

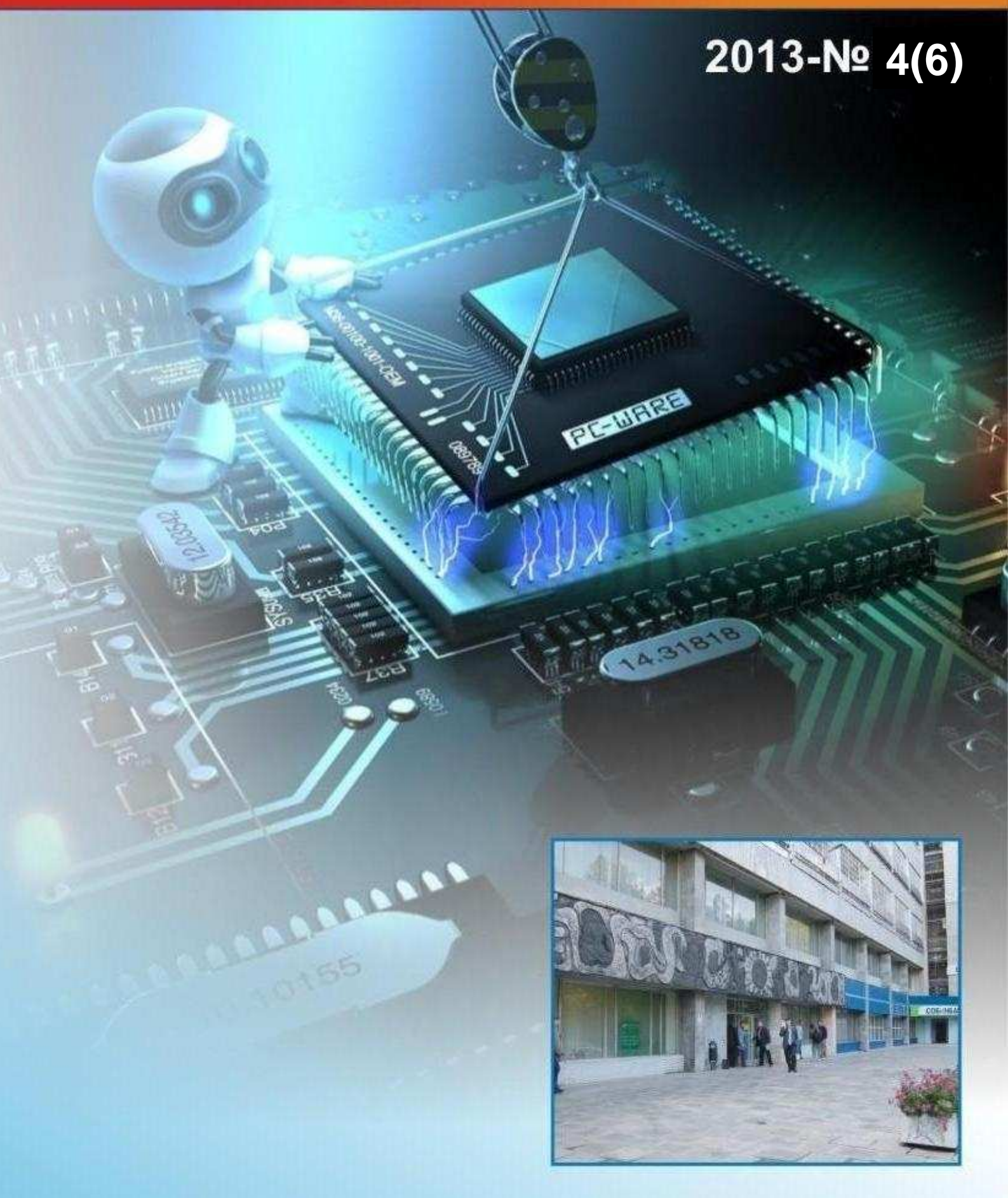


АВТОМАТИКА И ПРОГРАММНАЯ ИНЖЕНЕРИЯ



НОВОСИБИРСКИЙ ИНСТИТУТ
ПРОГРАММНЫХ СИСТЕМ

2013-№ 4(6)



Главный редактор д.т.н., доцент В.А. Жмудь, заведующий кафедрой автоматике
ФГБОУ ВПО «Новосибирский государственный технический университет» (НГТУ),
зам. директора ОАО «Новосибирский институт программных систем» (НИПС), **Россия**
Ответственный секретарь д.т.н., доцент Г.А. Французова, НГТУ, **Россия**

Редакционная коллегия:

Александр Валерьевич Ляпидевский	Директор ОАО «Новосибирский институт программных систем» (ОАО «НИПС»), к.э.н., Россия
Анатолий Сергеевич Востриков	Профессор кафедры Автоматики НГТУ, д.т.н., Заслуженный преподаватель РФ, академик МАН ВШ, Россия
Владимир Иванович Гужов	Профессор кафедры Вычислительной техники Новосибирский государственный технический университет, Россия
Shiva S. Mahapatra	Professor in the Department of Mechanical Engineering, NIT Rourkela, India
Hubert Roth	Head of the Department of Automatic Control Engineering of University if Siegen, Professor, Germany
You Bo	Director of Institute of Robotics and Automation Technology, Dean of School of Automation, Professor, Harbin University of Science and Technology, China
Любомир Ванков Димитров	Декан машиностроительного факультета Технического университета Софии, доктор, профессор, Болгария
Ярослав Носек	Профессор факультета мехатроники, информатики и междисциплинарного образования Технического университета г. Люберец, доктор, Чехия
Неъматжон Рахимович Рахимов	Руководитель лаборатории Оптоэлектронного метода неразрушающего контроля» СГГА., профессор, д.т.н., Россия, Узбекистан
Геннадий Павлович Цапко	Заведующий кафедрой автоматики и компьютерных систем Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ), директор Научно-образовательного центра CALS-технологий, профессор, д.т.н., академик Международной академии информатизации, Россия
Александр Максимович Малышенко	Профессор кафедры интегрированных компьютерных систем управления НИТПУ, д.т.н., Россия
Василий Васильевич Губарев	Заведующий кафедрой Вычислительной техники НГТУ, профессор, д.т.н., Заслуженный деятель науки, Заслуженный работник высшей школы РФ, академик РАЕН, академик МАИ, Россия

Александр Александрович Воевода	Профессор кафедры Автоматики НГТУ, д.т.н., академик МАН ВШ, Россия
Вадим Яковлевич Копп	Заведующий кафедрой автоматизированных приборных систем Севастопольского национального технического университета, Заслуженный деятель науки и техники Украины, д.т.н., профессор, Украина
Евгений Владимирович Рабинович	Профессор кафедры Вычислительной техники НГТУ, д.т.н., профессор, Россия
Михаил Геннадьевич Гриф	Заведующий кафедрой Автоматизированных систем управления НГТУ, д.т.н., профессор, Россия
Vimal J. Savsani	Associate Professor at B. N. Gardi college of engineering and technology, Surat, India
Борис Дмитриевич Борисов	Заведующий лабораторией Института Лазерной физики СО РАН (ИЛФ СО РАН), д.т.н., Россия
Сергей Леонидович Миньков	Заведующий кафедрой информационного обеспечения инновационной деятельности Национального исследовательского университета «Томский государственный университет», к.ф.-м.н, ст.н.сотр., чл.-корр. МАИ, Россия
Борис Викторович Поллер	Заведующий лабораторией Института Лазерной физики СО РАН (ИЛФ СО РАН), д.т.н., Россия
Татьяна Владимировна Авдеенко	Заведующий кафедрой Экономической информатики НГТУ, профессор, д.т.н., Россия
Баярын Бат-Эрдэнэ	Заместитель директора по научным исследованиям и инновациям Энергетического Института Монгольского государственного университета науки и технологии, к.т.н. асс. профессор. Монголия
Анатолий Михайлович Корилов	Зав. кафедрой автоматизированных систем управления и радиоэлектроники ТУСУРа, профессор, д.т.н., акад. МАН ВШ, специалист в области системного анализа и ТАУ. Россия
Виталий Сергеевич Щербаков	Декан факультета «Нефтегазовая и строительная техника», д.т.н., профессор СибАДИ, Омск, Россия
Алексей Александрович Руппель	И.о. зак. каф. АПП и Э, к.т.н., доцент СибАДИ, Омск, Россия
Сэнгэ Самбуевич Ямпиров	Профессор каф. «Биомедицинская техника» ПАПП, д.т.н., Улан-Удэ, Россия

**Владимир Иванович
Гололобов**

Руководитель лаборатории ОАО «НИПС», к.т.н., **Россия**

Михаил Витальевич Калинин

Руководитель отдела ОАО «НИПС», **Россия**

Константин Витальевич Змеу

Доцент, к.т.н., Заведующий кафедрой Технологий
промышленного производства, Инженерной школы
Федерального дальневосточного университета,
Владивосток, **Россия**

УДК 681.2; 681.3; 681.5; 681.7

Учредитель журнала:

Открытое акционерное общество «Новосибирский институт программных систем»

Сайт организации: www.nips.ru

Свид. о регистрации ПИ № ФС77-55079

Адрес редакции:

630090, Россия, Новосибирск, просп. Академика Лаврентьева, 6/1,
ОАО «НИПС», заместителю директора по науке

e-mail: oao_nips@bk.ru

web: <http://ait.cs.nstu.ru/content/ape>

Подписано в печать 24 декабря 2013 г.

Оглавление

I. Автоматика. Автоматизированные системы.....	6
Особенности работы с ЖКИ дисплеем NOKIA 5110.....	8
Концепция энергосберегающих регуляторов	14
II. Робототехника. Программные средства и системы.	
Свободное программное обеспечение.	
Открытое программное обеспечение.....	22
Плагины Eclipse для ускорения разработки программ цифровых систем управления...	24
Система PREMIS как платформа для создания уникальных систем управления.....	35
III. Инновационные технологии. Перспективные технологии.	
Моделирование систем.....	39
Исследование методов эмпирической настройки регуляторов.....	41
IV. Измерительные средства и системы.....	54
Оценивание оптимальных параметров многопараметрических пороговых функций алгоритмов вейвлет-фильтрации.....	56
V. Популярные статьи. Введение в специальность.	66
Применение ЦАП и АЦП в системах управления высшей точности	68
VI. Дискуссии. Форум. К сведению авторов.....	80
К новым гипотезам в области трактовки понятий электродинамики, гравидинамики и физического вакуума	82
К вопросу об обобщении диаграммы Вышнеградского.....	90
Требования к публикациям в научном электронном журнале «Автоматика и программная инженерия».....	96
Content	98

I. Автоматика. Автоматизированные системы.

Содержание раздела:

- А.Ю. Ивойлов, В.А. Жмудь, А.В. Ескин, В.Г. Трубин. Особенности работы с ЖКИ дисплеем NOKIA 5110. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 4 (6). С. 8–13. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).
- В.А. Жмудь, А.В. Касторный. Концепция энергосберегающих регуляторов. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 4 (6). С. 14–21. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).

Особенности работы с ЖКИ дисплеем NOKIA 5110

А.Ю. Ивойлов, В.А. Жмудь, А.В. Ескин, В.Г. Трубин
ФГБОУ ВПО НГТУ, Новосибирск, Россия

Аннотация: Рассматриваются основные вопросы возникающие при работе с ЖКИ дисплеем Nokia 5110 на примере модуля ввода-вывода информации на базе отладочной платы STM32VLDISCOVERY.¹

Ключевые слова: Микроконтроллер, STM32, STM32DISCOVERY, NOKIA 5110, Модуль ввода-вывода.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время повсеместное применение получила цифровая техника и оборудование. От бытовых приборов, таких как электронные часы, цифровой термометр, ПК или сотовый телефон до промышленных систем управления производством и космических технологий. Во всех этих системах требуется обмен информацией с пользователем или оператором. Осуществляется этот обмен посредством устройств ввода и вывода информации.

