭ - дробный факторный эксперимент;
"обратный" эксперимент - эксперимент с обратной последовательностью измерений [I6].

Размерности векторов входа, выхода и состояния следующие: $dim X = 24$, $dim Y = 20$, $max\,dim Z = I3$. Время имитации одного тиристора равно 0,5 с на ЕС-I022, объем занимаемой ИМ памяти равен 28 кбайтов.

Проверка адекватности ИМ проведена по моментным характеристикам одномерных маргинальных распределений наблюдаемых выходов ТС и электрических параметров, и по корреляционным связям между электрическими параметрами тиристоров. Результаты этой проверки показали, что относительно проверяемых характеристик модель можно считать адекватной.

7. Применение модели

Созданная ИМ ТП производства тиристоров применялась для решения следующих задач:

I) анализ модели ТП и вывод упрощенных структур аппроксимирующих моделей, применяемых для управления ТП;

2) синтез различных моделей макроуровня, в том числе для оптимизации алгоритмов контроля;

3) анализ точности приближенных методов анализа модели ТП;

4) оптимизация различных алгоритмов контроля и управления.

В ходе построения и применения модели ТП были разработаны рекомендации по изменению ТП и его инфоструктуры. Модель при проектировании АСУ ТП применялась в решении следующих задач типовой в подотрасли силового полупроводникового приборостроения АСУ ТП:

1) оптимальная настройка технологического процесса;

2) прогноз формирования электрических параметров тиристора;

3) определение оптимальных режимов обработки при компенсационном управлении технологическим процессом;

4) определение оптимальных границ группирования при компенсационном управлении технологическим процессом.

Литература

1. Аннус А.А., Бахверк А.Г., Кийтам А.А., Сакс Э.К. Алгоритмизация некоторых задач управления многостадийными дискретными технологическими процессами. - См. наст. сб. с. 163–175.

2. Аннус А.А., Кийтам А.А. Вероятностная модель технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та 1975, № 387, с. 177–186.

3. Аннус А.А., Бахверк А.Г., Кийтам А.А. Некоторые вопросы построения вероятностных моделей многостадийных технологических процессов. - В кн.: Разработка АСУ ТП и АСИ с обработкой данных при производстве силовых полупроводниковых приборов.- Таллин, НИИТЭЗ, 1978, с. 6–9.

4. Аннус А.А., Бахверк А.Г. Моделирование диффузионных процессов производства силовых полупроводниковых приборов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1976, № 409, с. 139–144.

5. Сироткин В.С., Пресс Ф.П. Управление технологическими процессами производства полупроводниковых приборов. М., Энергия, 1979. 208 с.

6. Кендалл М., Стюарт А. Статистические выводы и связи. М., Наука, 1973. 899 с.

7. Кендалл М., Стюарт А. Теория распределений. М., Наука, 1966. 587 с.

8. Аннус А.А. и др. Прогнозирование распределения электрических параметров тиристоров.-В кн.: Разработка систем сбора и обработки технологических данных в силовом полупроводниковом приборостроении. - Таллин, НИИТЭЗ, 1980, с. 40-43.

9. Аннус А.А. и др. Оценка точности и стабильности технологических процессов производства силовых полупроводниковых приборов - Электрическая промышленность, сер. Преобразовательная техника, 1978, вып. 12(107), с. 17-19.

10. Бахверк А.Г., Кийтам А.А. Применение порядковых статистик при оценивании параметров функциональных зависимостей. - В кн.: Разработка средств измерения, автоматизации и систем управления технологическими процессами в силовом полупроводниковом приборостроении. - Таллин, НИИТЭЗ, 1982, с. 62-66.

11. Аннус А.А., Бахверк А.Г. Алгоритмы оценивания параметров моделей по несинхронным наблюдениям.- Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1984, № 576, с. 27-37.

12. Кийтам А.А. К решению некоторых задач имитационной модели технологического процесса производства полупроводниковых приборов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1977, № 432, с. 143-151.

13. Кийтам А.А. К анализу моделей одного класса многостадийных технологических процессов методом вероятностного моделирования. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1978, № 457, с. 43-54.