В недалеком прошлом основным устройствами отображения информации на производстве являлись индикационные элементы, такие как светодиоды, а так же семисегментные индикаторы. Сегодня широкое распространение получили жидкокристаллические дисплеи. Небольшие размер и энергопотребление позволяют применять их в самых различных системах. С помощью ЖК-дисплея возможно организовать удобный интерфейс управления системой и обеспечить лучшее отображение различного вида графической информации, от текстовых и числовых данных до различных графиков и схем.

Зачастую в электронных устройствах применяются законченные модули ввода-вывода. Такие модули содержат блок индикации, реализованный на светодиодах или ЖКИ дисплея, блок ввода информации и управляющий микроконтроллер. В данной статье описывается создание и работа модуля ввода-вывода информации на базе отладочной платы STM32VLDISCOVERY и ЖКИ дисплея Nokia5110.

ДИСПЛЕЙ NOKIA5110

Основные характеристики

Для начала необходимо рассмотреть характеристики дисплея, на основе которого делается модуль ввода-вывода. Это монохромный ЖК-дисплей с разрешением экрана 84x48 точек. Управляется встроенным драйвером PCD8544. В дисплей так же встроены генераторы напряжения питания и напряжения смещения ЖК-элементов, светодиодная подсветка. Интерфейс ввода информации – SPI. Дисплей может работать в четырех режимах: нормальный, инверсия изображения, пустой экран, «все точки включены». Так же пользователю доступно управление температурным режимом, напряжением питания и смещения. Основные электрические параметры приведены ниже. Более подробную информацию можно получить из документации на дисплей [1].

- напряжение питания: 2,7 – 3,3В;
- ток: до 320мкА;
- частота тактирования: до 4МГц;
- время сброса: не менее 100нс;
- температурный диапазон: -25 – +70 °С.

Структура дисплея

Дисплей представляет собой матрицу ЖК-элементов и драйвер для их управления, размещенные в одном корпусе, который крепится к плате. На ней так же размещены четыре светодиода подсветки экрана. Внешний вид дисплея представлен на рисунке 1.



Рис. 1 - Внешний вид дисплея NOKIA 5110

¹ Работа выполнена по заданию Министерства образования и науки РФ, проект №7.599.2011, Темплан, НИР № 01201255056.

Блок схема встроенного контроллера дисплея представлена на рисунке 2.

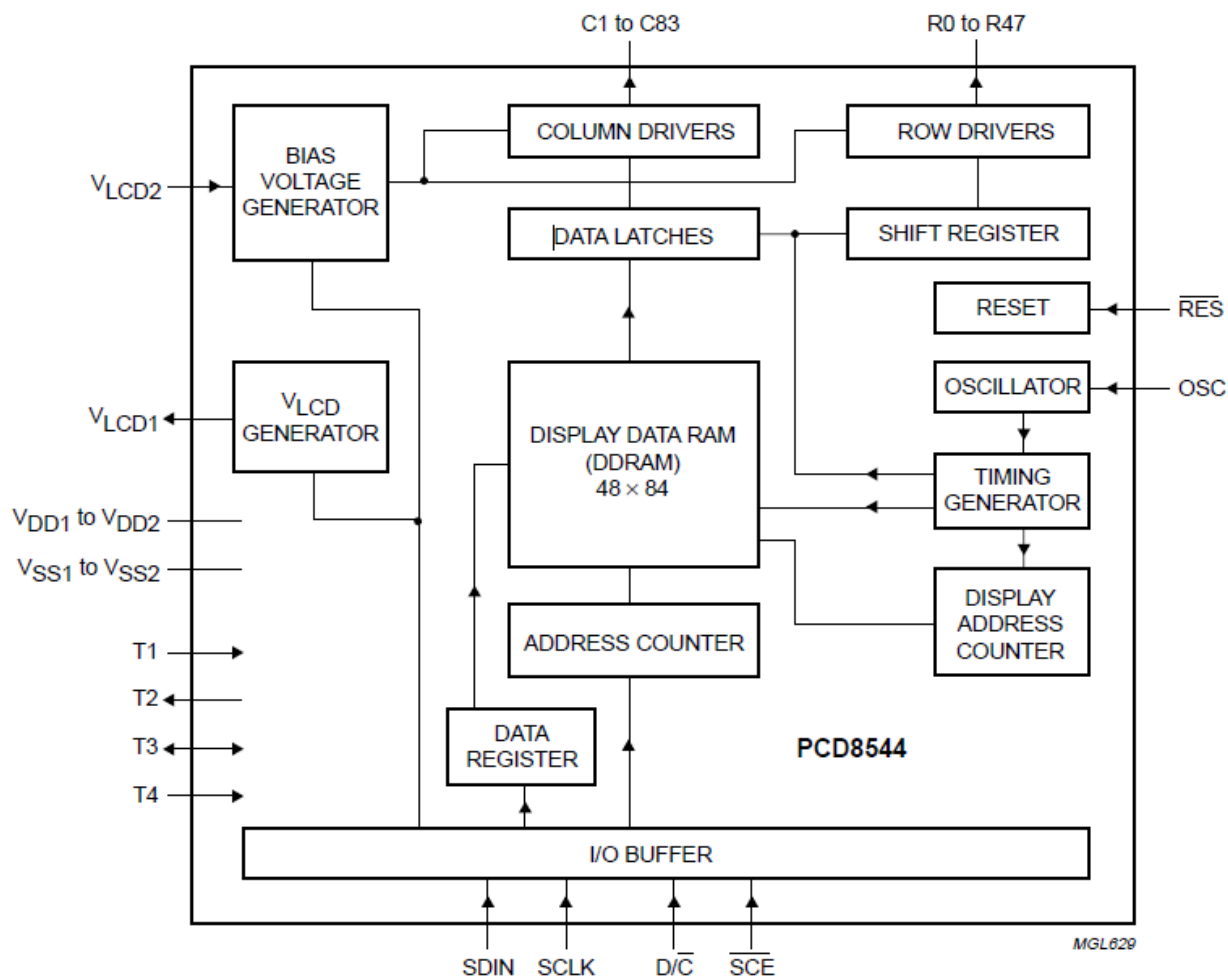


Рис.2 – Блок-схема дисплея

Как видно из блок-схемы, информация о состоянии точек дисплея хранится в оперативной памяти контроллера, каждой точке соответствует один бит памяти. Так же встроен счетчик адреса, который автоматически увеличивается при записи очередного байта информации в память. Подробнее об управлении дисплеем будет сказано в разделе Команды управления.

Особенности управления

Управление дисплеем осуществляется по интерфейсу SPI, дисплей является ведомым устройством. Однако, вместо обычных четырех линий управления в этом дисплее присутствуют лишь три. Это линия тактирования CLK, линия выбора кристалла SCE и линия входных данных MOSI. Линия выходных данных MISO отсутствует. Эта особенность приводит к необходимости применять специальные методы управления, подробнее об этом будет сказано ниже. Работает интерфейс в режимах SPI-0 или SPI-3. В дисплее присутствует также дополнительная линия управления Информация/Команда – D/C. Каждый байт, передаваемый в дисплей, может быть интерпретирован или как слово команды, или как информационный байт, в зависимости от уровня напряжения на линии D/C. Теперь рассмотрим особенности, связанные с

управлением дисплеем.

Как уже было сказано выше, первая особенность состоит в том, что в SPI-интерфейсе отсутствует линия MISO. Это означает, что передача информации однонаправленная, и считать данные из памяти и регистров дисплея невозможно. Поэтому, в программе необходимо предусмотреть возможность контролировать состояния дисплея. Однако, есть еще одна особенность, которая существенно усложняет управление. Эта особенность связано с организацией памяти дисплея. На рисунке 3 приведена структура памяти. Память состоит из шести банков, в каждом из которых находится 84 ячейки емкостью один байт.

Это означает, что запись информации в память осуществляется побайтно, а не побитно, и, следовательно, нет возможности управлять каждой точкой в отдельности, а лишь группами по восемь точек. Это в сочетании с тем, что информация из памяти дисплея не может быть считана, приводит к тому, что перед отправкой необходимо запоминать, какие данные в какой ячейке хранятся. В противном случае при отправке новых данных в дисплей можно потерять информацию. Эту особенность иллюстрирует рисунок 4. Поэтому, при написании управляющей программы необходимо

предусмотреть возможность хранения данных.

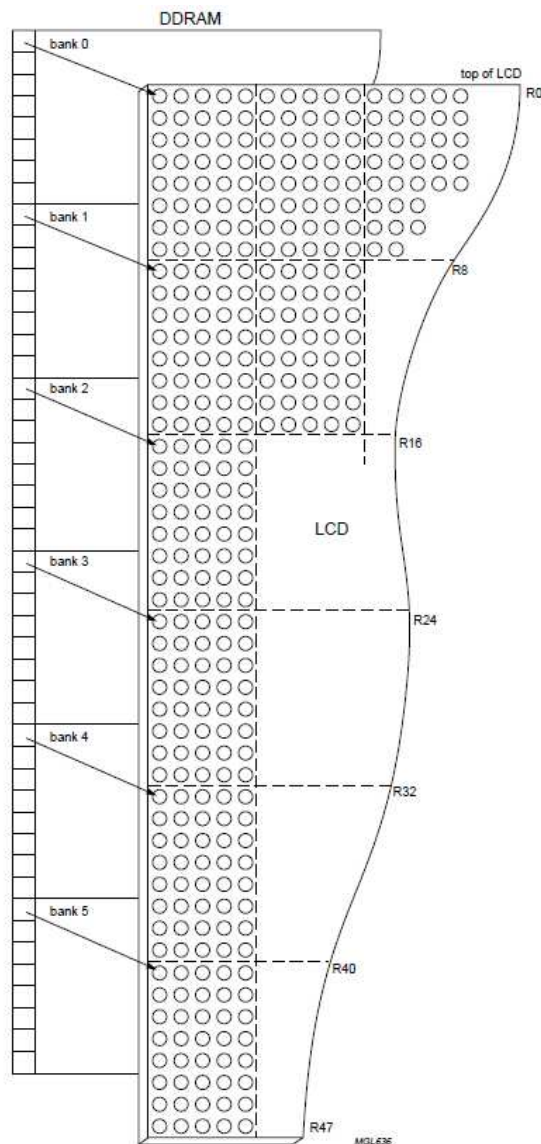


Рис. 3 - Внешний вид дисплея NOKIA 5110

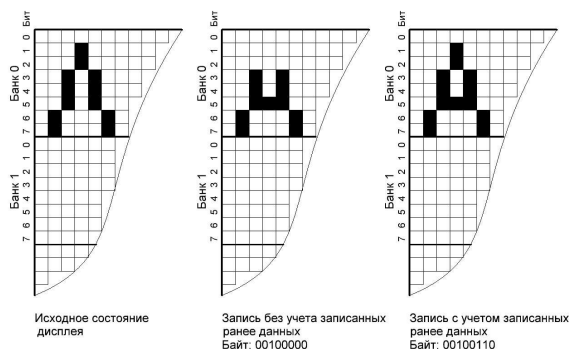


Рис. 4 - Пояснение к работе дисплея. Замена символа «Л» на символ «А»

Например, можно использовать в качестве промежуточной памяти память управляющего контроллера, в которой будет храниться копия данных в дисплее. Перед отправкой необходимо корректировать данные, в зависимости от того, какая информация хранится в промежуточной памяти. Именно такой подход был реализован

при написании библиотеки дисплея. Подробнее о ней будет сказано в разделе Программная часть.

Команды управления

Управление дисплеем осуществляется путем отправки командного слова в дисплей. Размер слова – 1 байт. Все команды управления разделены на две категории – функции управления, основные функции и расширенные функции. Ниже приведен список функций дисплея и краткое описание каждой из них.

Функции управления

Установить тип функций

Устанавливает, с каким типом функций работает дисплей – основными или расширенными.

Установить режим питания

Включает или отключает питание дисплея.

Установить режим адресации

Определяет тип адресации памяти – вертикальный или горизонтальный. В первом случае после записи байта данных будет увеличен счетчик Y-адреса, то есть, запись будет идти по столбцам. Во втором – счетчик X-адреса, запись будет идти по строкам.

Основные функции

Установить режим отображения

Определяет режим отображения информации дисплеем – пустой экран, все точки экрана включены, нормальное отображение информации, инверсное отображение информации.

Установить X-адрес

Устанавливает X-адрес ячейки, куда будет записан следующий байт.

Установить Y-адрес

Устанавливает Y-адрес ячейки, куда будет записан следующий байт.

Расширенные функции

Установить температурный режим

Определяет температурный режим дисплея

Установить напряжение смещения

Определяет напряжение смещения ЖК-элементов дисплея.

Установить напряжения питания

Определяет напряжение питания ЖК-элементов дисплея.

Три функции управления определяются одним командным словом. Это слово необходимо отправить в дисплей в начале работы с ним. Формат слова следующий:

0 0 1 0 0 PD V H

Где бит PD определяет режим питания, бит V – режим адресации, бит H – тип функций, с которыми будет идти дальнейшая работа – основные или расширенные. Как видно, необходимо запоминать текущее состояние дисплея, чтобы при установке нового значения какого-либо одного параметра не потерять информацию о значениях других.

Работа с основными и расширенными функциями проще, поскольку каждой из них соответствует отдельное командное слово.

Необходимо только помнить, что для работы с определенным типом функций необходимо перевести дисплей в режим работы с этим типом функций. Иначе отправка слова команды приведет к некорректному выполнению этой команды. Более подробную информацию о командах управления можно получить в документации на дисплей со страницы 11 [1].

АППАРАТНАЯ ЧАСТЬ

Семейство отладочных плат STM32

Компания STMicroelectronics наряду с микроконтроллерами выпускает также и отладочные платы для них. На данный момент существуют платы для четырех семейств микроконтроллеров: STM32F1xx, STM32F2xx, STM32F3xx и STM32F4xx. Использование этих плат позволяет изучить возможности каждого семейства, выработать методику написания программ для той или иной периферии микроконтроллера. На платах помимо микроконтроллера установлены отладчик-программатор ST-Link, светодиоды, датчики, внешняя память и другие устройства.

STM32VLDISCOVERY

В устройстве используется отладочная плата для микроконтроллера STM32F100RBT6B. Загрузка программы осуществляется с ПК через USB-интерфейс. Непосредственно в контроллер программа загружается через ST-Link. Помимо контроллера плата содержит следующие элементы [2]:

- микросхема загрузки и отладки ST-Link;
- USB-разъем;
- выводы для внешнего источника питания 5В и 3,3В;
- кнопка сброса;
- пользовательская кнопка;
- пользовательские светодиоды;
- кварцевый резонатор на 8МГц

Внешний вид платы представлен на рисунке 6.



Рис 6 - Внешний вид отладочной платы STM32VLDISCOVERY

Общая схема модуля

Для подключения дисплея используются восемь выводов. Схема подключения и назначение выводов приведены ниже.

Согласно технической документации ток потребления дисплея не превышает 320 мкА, а максимально допустимый ток вывода микроконтроллера составляет 20 мА. Измерение величины тока светодиодной подсветки дают величину около 6мА. Следовательно, все выводы дисплея можно напрямую подключить к выводам микроконтроллера. Вывод сброса следует «подтянуть» к земле. Схема подключения дисплея к плате приведена на рисунке 7.

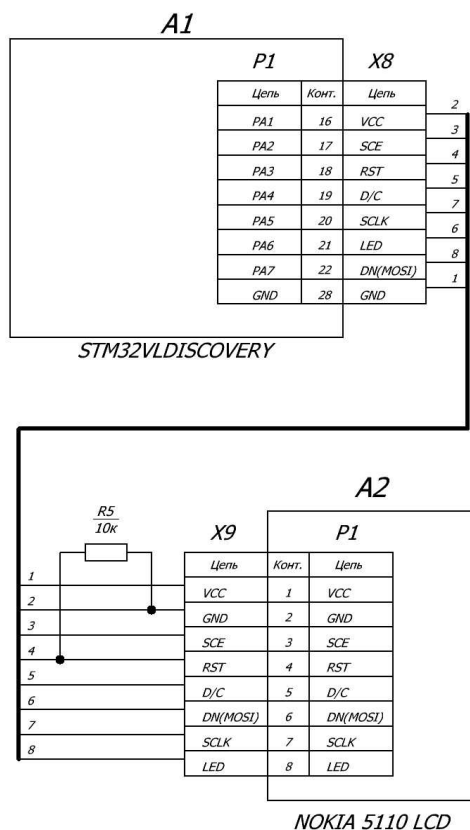


Рис. 7 – Схема подключения дисплея к плате

ПРОГРАММНАЯ ЧАСТЬ

Структура библиотеки

Для работы с дисплеем была написана библиотека на языке C++. В данной библиотеке определен класс дисплея. В качестве свойств класса использовались переменные, в которых хранятся данные о текущем состоянии дисплея, а так же массив, в котором хранится копия данных в ОЗУ дисплея. Необходимость такого подхода была обоснована в разделе Особенности управления дисплеем. Методы класса были разделены на две категории – вспомогательные и основные. Вспомогательные методы реализуют инициализацию дисплея, отправку данных по SPI и другие служебные функции. Основные же методы реализуют отображение графической информации трех типов: текстовая, растровая и векторная графика. Ниже более подробно описана реализация этих трех типов графики.

Векторная графика

На рисунке 8 представлен пример отображения векторной графики. Реализован вывод четырех типов фигур: точки, линии, эллипса и прямоугольника. Вывод точки осуществляется достаточно просто. Сначала по заданному у-адресу определяется бит внутри байта, который соответствует точке на экране, затем вычисляется x- и y-адреса ячейки памяти, куда будет отправлен байт. Перед отправкой необходимо дополнить полученный байт битами, которые соответствуют точкам экрана из той же

ячейки, чтобы не потерять информацию о них.

Линия выводится путем вычисления координат точек, из которых эта линия состоит, и вывода на экран этих точек. Однако необходимо учесть одно обстоятельство. Чтобы в линии не было разрывов, необходимо предварительно вычислить угол ее наклона. В случае, если он меньше 45 градусов, необходимо задавать x-координаты и вычислять соответствующие им y-координаты точек. В противном случае все делается наоборот.

Прямоугольник формируется путем вывода четырех линий. Для эллипса использован следующий подход. Перед выводом точки ее координаты проверяются вхождение в область, которая описывается уравнением эллипса. Если координаты попадают в эту область, точка выводится, иначе – нет. В случае, если эллипс или прямоугольник имеет не пустой фон, алгоритм этот несколько усложняется.

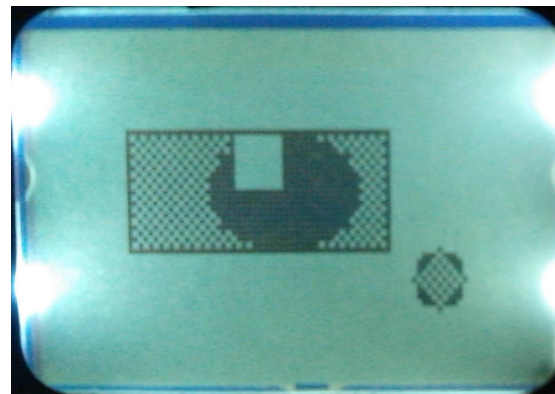


Рис. 8 – Пример отображения векторной графики

Растровая графика

В режиме растровой графики реализован вывод изображения, размером 84x48 точек. Делается это путем побайтного заполнения памяти дисплея информацией, соответствующей точкам этого изображения. На рисунке 9 приведен пример отображения растровой графики.

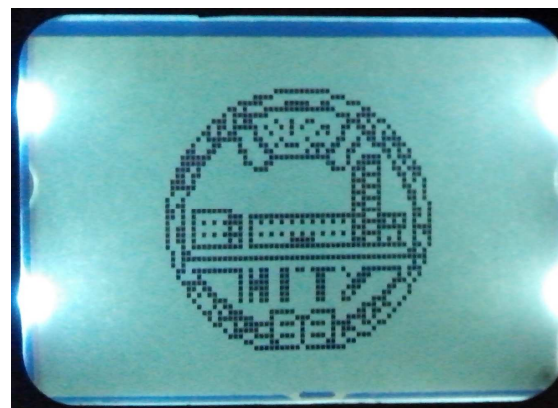


Рис. 9 – Пример отображения растровой графики

Тестовая информация

Вывод текстовых символов реализован так же, как и вывод растрового изображения, с той лишь разницей, что размер его много меньше – всего 8 на 6 точек. Этот размер един для всех символов, что удобно. Единственная особенность возникает при отображении символов, где есть подстрочные элементы, такие как «Ц» или «Щ». Они по отношению к остальным как бы сдвинуты на одну точку вверх. Поэтому при выводе строки необходимо эти символы смещать на одну точку вниз. В библиотеке реализована функция вывода строки, этот сдвиг производит автоматически. На рисунке 10 приведен пример отображения текстовой информации.

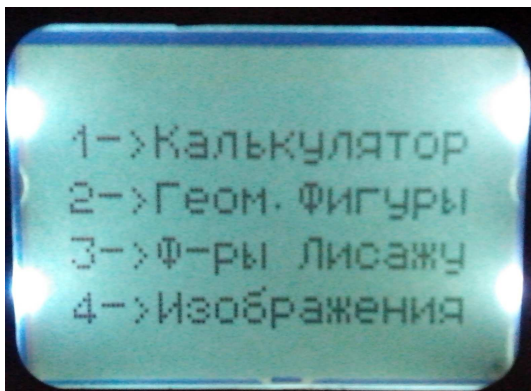


Рис. 10 – Пример отображения тестовой информации

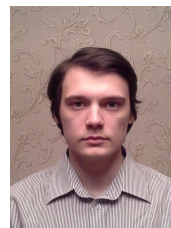
ВЫВОДЫ

- ЖКИ является простым по подключению и управлению устройством. Он может применяться в различных системах как недорогое устройство отображения информации.
- Разработана библиотека, реализующая отображение на ЖКИ различной информации – текстовой, а так же растровых и векторных изображений.
- С помощью отладочной платы STM32VLDISCOVERY можно создать макет устройства на основе контроллера STM32 в небольшие сроки. Макет позволяет отработать алгоритм управления, реализацию функциональных возможностей будущего устройства перед созданием его окончательной версии.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Philips Semiconductors PCD8544 48 x 84 pixels matrix LCD controller/driver [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.sparkfun.com/datasheets/LCD/Monochrome/Nokia5110.pdf>

[2] Официальный STMicroelectronics STM32VLDISCOVERY STM32 value line Discovery [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/user_manual/CD00267113.pdf