14. Аннус А.А., Бахверк А.Г., Кийтам А.А. Машинное моделирование многостадийных технологических процессов при проектировании систем управления качеством. - Тезисы докладов УШ Всесоюзн. совещания по проблемам управления. Книга I. - Москва-Таллин, 1980, с. 195-197.

I5. Т а м м Б.Г., Т ы у г у Э.Х. Пакеты программ. - Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика, 1977, № 5, с. III-I24.

I6. Б а х в е р к А.Г. Экспериментальное исследование формирования электрических параметров тиристорной структуры. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I98I, № 5I0, с. 33-39.

A. Annus, A. Bachverk

Modeling of Multistage Discrete Technological Processes with Lot Processing of Semi-manufactured Products

Summary

The paper is concerned with model conctruction for multistage discrete technological processes. Steps of model building and a list of necessary methods for experimental data analyses are presented. Parameter estimation problems which arise due to lot processing of semi-manufactured products are considered and corresponding algorithms for specific nonsynchronous data are proposed. Process model is realised as simulation model. A list of realised software is presented. Model building experience gained from modeling thyristor fabrication process and results of practical exploitation of corresponding model are outlined.

№ 592

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 65.012.122

А. Кийтам, Э. Сакс

ПРИБЛИЖЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ МОНОТОННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ КОМПЕНСАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ МНОГОСТАДИЙНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

I. Характеристика задачи оптимизации систем компенсационного управления для нелинейных объектов

Применение систем компенсационного управления (СКУ) является эффективным специфическим способом уменьшения разброса для многостадийных технологических процессов (ТП) с групповой обработкой полуфабрикатов (ПФ) [I]. В настоящей статье рассматривается оптимизация СКУ для скалярных объектов, описываемых нелинейными монотонными моделями. При этом исходим из приведенных в [I] описаний СКУ и общей схемы процедуры оптимизации.

Рассмотрим функционирующую между двумя стадиями ТП СКУ с входом y, выходом w и режимным параметром x. Пусть плотность входа $p_y(y)$ равна нулю вне технологического допуска $[\varepsilon_y, \lambda_y]$. Отрезок $[\varepsilon_y, \lambda_y]$ разбивается на m интервалов $[y_{t-1}, y_t]$ и для каждого из них выбирается свой режим обработки x_t. Оптимизируемыми параметрами СКУ являются число интервалов (накопителей) m и совокупности границ интервалов $\{y_t\}$ и режимов обработки $\{x_t\}$.

Если P_m^* – достигаемая при числе интервалов m вероятность получения бездефектного ПФ на выходе, тогда оптимальным будет максимальное значение m, при котором

$$\Delta_m = P_m^* - P_{m-1}^* \geq \frac{s_o}{2r_o}, \qquad (I)$$

где s_o – затраты на хранение одного ПФ;

r_o – цена одного ПФ.

Вероятность P_m бездефектности ПФ на выходе при числе ин-

тервалов m зависит от $\{y_t\}, \{x_t\}$ и выражается в виде

$$P_m = \sum_{t=1}^{m} \int_{y_{t-1}}^{y_t} P(x_t, y)\, p_y(y)\, dy, \qquad (2)$$

где функция вероятности бездефектности (ФВБ) $P(x,y)$ обозначает вероятность получения годного по w ПФ в результате обработки ПФ с заданным значением y по режиму x. ФВБ $P(x,y)$ определяется моделью объекта и условиями бездефектности ПФ по w.

Известно, что для большинства встречающихся на практике распределений $p_y(y)$ оптимизация СКУ даже при линейной модели объекта требует применения численных методов оптимизации. В связи с этим целесообразно вывести достаточно простые явные зависимости для приближенной оценки оптимальных значений параметров СКУ. Согласно двухуровневой структуре оптимизации СКУ [I] требуются приближенные процедуры для оптимизации $\{x_t\}, \{y_t\}$ при фиксированном m, а также аппроксимирующие зависимости для оценки оптимума m^*. Например, для линейной модели в [2] указано, что разность Δm приблизительно прямо пропорциональна дисперсии входа y и зависит от формы распределения $p_y(y)$. Разработанные аппроксимирующие зависимости для вычисления m^* при линейной модели приведены в [3].