Ивойлов Андрей Юрьевич - магистрант кафедры Автоматики факультета АВТ НГТУ
E-mail: iaul3hv@mail.ru



Алексей Викторович Ескин - ведущий инженер ООО «КБ Автоматика»,
E-mail: kba-elma@bk.ru



Вадим Аркадьевич Жмудь – заведующий кафедрой Автоматики НГТУ, профессор, доктор технических наук, автор более 200 научных статей, включая 10 патентов и 6 учебных пособий. Область научных интересов и компетенций – теория автоматического управления, электроника, лазерные системы, оптимизация, измерительная техника.
E-mail: oao_nips@bk.ru



Виталий Геннадьевич Трубин - зав. лаб. кафедры Автоматики НГТУ, директор ООО «КБ Автоматика». Автор 18 научных статей. Область интересов – разработка специализированной электроники.
E-mail: trubin@ngs.ru

Концепция энергосберегающих регуляторов

Жмудь В.А., Касторный А.В.
ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия)

Аннотация. Управление объектами в контуре с отрицательной обратной связью широко применяется в науке и технике [1]. При этом регулятор рассчитывается, исходя из математической модели объекта управления и цели регулирования, осуществляется расчет регулятора, который обеспечивает устойчивость, точность и требуемое качество переходного процесса в системе при изменении предписанных значений выходной величины (задания). Как правило, регулятор оптимизируют для обеспечения требуемых динамических и статических свойств системы, не принимая в расчет энергетические показатели переходного процесса. В ряде случаев экономия затрат энергии при управлении является ключевой потребностью проекта.²

Ключевые слова: численная оптимизация, энергосбережение, регуляторы, автоматика, моделирование, динамические системы, точность управления

ВВЕДЕНИЕ

В современных системах управления механическими системами и транспортными объектами все шире применяются автоматические структуры на основе контура с отрицательной обратной связью [1, 2]. В таких системах объект управления является частью петли, в которой также присутствует измеритель реального состояния объекта, формирователь предписанного состояния и регулятор, обеспечивающий переход объекта из реального состояния в предписанное. При этом регулятор рассчитывается, исходя из математической модели объекта и необходимости обеспечения требуемой статической и динамической точности. Зачастую в эти требования включают специфический вид переходного процесса, например, отсутствие перерегулирования, или ограничение его максимального значения, и (или) минимизацию времени переходного процесса и так далее.

При управлении транспортными системами или сложными механическими объектами количество изменений задания (предписанного значения для выходной величины) может быть достаточно велико на протяжении некоторого времени функционирования. Если в задачу не вводить требование минимальных затрат энергии при управлении, то суммарные затраты энергии могут существенно варьировать в зависимости от результата расчета регулятора. Для некоторых

транспортных задач такой подход не желателен, поскольку минимизация энергетических затрат не только важна, но может оказаться ключевой задачей управления.

Например, при межпланетных перелетах космических зондов данная локальная постановка задачи коррекции траектории вытекает именно из глобальной задачи минимизации расходов топлива. Даже небольшой в процентном соотношении перерасход топлива на протяженной траектории может привести к неоправданному увеличению массы спутника (вместе с топливом), которую необходимо вывести на орбиту. Это, в свою очередь, приводит к необходимости увеличения затрат топлива на старте. Это также повышает массу космического корабля и так далее. Поэтому увеличение требуемого запаса топлива, например, на 5 %, может вызвать необходимость увеличения массы корабля на старте на 20 % и более.

Простым подходом к решению подобных задач является численная оптимизация регулятора с применением критерия, в который входят энергетические затраты. Но только на основании этого критерия оптимизацию осуществлять нельзя, поскольку требуется ввести в него также и цель управления, а именно: изменение выходной величины по заданному закону от изменений задания.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В простейшем виде систему автоматического управления можно представить в виде контура, показанного на рис. 1 [1, 2].

Здесь выходная величина $Y(t)$ должна быть по возможности как можно более близка к заданию $V(t)$, ошибка управления $E(t)$ равна разности этих величин; регулятор преобразует эту ошибку в управляющий сигнал $U(t)$, который, воздействуя на вход объекта, заставляет его выходную величину приближаться к заданию, снижая ошибку.

Отрицательный знак обратной связи означает, что воздействие контура противоположно по знаку возмущению, которое вызвало это воздействие. Целью регулирования обычно является поддержка приближенного равенства выходной величины $Y(t)$ ее предписанному значению, заданию $V(t)$.

² Работа выполнена по заданию Министерства образования и науки РФ, проект №7.599.2011, Темплан, НИР № 01201255056.

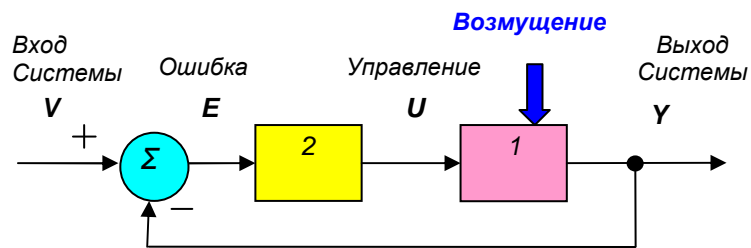


Рис. 1. Структурная схема простейшей системы с отрицательной обратной связью: 1 – объект, 2 – регулятор

В простейшем виде это требование задается соотношением для случая ступенчатого скачка $V(t)$:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Y(t) = V(t). \quad (1)$$

Как правило, наиболее успешным регулятором считается тот, который обеспечивает наилучший переходный процесс. Критерием качества переходных процессов служит совокупность показателей: быстродействие, отсутствие или малая величина перерегулирования, небольшая величина остаточной погрешности.

Одним из способов оценки качества системы является вычисление целевой функции, представленной как интеграл от модуля или квадрата ошибки, или иных показателей на ее основе [3–6]. Такая целевая функция позволяет осуществлять автоматическую численную оптимизацию коэффициентов регулятора. Например, эффективно использование целевой функции следующего вида:

$$\Psi_1 = \int_0^T |E(t)| dt, \quad (2)$$

или ее модификаций [2]. Здесь T – время до достижения задачи управления. Модификации состоят в ведении под интеграл дополнительных слагаемых, которые равны нулю или принимают малое значение при удовлетворительном переходном процессе, но резко возрастают при признаках неудовлетворительного качества этих процессов [3].

При этом затраты энергии на управление не принимаются в расчет.

Затраты энергии можно описать как интеграл от квадрата управляющего воздействия:

$$P = \int_0^T U^2(t) dt. \quad (3)$$

Экономия энергетических затрат целесообразна лишь при условии достижения цели управления. Из целей управления в этом случае, как правило, целесообразно исключить достижение наилучшего быстродействия.

Нами предлагается изъять из рассмотрения

характеристики переходного процесса. Вместо этого можно предложить требование достижения ошибки требуемой малой величины к наперед заданному времени после окончания процесса переключения управления, то есть после скачкообразного изменения задания.

Если управление должно перевести систему из одного статического состояния в другое, то, по-видимому, также целесообразно достижение к этому же времени пренебрежимо малой производной от выходной величины (что в данном случае тождественно малой величины производной ошибки). Поэтому задача оптимизации может быть сформулирована следующим образом: требуется достижение минимума интеграла (3) при условии достижения следующего соотношения:

$$t > \theta \Rightarrow |E(t)| \leq \xi; |dE(t)/dt| \leq \zeta. \quad (4)$$

Здесь θ – предписанное время достижения цели, ξ, ζ – предписанные максимальные значения для ошибки и ее производной.

2. МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Для решения поставленной задачи предлагается использовать метод численной оптимизации регуляторов. Целевая функция при этом может быть сформирована, например, в следующем виде:

$$\Psi_2 = \int_0^T \{U^2(t) + F_{III}[k_n]\} dt. \quad (5)$$

Здесь F_{III} – штрафная функция, зависящая от параметров регулятора k_n . Эта функция должна принимать большие значения при невыполнении соотношения (4), и пренебрежимо малое значение при его выполнении. На рис. 2 показана структурная схема для оптимизации регулятора с целью достижения минимума энергетических затрат.

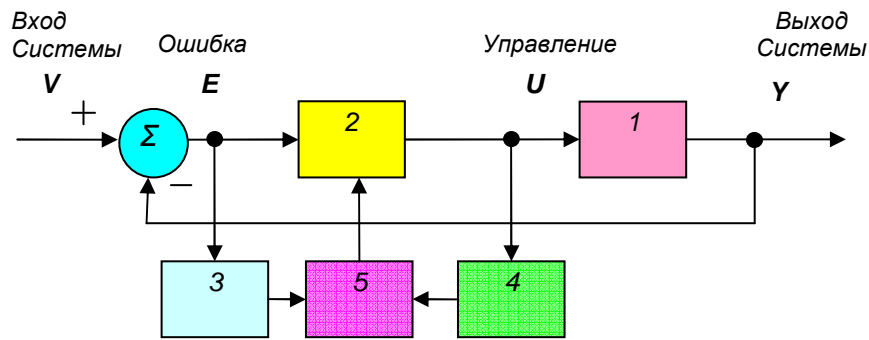


Рис. 2. Структурная схема структуры для оптимизации системы по критерию энергосбережения: 1 – объект, 2 – регулятор, 3 – анализатор достижения цели управления, 4 – анализатор энергетических затрат, 5 – оптимизатор регулятора

Пример 1. Рассмотрим объект, заданный передаточной функцией вида:

$$W_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\exp(-2s)}{s(3s+1)}. \quad (6)$$

Сначала вычислим регулятор для системы с таким объектом, не принимая в расчет энергетические соображения, затем вычислим регулятор с учетом задачи экономии энергетических затрат и сопоставим результаты. Выберем ПД-регулятор, поскольку интегральная компонента содержится в передаточной функции объекта (множитель s в знаменателе), и в регуляторе она не требуется. Схема для

моделирования объекта и оптимизации регулятора в программе VisSim показана на рис. 3. При этом используется целевая функция вида:

$$\Psi_3 = \Psi_1 + gP. \quad (7)$$

Здесь использована сумма целевой функции (2) и энергетических затрат (3) с весом g . В случае $g = 0$ энергетические затраты не учитываются, при чрезмерно большом положительном g затраты энергии становятся главным фактором расчета регулятора. Поэтому наилучшее значение этого весового множителя требуется определить опытным путем.

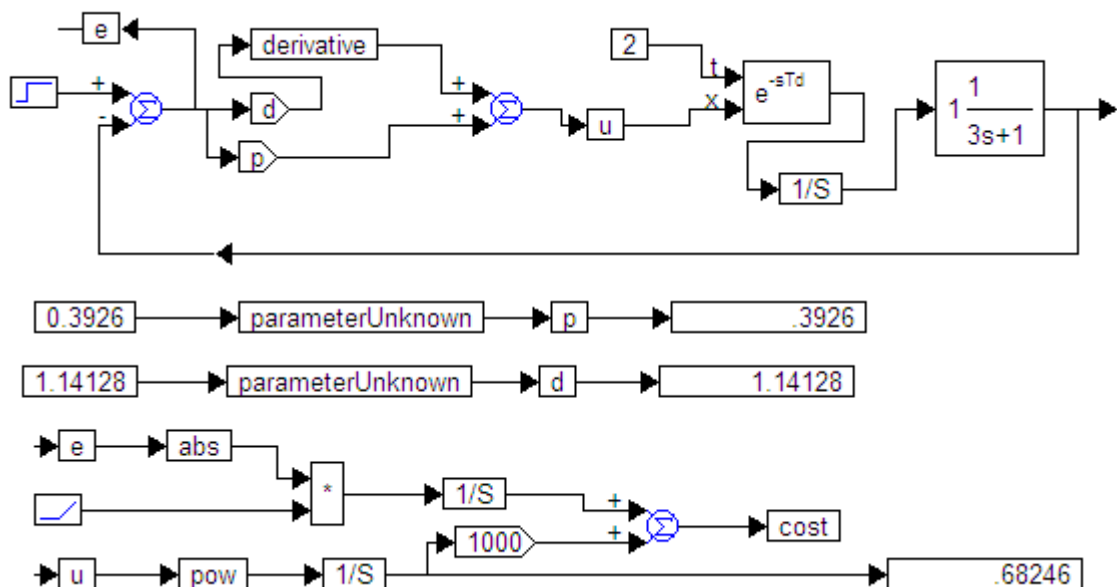


Рис. 3. Схема моделирования с введением в целевую функцию интеграла от квадрата управления с коэффициентом крупно

В результате оптимизации регулятора при $g = 0$ получены следующие значения коэффициентов: $K_P = 0,3926 \approx 0,39$; $K_D = 1,14128 \approx 1,14$. Передаточная функция регулятора при этом имеет вид:

$$W_R(s) = K_P + K_D s. \quad (8)$$

Величина энергозатрат для управления объектом с целью перевода его из нулевого состояния (по выходной величине) в единичное составило $P = 0,6825$ усл. ед.

Переходный процесс завершается приблизительно через 20 с, имеет перерегулирование около 3 % в момент $t = 10$ с, первое достижение заданного уровня происходит в момент $t = 8$ с. Указанный переходный процесс показан на рис. 4 красной линией.

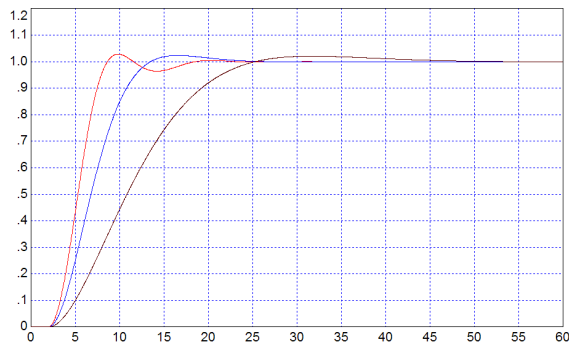


Рис. 4. Результаты моделирования крупно выходной сигнал

Введем $g = 100$. В результате получены следующие значения коэффициентов: $K_P = 0,225756 \approx 0,226$; $K_D = 0,560765 \approx 0,56$.

Переходный процесс показан на рис. 4 синей линией. Величина энергозатрат составила $P = 0,27989$ усл. ед. Переходный процесс завершается приблизительно через 20 с, имеет перерегулирование около 2 % в момент $t = 17$ с, первое достижение заданного уровня происходит в момент $t = 14$ с.

Повысим весовой коэффициент до $g = 1000$. В результате получены: $K_P \approx 0,0894$; $K_D \approx 0,00583$.

Переходный процесс показан на рис. 4 черной линией. Величина энергозатрат составила $P = 0,06818$ усл. ед.

Переходный процесс завершается приблизительно через 50 с, имеет перерегулирование около 1 % в момент $t = 32$ с, первое достижение заданного уровня происходит в момент $t = 25$ с.

На рис. 5 показана динамика затрат энергии на управление в системах с указанными тремя регуляторами, цветовая маркировка та же самая.

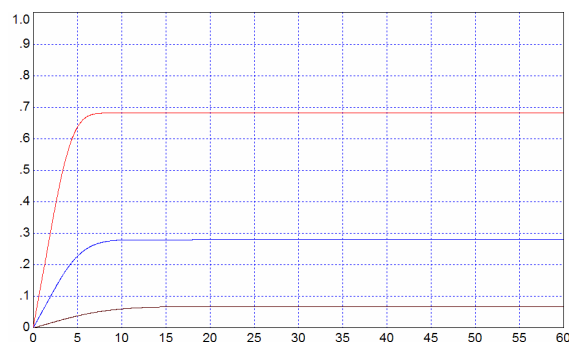


Рис. 5. Результаты моделирования крупно интеграл от квадрата управления

При обработке ступенчатого возмущения

графики аналогичные (см. рис. 6), энергозатраты такие же.

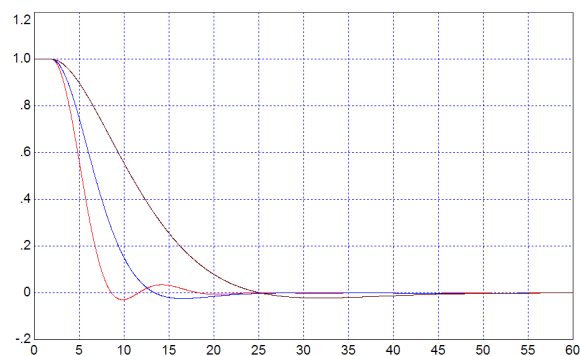


Рис. 6. Результаты моделирования крупно выходной сигнал при нулевом входе и ступенчатом возмущении

Таким образом, при включении в целевую функцию множителя, связанного с затратами энергии, удастся снизить эти затраты в 10 раз, при этом длительность переходного процесса увеличивается, но его качество остается под контролем и не ухудшается (перерегулирование даже уменьшается).

3. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Пример 2. В рассмотренной выше постановке задачи на примере управления спутников качество переходного процесса не играет существенной роли. Задачу можно сформулировать следующим образом:

Вариант 1: К заданному времени τ ошибка должна существенно приблизиться к нулевому значению (с допустимой погрешностью).

Вариант 2: К заданному времени τ ошибка и ее производная должны существенно приблизиться к нулевому значению.

Целевая функция для задачи Варианта 1 может быть сформирована, например, в следующем виде:

$$\Psi_4 = \int_{\tau}^T |E(t)| dt. \quad (9)$$

Целевая функция для задачи Варианта 2 может быть сформирована, например, в следующем виде:

$$\Psi_5 = \int_{\tau}^T \{|E(t)| + |dE(t)/dt|\} dt. \quad (10)$$

На рис. 7 показана схема для моделирования и оптимизации по соотношению (7), где вместо слагаемого из (2) взято слагаемое из (10) ПД-регулятора для объекта из Примера 1. Здесь $\tau = 50$ с.

В результате получены следующие значения

коэффициентов: $K_P \approx 0,0393$; $K_D \approx -0,251$. Затраты энергии составили $P = 0,02093$ усл. ед., то есть дополнительно в 3,26 раз меньше, чем в Примере 1. Это в 32,65 раза меньше, чем в случае

оптимизации регулятора по критерию (2), то есть в сравнении с результатом Примера 1 при $g = 0$.

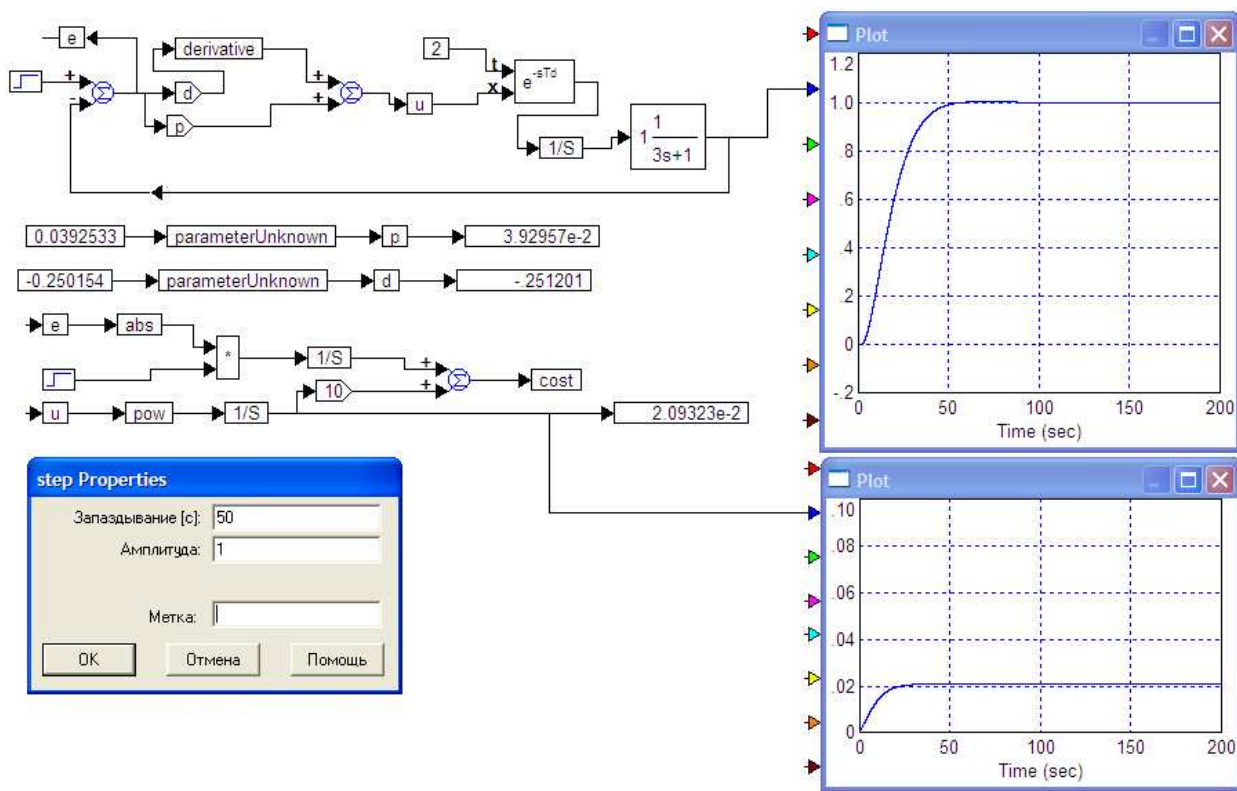


Рис. 7. Схема моделирования и результат оптимизации при замене в целевой функции линейно нарастающего сигнала (t) на ступенчатый скачок с запаздыванием 50 с

График полученного переходного процесса показан на рис. 8.

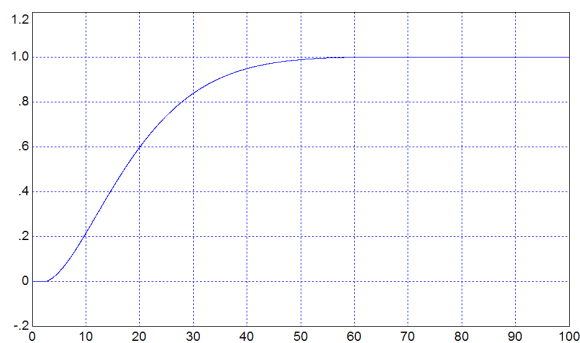


Рис. 8. График переходного процесса из схемы на рис. 7 крупно

Из графика видно, что переходный процесс не вполне завершился к моменту $\tau = 50$ с, хотя этот процесс стремится к завершению, и к моменту $t = 60$ с он практически завершен. Причина этого кроется в излишне большом коэффициенте $g = 10$. Снизим этот коэффициент до значения $g = 1$. Полученный переходный процесс для этого случая показан на рис. 9, а график изменения производной ошибки регулирования показан на рис. 10.