По сравнению с линейной СКУ оптимизация нелинейных СКУ усложняется за счет более сложной формы ФВБ $P(x,y)$. Для получения достаточно простых приближенных процедур оптимизации необходима аппроксимация $P(x,y)$ более простыми поверхностями. Поскольку в СКУ производится разбиение области изменения входа $[\varepsilon_y, \lambda_y]$ на интервалы, то представляется целесообразным использовать аппроксимацию $P(x,y)$ кусочно-полиномиальной функцией (второго порядка) по m образуемым интервалам.

2. Процедуры приближенной оптимизации

Далее рассмотрим нелинейные СКУ с ФВБ $P(x,y)$, которая удовлетворяет следующим требованиям:

I) $P(x,y)$ при фиксированном y унимодальна с максимумом при $x = \psi(y)$. Кривая $x = \psi(y)$ дает для ПФ со значе-

нием y оптимальный режим обработки и поэтому $x=\psi(y)$ назовем далее кривой настройки (КН);

2) кривая настройки $x=\psi(y)$ является монотонной в области изменения входа $[\varepsilon_y, \lambda_y]$.

Этим условиям удовлетворяют почти все встречающиеся в практике нелинейные СКУ.

Область x, y, представляющая интерес при оптимизации, находится в близости КН $x=\psi(y)$. Проекция линии $x=\psi(y)$ на поверхность $P(x,y)$ определяет линию максимальной вероятности M, являющуюся гребнем $P(x,y)$. Уравнения, описывающие линии M, при многих характерных для нелинейных объектов $P(x,y)$ являются сложными и малопригодными для аппроксимации. Поэтому рассмотрим вместо $P(x,y)$ поверхность

$$V(x,y) = S(x,y) - P(x,y), \qquad (3)$$

где $S(x,y)$ – является цилиндрической поверхностью, образующая которой параллельна оси x и проходит через линию M,

$V(x,y)$ – характеризует потери от применения неоптимальных режимов и имеет минимум, равный нулю на линии $x=\psi(y)$.

Легко видеть, что в каждой точке этой линии $V(x,y)$ локально является параболическим цилиндром, образующая которой направлена по касательной к $\psi(y)$. Поэтому в каждой точке существует линейное преобразование координат x, y, преобразующее $V(x,y)$ в полный квадрат. Минимизируя (вместо максимизации P_m) суммарные потери и аппроксимируя $V(x,y)$ в каждом интервале $[y_{t-1}, y_t]$ параболическим цилиндром, получим для оптимизации нелинейных СКУ упрощенный критерий в виде

$$V_m = \frac{1}{2}\sum_{t=1}^{m}\int_{y_{t-1}}^{y_t}(c_t y - b_t x)^2 p_y(y)\,dy \to \min, \qquad (4)$$

где c_t и b_t, $t=\overline{1,m}$ – являются значениями функций $c(y)$ и $b(x)$ соответственно, вычисленными в некоторых внутриинтервальных точках $y_{ot}, x_{ot} = \psi(y_{ot})$ на КН.

Функции $c(y)$ и $b(x)$ характеризуют нелинейность модели и зависят от частных производных на КН:

$$c(y)=\frac{P''_{xy}}{\sqrt{-P''_{xx}}}\Bigg|_{x=\psi(y)};\quad b(x)=\sqrt{-P''_{xx}}\Bigg|_{y=\psi^{-1}(x)}. \qquad (5)$$

В результате решения уравнений $\partial V_m/\partial x_t=0$ получим, что субоптимальными режимами $x_t, t=\overline{1,m}$ интервалов являются оптимальные по КН режимы для средних значений $\mu_t, t=\overline{1,m}$ входа y в интервалах:

$$x_t=\psi(y);\ \mu_t=\int_{y_{t-1}}^{y_t} y\,p_y(y)\,dy\Big/\int_{y_{t-1}}^{y_t} p_y(y)\,dy;\ t=\overline{1,m}. \qquad (6)$$

При (6) критерий (4) выражается в виде

$$V_m=\frac{1}{2}\sum_{t=1}^{m} c_t^2\int_{y_{t-1}}^{y_t}(y-\mu_t)^2 p_y(y)\,dy\to\min. \qquad (7)$$