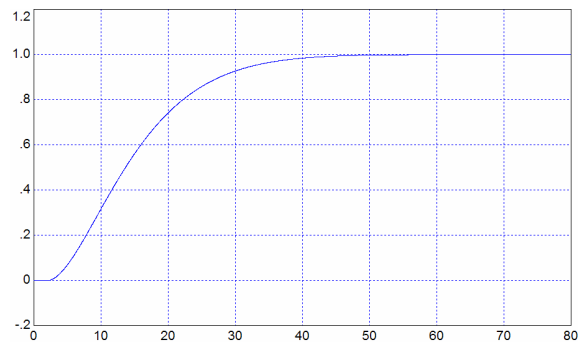


Рис. 9. График из схемы на рис. 12 крупно

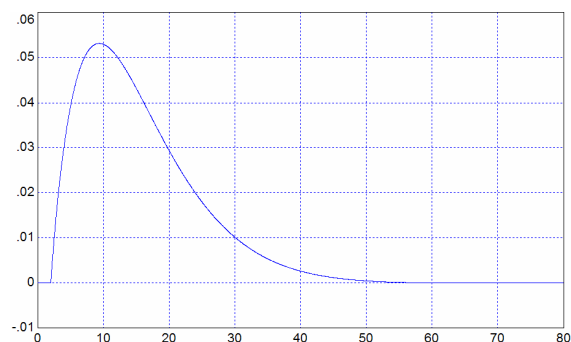


Рис. 10. График из схемы на рис. 12 крупно

Получаемый регулятор при этом имеет следующие коэффициенты: $K_P \approx 0,0618$; $K_D \approx -0,467$. Затраты энергии составляют $P = 0,04076$

усл. ед., то есть в 16,7 раз меньше, чем при $g = 0$. На рис. 11 показана соответствующая схема для оптимизации.

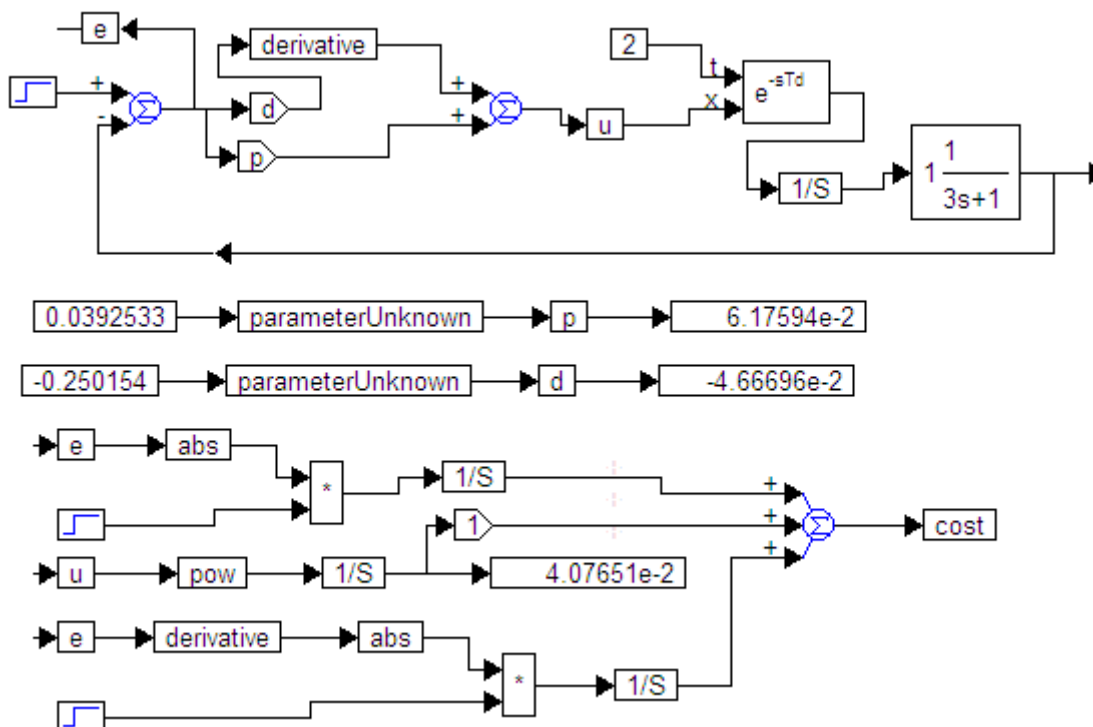


Рис. 11. Структура для оптимизации по Примеру 2

4. ПОДВЕДЕНИЕ ИТОГОВ

На основании выполненных модельных исследований можно рекомендовать следующие уточненные структуры для модельной оптимизации регуляторов.

Структура на основе соотношения (7) с учетом (2) и (3) показана на рис. 12. В этой структуре можно осуществить сложение ранее интегрирования, что позволит использовать один интегратор вместо двух, как показано на рис. 13.

Структура по рис. 12 работает следующим образом. Объект 1 и регулятор 2 замкнуты в петлю через первый сумматор. Остальные элементы требуются для настройки параметров регулятора 2. Выпрямитель 6 преобразует ошибку в ее модуль. Генератор 8 формирует линейно нарастающий сигнал. Умножитель 9 умножает модуль ошибки на линейно нарастающий сигнал, интегратор 10 интегрирует результат этого умножения. В результате на выходе интегратор 10 формируется сигнал по соотношению (2). При

этом последовательно соединенные блок возведения в квадрат 7 и интегратор 11 вычисляют затраты энергии в соответствии с соотношением (3). На втором сумматоре, входы которого соединены с выходами интеграторов 10 и 11, вычисляется стоимостная функция в соответствии с соотношением (7). Различные весовые коэффициенты могут быть обеспечены, например, за счет введения соответствующего коэффициента усиления в генераторе 8. Оптимизатор регулятора осуществляет многократное моделирование работы системы с анализом результирующего значения целевой функции. При этом отыскивается такое значение параметров регулятора, при котором стоимостная функция минимальна.

На рис. 14 показана структура на основе использования целевой (стоимостной) функции в виде суммы величин (3) и (10).

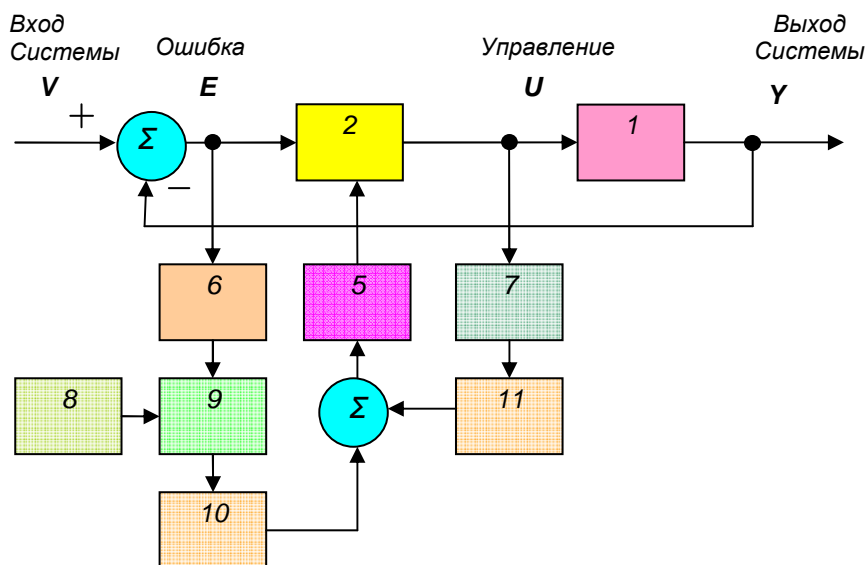


Рис. 12. Структурная схема на основе соотношения (7) с учетом (2) и (3): 1 – объект, 2 – регулятор, 5 – оптимизатор регулятора, 6 – выпрямитель, 7 – блок возведения в квадрат, 8 – генератор линейно нарастающего сигнала, 9 – блок умножения сигналов (умножитель), 10, 11 – интегратор

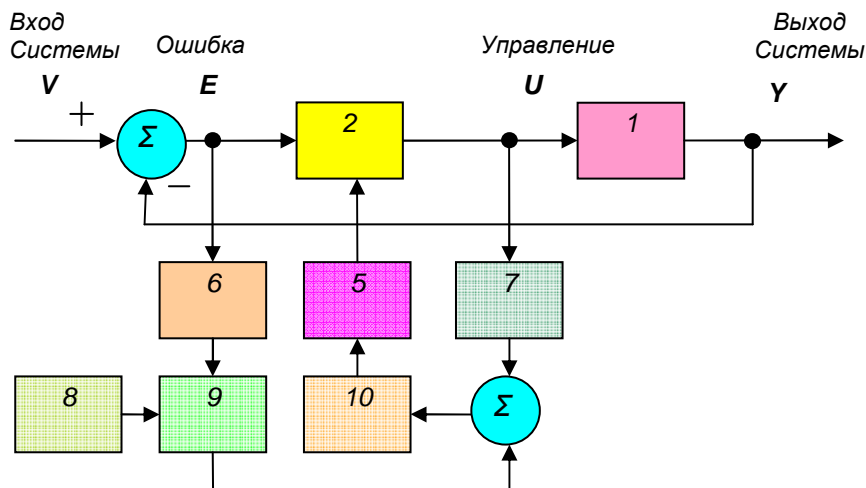


Рис. 13. Структурная схема на основе соотношения (7) с учетом (2) и (3): 1 – объект, 2 – регулятор, 5 – оптимизатор регулятора, 6 – выпрямитель, 7 – блок возведения в квадрат, 8 – генератор линейно нарастающего сигнала, 9 – блок умножения сигналов (умножитель), 10 – интегратор

Структура по рис. 13 работает аналогично с тем отличием, что для ее упрощения использована линейность операций интегрирования, вследствие чего сумма интегралов равна интегралу от суммы. Поэтому вместо интегрирования сигналов на интеграторах 10 и 11 с последующим сложением результата можно первоначально сложить используемые величины, после чего проинтегрировать результат сложения.

Структура по рис. 14 работает аналогично, но вместо линейно нарастающей функции используется ступенчатый скачок, запаздывание которого соответствует времени, к наступлению которого требуется завершение переходного процесса. Этот сигнал формирует генератор 14.

Выпрямитель 6 вычисляет модуль ошибки, а последовательное соединение дифференцирующего устройства 12 и выпрямителя 13 вычисляет модуль производной ошибки. Третий сумматор вычисляет сумму этих модулей, которая на умножителе 9 умножается на задержанный ступенчатый скачок. Результат через второй сумматор подается на вход интегратора 10. На вход этого же интегратора через этот же сумматор подается квадрат управляющего сигнала. Таким образом, на выходе интегратора 10 вычисляется сумма величин (10) и (3), оптимизатор регулятора вычисляет такие коэффициенты регулятора, которые обеспечивают минимум указанной величине.

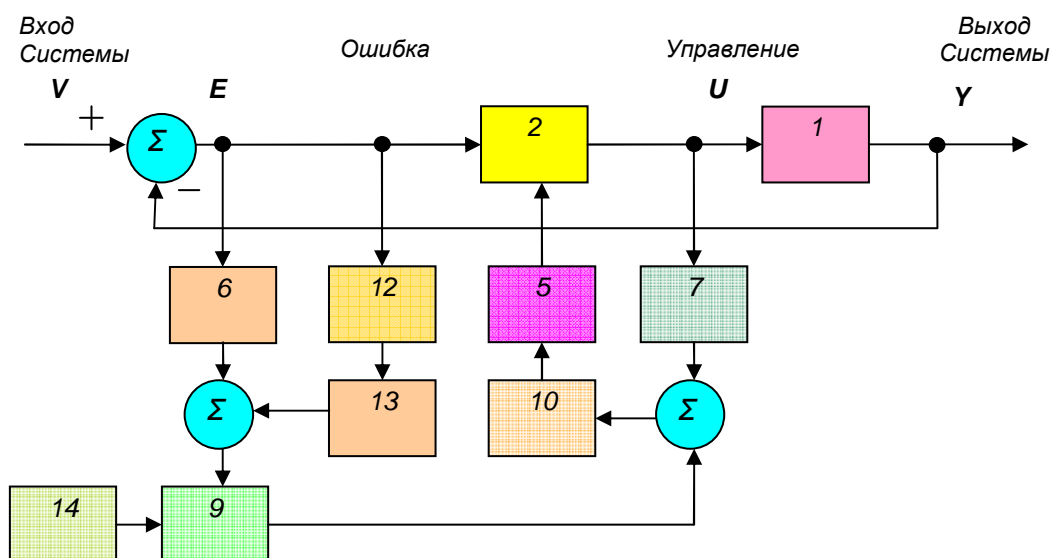


Рис. 14. Структурная схема на основе суммы целевых (стоимостных) функций (3) и (10): 1 – объект, 2 – регулятор, 5 – оптимизатор регулятора, 6 – выпрямитель, 7 – блок возведения в квадрат, 9 – блок умножения сигналов (умножитель), 10 – интегратор, 12 – дифференциатор, 13 – выпрямитель, 14 – генератор ступенчатого сигнала с заданным запаздыванием

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье предложены структурные схемы для оптимизации регуляторов с целью сокращения затрат энергии (интеграла от квадрата управляющего воздействия) при переводе объекта из одного состояния в другое.

Предложен метод и структуры, позволившие сократить затраты энергии в 10–30 раз и более. Постановка этой задачи наиболее целесообразна в случае, когда объект содержит интегратор в своей модели, то есть в том случае, когда по окончании переходного процесса управление не требуется и управляющий сигнал может (и должен) принимать нулевое значение. Во всех остальных случаях цели энергосбережения требуют специального рассмотрения на уровне постановки задачи, что может быть предметом дальнейших исследований.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Востриков А. С. Проблема синтеза регуляторов для систем автоматизации: состояние и перспективы. Автометрия, №2, том 46, стр.3-19
- [2] Никулин Г. Л., Французова Г. А. Синтез системы регулирования электромеханического усилителя руля автомобиля. Автометрия. - 2008. № 5. С. 93-99.
- [3] V.A. Zhmud, A.V. Liapidevskiy. The Design of the Feedback Systems by Means of the Modeling and Optimization in the Program VisSim 5.6/6.0 // Proc. Of The 30th IASTED Conference on Modelling, Identification, and Control ~ AsiaMIC 2010 ~November 24–26, 2010 Phuket, Thailand. PP. 27–32.
- [4] Воевода А.А., Жмудь В.А., А.Н. Заворин, О.Д. Ядрышников. Сравнительный анализ методов

оптимизации регуляторов с использованием программных средств VisSim и MATLAB // Мехатроника, автоматизация и управление. № 9, 2012. с. 37 – 43.

- [5] Бугров С.В., Жмудь В.А. Ограничение области значений параметров оптимизации в программе VisSim 5.0/6.0// Сборник научных трудов НГТУ. Новосибирск. 2009. 3(57). С. 119 – 122.
- [6] Жмудь В. А. Моделирование и оптимизация систем управления лазерным излучением в среде VisSim : учеб. пособие / В. А. Жмудь ; Новосиб. гос. техн. ин-т. – Новосибирск : Изд-во НГУ, 2009. – 116 с.



Вадим Аркадьевич Жмудь – заведующий кафедрой Автоматики НГТУ, профессор, доктор технических наук, автор более 200 научных статей, включая 10 патентов и 6 учебных пособий. Область научных интересов и компетенций – теория автоматического управления, электроника, лазерные системы, оптимизация, измерительная техника.
E-mail: oao_nips@bk.ru

Касторный Александр Валерьевич – аспирант кафедры Автоматики НГТУ.
E-mail: flayter1@gmail.com

II. Робототехника.
Программные средства и системы.
Свободное программное
обеспечение.
Открытое программное обеспечение.

Содержание раздела:

- А.В. Ескин, В.А. Жмудь, В.Г. Трубин. Плагины Eclipse для ускорения разработки программ цифровых систем управления. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 4 (6). С. 24–34. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).
- А.В. Ляпидевский, Э.В. Щавелев, И.Д. Лысенко. Система PREMIS как платформа для создания уникальных систем управления. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 4 (6). С. 35–38. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).

Плагины Eclipse для ускорения разработки программ цифровых систем управления

А.В. Ескин, В.А. Жмудь, В.Г. Трубин
ФГБОУ ВПО НГТУ, Новосибирск, Россия

Аннотация: Рассматриваются вопросы встраивания в интегрированную среду разработки (IDE) Eclipse механизма аппаратной отладки программ и упрощённой настройки периферии микроконтроллеров STM32.³

Ключевые слова: Eclipse, Plugin, GDB отладка, SWD, JTAG, свободное ПО, ST-LINK, microXplorer, STM32VLDISCOVERY.

ВВЕДЕНИЕ

Любая уважающая себя интегрированная среда разработки должна состоять из как минимум четырех компонентов: текстового редактора (с подсветкой синтаксиса), встроенной программы компилятора (с удобными настройками параметров), средствами сборки исполняемого файла и хорошего отладчика (с возможностью пошаговой отладки и установки точек останова). На современном уровне развития, интегрированные среды разработки перестали ограничиваться данным перечнем и стали развиваться дальше, по пути повышения удобства работы и ускорения процесса создания новых программ.

Постоянное улучшение функциональности сред, в классическом варианте, приводит к появлению на рынке их новых версий, которые, зачастую, отличаясь по внешнему виду (расположению кнопок, элементов меню и прочие) требуют времени на привыкание, так и дополнительных денежных затрат, если среда является коммерческим продуктом.

Этих недостатков лишена интегрированная среда разработки Eclipse [1], которая позволяет модульно наращивать свою функциональность за счет добавления новых частей (*Plugin*), и к тому же свободно распространяется и поддерживается по лицензии *Eclipse Public License* сообществом *Eclipse Foundation*.

Продолжая затронутую в [2] тему создания интегрированной среды разработки программ для микроконтроллеров фирмы STMicroelectronics, в данной статье будет описано добавление механизма отладки (без чего не обходится любая среда) и дополнительно коснемся вопроса упрощения и ускорения настройки периферии STM32 микроконтроллеров.

На этих двух примерах будет продемонстрирована заложенная в *Eclipse* возможность расширения своей функциональности путем добавления новых *Plugin*, кстати сказать, из которых состоит сама среда.

ОТЛАДКА ПРОГРАММ ПРИ ПОМОЩИ GNU DEBUGGER

GNU Debugger (GDB) - отладчик пришедший к нам из мира *UNIX* подобных систем, но при этом позволяющий легко переносить его на другие платформы, в частности ОС *Windows*. Данный продукт может вести отладку на многих языках программирования: *C*, *C++*, *Free Pascal*, *FreeBASIC*, *Ada* и *Фортран* и др. [3].

Помимо возможности отлаживать программы для ОС (ориентация на процессор операционной системы) *GNU Debugger* позволяет работать и с внешними процессорами, например микроконтроллерами, при помощи возможности удаленной отладки программ.

Под удаленной отладкой подразумевается механизм, когда среда разработки условно располагается на одном компьютере, а целевая платформа (программа нуждающаяся в отладке) располагается на другом. Обмен данными между двумя этими устройствами происходит по специальному протоколу через *TCP/IP* канал.

В случае с микроконтроллерами фирмы *STMicroelectronics*, отладка ведется именно по такому пути, но усложняется тем, что доступ к модулю отладки целевой архитектуры (в данном случае *ARM Cortex M3*) организуется через встроенный порт *SWJ-DP (Serial Wire JTAG Debug Port)*.

Данный порт работает в двух режимах: *JTAG (Joint Test Action Group)* и *SWD (Serial wire debug - двух проводной последовательный канал связи)*. В принципе можно использовать оба этих интерфейса, но на плате *STM32VLDISCOVERY* уже имеется интерфейс отладки *ST-Link*, который ведет обмен отладочной информацией по *SWD*. Связь управляющего компьютера с *ST-Link* физически организуется через *USB* интерфейс. *ST-Link*, по сути является преобразователем физических интерфейсов *USB* в *SWD*.

Чтобы согласовать на программном уровне интерфейсы *ST-Link* с отладчиком *GDB* используется дополнительная программная прослойка в виде так называемого *GDB-Server*. Она представляет собой урезанный *GNU Debugger*, который умеет исполнять те команды

³ Работа выполнена по заданию Министерства образования и науки РФ, проект №7.599.2011, Темплан, НИР № 01201255056.

GNU Debugger, которые поддерживает ST-Link. С GNU Debugger (далее в тексте будем называть его GDB-клиент), как уже было сказано обмен информацией происходит по каналу TCP/IP. Приведем на рис. 1, для ясности, получившуюся программно-аппаратную конструкцию системы отладки.

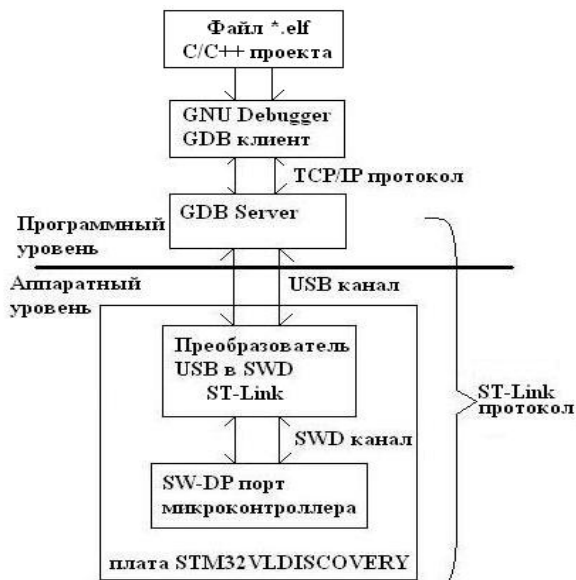


Рис. 2 - Схема программно-аппаратной конструкции системы отладки

Стоит отметить, что разнесение программ GDB-клиента и GDB-сервера на разные персональные компьютеры не обязательно, можно эти две программы разместить на одном компьютере. Именно эта возможность будет

использована здесь.

Программа GDB-клиента обычно поставляется вместе с набором компиляции GCC (так как является, на ряду с компилятором GCC, частью большого проекта GNU [4]). В предыдущей статье [2] был использован пакет компиляции Sourcery CodeBench Lite Edition. Если, при установке этого пакета в папку по умолчанию, пройти по пути «C:\Program Files\CodeSourcery\ Sourcery_CodeBench_Lite_for_ARM_EABI\bin», то можно обнаружить файл «arm-none-eabi-gdb.exe», который как раз является программой GDB-клиентом (GNU Debugger).

На данный момент существует два способа получения программы GDB-сервера: из дистрибутива бесплатной облегченной версии среды Atollic TrueSTUDIO Lite компании Atollic [5] или портированным на Windows Linux приложением stlink от автора Texane [6], которое свободно распространяется в исходных кодах. Остановимся подробнее на способе получения программы GDB-сервера в обоих случаях.

Если загрузить себе на компьютер дистрибутив бесплатной версии Atollic TrueSTUDIO for ARM Lite, пройдя по ссылке [7], то для того, чтобы получить программу GDB-сервер, необходимо открыть этот самораспаковывающийся архив любой программой архиватором. Здесь очень важно именно открыть архив, как папку, а не распаковать его или запустить на выполнение. В открывшейся структуре папок нас будет интересовать директория Servers, как приведено на рис. 2.