Экстремальная задача (7) приводит к явным зависимостям определения оптимальных границ интервалов $\{y_t\}$ лишь при частных видах $c(y)$ и $p_y(y)$. Поэтому возникает необходимость применения дополнительных упрощений. Применяя доказанную в [4]теорему о среднем значении и решая соответствующую задачу нелинейного программирования методом множителей Лагранжа [5] аналогично [4], получим следующее уравнение определения приближенно-оптимальных для (7) границ интервалов $\{y_t\}$:

$$\int_{\varepsilon_y}^{y_t} c(y)\sqrt{p_y(y)}\,dy=\frac{t}{m}\int_{\varepsilon_y}^{\lambda_y} c(y)\sqrt{p_y(y)}\,dy;\ t=\overline{1,m-1}. \qquad (8)$$

Оптимальные значения $\{c_t\}$ выражаются при (8) в виде

$$c_t=\int_{y_{t-1}}^{y_t} c(y)\sqrt{p_y(y)}\,dy\Big/\int_{y_{t-1}}^{y_t}\sqrt{p_y(y)}\,dy;\ t=\overline{1,m}. \qquad (9)$$

Значения $\{c_t\}$ по (9) определяют точки $y_{ot}, x_{ot}=\psi(y_{ot})$, в которых выбираются аппроксимирующие параболические цилиндры. Приближенно-оптимальные $\{y_{ot}\}$ тем ближе к оптимальным по критерию (7) $\{y_t\}$, чем ближе $\{y_{ot}\}$ к $\{\mu_t\}$.

Зависимости (6), (8) являются достаточно простыми для приближенного определения $\{y_t\},\{x_t\}$ при фиксированном m. В то же время полученное решение слишком сложное для оценки оптимального числа интервалов m^*. Значение V_m^* при (8), (9) зависит от функций $c(y), p_y(y)$ на всем отрезке $[\varepsilon_y, \lambda_y]$ и

выделение количественных характеристик, определяющих изменение V_m^* при изменении m, затруднительно.

В связи с этим поставим задачу отыскания нелинейных преобразований $\tilde{x}=\tilde{x}(x), \tilde{y}=\tilde{y}(y)$ входных переменных для подходящего изменения формы поверхности $V(x,y)$. Естественно требовать, чтобы в новой системе координат $\tilde{x}, \tilde{y}$ локальные параболические цилиндры, аппроксимирующие $V(x,y)$, являлись бы одинаковыми во всех точках КН. Выражая $c(\tilde{y})$ и $b(\tilde{x})$ согласно зависимостям (5) для $P(x(\tilde{x}), y(\tilde{y}))$, получим из условия $c(\tilde{y}) = b(\tilde{x}) = 1$ дифференциальные уравнения

$$\frac{d\tilde{y}}{dy} = c(y), \quad \frac{d\tilde{x}}{dx} = b(x). \tag{10}$$

Решение (10) дает нелинейные преобразования в виде интегралов

$$\tilde{y} = \tilde{y}(y) = \int_{\varepsilon_y}^{y} c(y)\,dy; \quad \tilde{x} = \tilde{x}(x) = \int_{\varepsilon_x=\varphi^{-1}(\varepsilon_y)}^{x} b(x)\,dx. \tag{11}$$

При нелинейных преобразованиях (11) СКУ с входами $\tilde{x}, \tilde{y}$ является линейной СКУ с моделью

$$\tilde{z} = \tilde{y} - \tilde{x} \tag{12}$$

и с входной плотностью

$$p_{\tilde{y}}(\tilde{y}) = \left|\frac{dy}{d\tilde{y}}\right| p_y[y(\tilde{y})]. \tag{13}$$

Плотность $p_{\tilde{y}}(\tilde{y})$ отражает одновременно как характер нелинейности исходной модели, так и форму исходной входной плотности $p_y(y)$. Критерию (4) соответствует критерий минимизации дисперсии $\tilde{z}$ и процедурам (6), (8) процедуры приближенной оптимизации $\{\tilde{x}_t\}, \{\tilde{y}_t\}$ для линейной модели. Таким образом, оптимизация нелинейной СКУ сводится к оптимизации эквивалентной линейной СКУ с моделью (12) и для определения m^* можно применять разработанные в [3] для линейных СКУ аппроксимирующие зависимости.

Можно выделить три основных этапа приближенной оптимизации нелинейных СКУ:

1) Оценка дисперсии $\sigma^2(\tilde{y})$, коэффициентов асимметрии и эксцесса $\gamma_a(\tilde{y}), \gamma_e(\tilde{y})$ и плотности вероятности $p_{\tilde{y}}(\tilde{y})$ преобразованного случайного входа по (13) на основе (11);

2) Определение m^* с применением аппроксимирующих зависимостей для $\sigma^2(\tilde{y}), \gamma_a(\tilde{y})$ и $\gamma_e(\tilde{y})$ [3];

3) Определение приближенно-оптимальных $\{x_t\}, \{y_t\}$ при m^*. При сложных нелинейных моделях, для которых обратные преобразования $y = y(\tilde{y}), x = x(\tilde{x})$ не выражаются аналитически, целесообразно применять процедуру (8) вместе с (6). При аналитически выражаемых $y = y(\tilde{y}), x = x(\tilde{x})$ целесообразнее сперва определить $\{\tilde{y}_t\}, \{\tilde{x}_t\}$ для эквивалентной линейной СКУ, а затем вычислять $y_t = y(\tilde{y}_t)$, $x_t = x(\tilde{x}_t)$.

3. Оптимизация нелинейной модели с аддитивным шумом

Конкретизируем полученные процедуры оптимизации для практически важного частного класса нелинейных моделей: для моделей с аддитивным шумом.

Нелинейным моделям с аддитивным шумом соответствуют гомоскедастические объекты с нелинейным уравнением регрессии. Описание таких объектов СКУ задается в виде

$$P(x,y) = P(z) = \Phi\left(\frac{\lambda_w - z}{\sigma_\eta}\right) - \Phi\left(\frac{\varepsilon_w - z}{\sigma_\eta}\right)$$
$$z = E\{w \mid x, y\} = g(x,y), \qquad (14)$$

где $\Phi(\cdot)$ – функция распределения аддитивного нормированного шума;

σ_η^2 – дисперсия шума;

$g(x,y)$ – детерминированная монотонная по x, y функция, имеющая однозначные обратные функции $g_x^{-1}(z,y)$, $g_y^{-1}(z,x)$ по x и y соответственно;

ε_w, λ_w – технологический допуск для выхода w.

Для модели (14) КН $x = \psi(y)$ выражается в виде

$$x = \psi(y) = g_x^{-1}(z_0, y); \quad P'_z\Big|_{z=z_0} = 0, \qquad (15)$$

где центр настройки по выходу z_0 при симметричных распределениях шума находится в середине технологического допуска $z_0 = (\varepsilon_w + \lambda_w)/2$.

Функции $b(x)$ и $c(y)$ согласно (5) при (14) являются прямо пропорциональными линейным чувствительностям z относительно x и y соответственно на КН:

$$b(x) = \sqrt{T_0}\, g'_x[x, g_y^{-1} z_0, x)]; \quad c(y) = \sqrt{T_0}\, g'_y\,[g_x^{-1}(z_0, y), y]$$
$$T_0 = -P''_{zz}\Big|_{z=z_0}. \qquad (16)$$

Определяемые на основе (I6) нелинейные преобразования $\tilde{x}=\tilde{x}(x)$, $\tilde{y}=\tilde{y}(y)$ в виде (II) для многих нелинейных уравнений регрессии выражаются аналитически. В частности, для билинейной регрессии

$$z = g(x,y) = \beta(y+\beta_y)(x+\beta_x)+\beta_0 \qquad (I7)$$

с условиями монотонности $\beta_y \notin [-\lambda_y, -\varepsilon_y]$; $\beta_0 \notin [\varepsilon_w, \lambda_w]$ получим

$$\begin{aligned} &\psi(y)=(z_0-\beta_0)/\beta(y+\beta_y)-\beta_x,\ c(y)=(z_0-\beta_0)/(y+\beta_y),\\ &\tilde{y} = \tilde{y}(y)=\operatorname{sign}(y+\beta_y)\ln|y+\beta_y|,\\ &\tilde{x} = \tilde{x}(x)=\operatorname{sign}(y+\beta_y)\operatorname{sign}\left(\frac{z_0-\beta_0}{\beta}\right)\cdot\ln|x+\beta_x|\\ &\tilde{z} = \sqrt{T_0}\,|z_0-\beta_0|\left\{\tilde{y}-\operatorname{sign}\left(\frac{z_0-\beta_0}{\beta}\right)\tilde{x}-\ln\left|\frac{z_0-\beta_0}{\beta}\right|\right\}. \end{aligned} \qquad (I8)$$

При нелинейной модели с аддитивным шумом точность предложенных приближенных процедур оптимизации зависит от коэффициента детерминации модели ξ, выражаемого в виде

$$\xi = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_z^2+\sigma_y^2}; \quad \sigma_z^2 \cong |c(\mu_y)|^2\sigma_y^2, \qquad (I9)$$

где μ_y, σ_y^2 – являются средним значением и дисперсией входа y.

Точность процедур можно считать удовлетворительной при $\xi \leqslant 0{,}3$ для $m^* < 4$ и при $\xi \leqslant 0{,}7$ для $m^* \geqslant 4$.

Литература.

I. Аннус А.А., Бахверк А.Г., Кийтам А.А., Сакс Э.К. Алгоритмизация некоторых задач управления многостадийными дискретными технологическими процессами. – Наст. сб. с. I63–I75.

2. Кийтам А.А., Сакс Э.К. Уточнение решения приближенной оптимизации систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I984, № 576, с. 39–49.

3. Сакс Э.К. Программная реализация совокупности процедур оптимизации систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, I984, № 576, с. 5I–6I.

4. Кийтам А.А. Приближенная оптимизация алгоритмов компенсационного управления для многостадийных техноло-

гических процессов. II. - Автоматика и телемеханика, 1981, № 10, с. 177-182.

5. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. - М., Мир, 1975, 534 с.

A. Kiitam, E. Saks

Approximate Optimization of Nonlinear Monotonous Compensational Control Systems for Multistage Technological Processes

Summary

The paper is concerned with optimization of nonlinear monotonous scalar compensational control system. Approximate optimization procedures based in piecewise quadratic approximation are proposed. A linear system which is equivalent to initial nonlinear system in sense of optimization is synthesized. Finally, optimization procedures proposed are applied to practically important nonlinear systems with additive noise, including bilinear systems.

Содержание

I. Х. Силламаа. Динамика научных исследований кафедры автоматики ТПИ 1960-1985 3
2. О. Аарна. Оценивание состояния химико-технологических процессов... ..... I7
3. К. Райенд. Количественный анализ управляемости и наблюдаемости линейной модели объекта управления 39
4. В. Кукк. Методы и программные реализации машинного анализа электронных схем..... 49
5. В. Кукк, Э. Рюстерн. Метод лагерровских последовательностей..... 59
6. Е. Венделин. SPADE как инструментальная система для разработки пакетов программ проектирования электронных схем. 69
7. В. Леппиксон. Модели сигналов и линейных систем на базе системы 79
8. М. Вияр, М. Курм, К. Сильдару. Анализ электронных цепей в системе SPADE 93
9. М. Мин. Фазовая автоподстройка координатных сигналов в векторных измерительных преобразователях I03
I0. Т. Парве. Способы уменьшения погрешностей измерения параметров синхронными преобразователями дискретного действия..... III
II. Г. Вяльямяэ, Ю. Проодэ, И. Тильк. Холловский преобразователь перемещений I2I
I2. Г. Вяльямяэ, Б. Гордон, Л. Эйнер. Реометры для оценки качества бетонных смесей..... I33
I3. Ю. Реммель, Л. Эйнер. Колебательные вискозиметры, основанные на измерении декремента затухания..... I45
I4. Ю. Сепп, У. Уутма. Разработка микропроцессорных систем для реологических измерительных комплексов I53
I5. А. Аннус, А. Бахверк, А. Кийтам, Э. Сакс. Алгоритмизация некоторых задач управления многостадийными дискретными технологическими процессами I63

I6. А. Аннус, А. Бахверк. Моделирование многостадийных дискретных технологических процессов с групповой обработкой полуфабрикатов..... I77
I7. А. Кийтам, Э. Сакс. Приближенная оптимизация монотонных нелинейных систем компенсационного управления для многостадийных технологических процессов I87

Teaduslik Raamatukogu
ENSV TA
TALLINN
АН ЭССР
Научная библиотека

EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU
1 0200 00089855 5

руб. 1.30