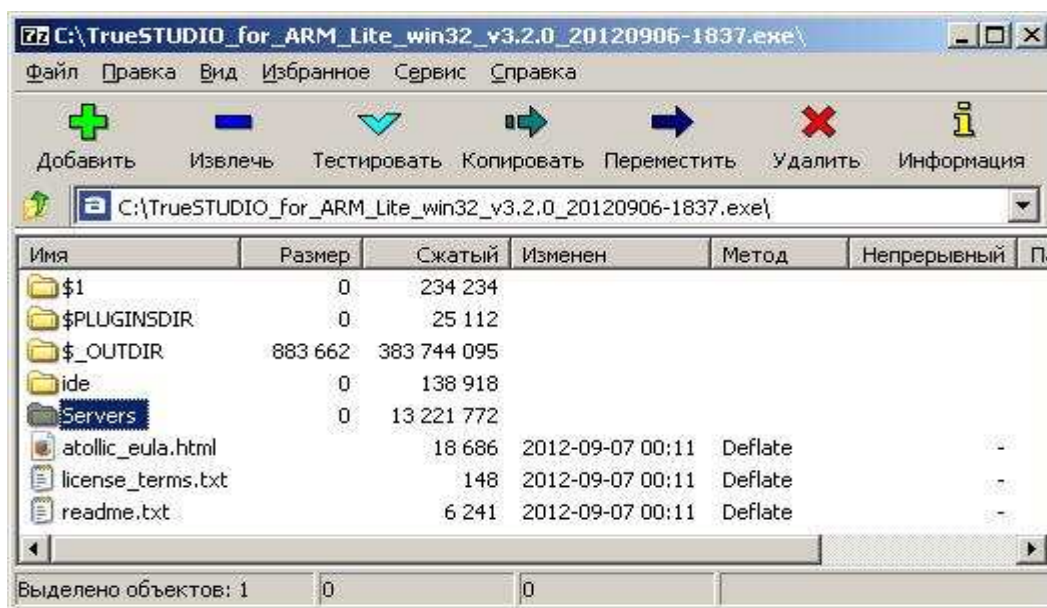


Рис. 3 - Открытый архив дистрибутива программы Atollic TrueSTUDIO for ARM Lite

Внутри этой папки следует найти папку ST-LINK_gdbserver и извлечь её из архива в удобное Вам место. Программой GDB-сервером является

файл ST-LINK_gdbserver.exe внутри этой папки.

Теперь проект stlink от автора Texane. Так как он распространяется в исходных кодах, то можно

было бы загрузить эти файлы и откомпилировать их под *Windows* (создать порт), но для этого, дополнительно, необходимо устанавливать компилятор *GCC* для *Windows*, что сложно. К счастью, работа по портированию уже выполнена другими людьми (например [8]) и нам остается только воспользоваться плодами их усилий. Для этого следует пройти по ссылке [9], загрузить и далее распаковать архив в удобное Вам место. Программой *GDB*-сервером здесь является *st-util.exe* в папке *bin* распакованного архива.

Последней оставшейся частью является установка в системе *USB* драйвера для преобразователя *ST-Link*, дистрибутив которого можно скачать с сайта фирмы *STMicroelectronics* пройдя по ссылке [10] для *Windows XP*, *Vist* или *7*, и [11] для *Windows 8*.

НАСТРОЙКА GDB ОТЛАДКИ В ECLIPSE

В стандартную поставку среды *Eclipse* для *C/C++* разработчиков не входит механизм поддержки удаленной аппаратной отладки приложений при помощи *GDB*, но он входит как плагин *C/C++ GDB Hardware Debugging* в проект *CDT (C/C++ Development Tooling)*.

Чтобы установить плагин *C/C++ GDB Hardware Debugging* потребуется открыть *Eclipse* (об установке самой среды, разворачивании рабочего пространства — *Workspace* и настройке было рассказано в предыдущей статье [2]), выбрать необходимое местоположение *Workspace* и вызвать пункт меню *Help* → *Install New Software*. Далее возможно два варианта: установка из репозитория по интернет адресу или установка из архива расположенного на жестком диске компьютера. В первом случае необходимо ввести в поле «*Work With*» строку «<http://download.eclipse.org/tools/cdt/releases/helios>», как на *рис. 3*.



Рис. 4 - Установка *C/C++ GDB Hardware Debugging* из репозитория

Во втором случае нажать кнопку *Add...* (справа от поля ввода интернет строки) и в появившемся окне *Add repository* нажать кнопку *Archive...* Затем следует указать архив проекта *Eclipse CDT*, который можно загрузить пройдя по ссылке [12]. Далее необходимо выбрать, как указано на *рис. 4*, пункт *C/C++ GDB Hardware Debugging*.

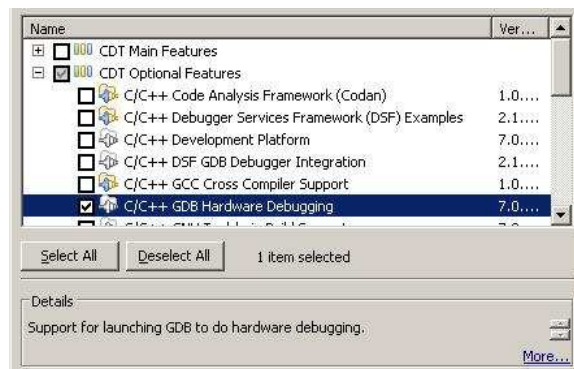


Рис. 5 - Выбор плагина *C/C++ GDB Hardware Debugging*

При открытии последующих двух окон Нажать на кнопку *Next...*, а на третьем указать пункт «*I accept the terms of the license agreement*» и нажать кнопку «*Finish*». После установки плагина среда попросит Вас перезапустить *Eclipse*, для выполнения этого нажмите кнопку «*Restart Now*».

Теперь создадим в *Eclipse* настройки конфигурации запуска *GDB*-сервера для чего вызовем пункт меню *Run* → *External Tools* → *External Tools Configurations...* В появившемся диалоге *External Tools Configurations* выбираем в списке слева пункт «*Program*» и затем в левом верхнем углу найдем кнопку, показанную на *рис. 5*, для создания новой конфигурации и нажмём её.



Рис. 6 - Создание новой конфигурации для *GDB-Server*

В созданной пустой конфигурации заполняем первую вкладку *Main* данными, которые определяются выбранным типом *GDB*-сервера.

Для программы от Atollic следует заполнить поля ввода как на рисунке 6.

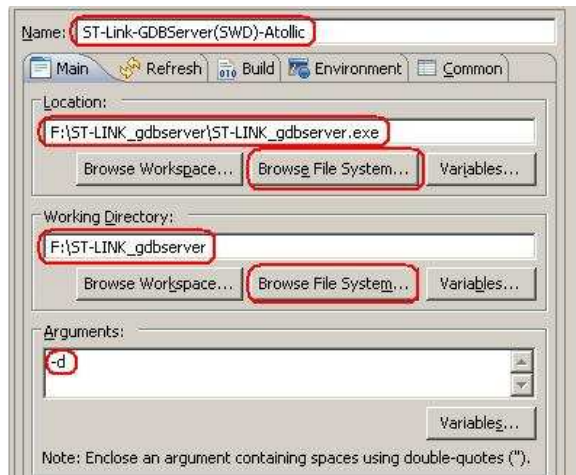


Рис. 7 - Настройка конфигурации GDB-сервера, вкладка Main для GDB-сервера от Atollic.

Заполнение поля *Working Directory*: не обязательно. В поле *Name*: может быть введена любая строка. В поле *Location*: полный путь до файла GDB-сервера.

Важным полем здесь является *Arguments*: где приводятся ключи вызова GDB-сервера. Сделаем некоторое пояснение: задаваемые в этом окне параметры позволяют каждый раз запускать, при активации данной конфигурации, GDB-сервер из командной строки, а в поле *Arguments*: задаются ключи для его вызова.

GDB-сервер от Atollic поддерживает всего 7 ключей командной строки:

1. **-e** - активирует режим в котором программа сервер не заканчивает свою работу при закрытии клиентской программы;
2. **-f <Log-File>** - определяет имя лог-файла (*Log-File*) для записи в него процесса обмена отладочными сообщениями. Пример использования: «-f c:\tmp\debug.log»;
3. **-l <Log-Level>** - определяет степень подробности вывода информации в лог-фай: *Log-Level* = 0 — отключение записи в файл, *Log-Level* >=1 - разрешение записи сообщений об ошибках, *Log-Level* >=2 - добавляется вывод предупреждений, *Log-Level* >=4 - добавляется вывод специфических команд отладочной информации. *Log-Level* >=8 - добавляется вывод всех информационных сообщений, *Log-Level* >=16 — добавляется вывод специфических *HW* сообщений;
4. **-p <Port-Number>** - определяет номер порта *TCP*, с которого должны поступать отладочные сообщения от клиента GDB, по умолчанию этот *Port-Number* равен 61234;
5. **-v** - вводит такой режим работы командной строки, что все сообщения которые поступают от клиентской части

выводятся в консоль;

6. **-r <delay-sec>** - определяет максимальную задержку, в секундах, при обновления текущего состояния сервера;
7. **-d** - переводит (программным образом) микроконтроллер в режим обмена данными по каналу *SWD*, по умолчанию активен режим *JTAG*.

Таким образом, установка ключа -d запускает работу преобразователя *ST-Link* в режиме обмена данными по последовательному двух проводному интерфейсу.

Теперь приведем, на рис. 7 параметры конфигурации для программы сервера st-utils от Texane.

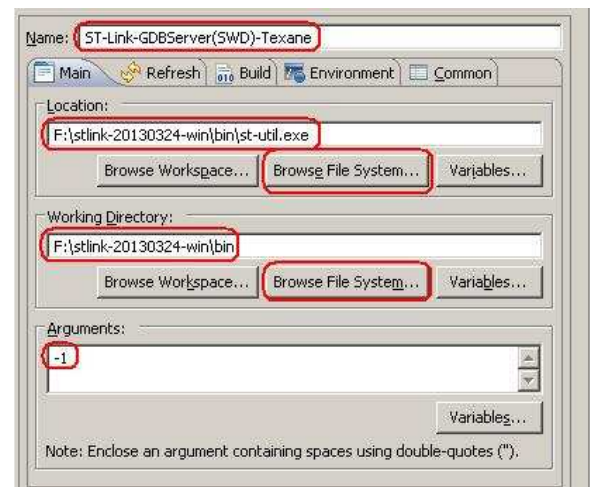


Рис. 8 - Настройка конфигурации GDB-сервера, вкладка Main для GDB-сервера от Texane

1. Обратим наше внимание на возможные значения поля *Arguments*:. Здесь допустимы следующие ключи:
2. **-h** или **--help** - выводит в командную строку помощь по основным ключам данной программы;
3. **-vXX**, или **--verbose=XX** - определяет уровень подробности вывода информации в консоль, как и GDB-сервер Atollic;
4. **-v** или **--verbose** - разрешает подробный вывод всех сообщений в командную строку;
5. **-s X** или, **--stlink_version=X** - устанавливает какая версия протокола *ST-Link* используется (на плате *STM32VLDISCOVERY* развернута версия *ST-Link 1*), по умолчанию задана 2 версия;
6. **-1** или **--stlinkv1** - принудительно устанавливает версию 1 *ST-Link*;
7. **-p 4242** или **--listen_port=1234** - определяет номер порта *TCP*, с которого должны поступать отладочные сообщения от клиента GDB, по умолчанию номер порта равен 4242.

Итак, *GDB*-сервер запускается с единственным ключом *-l*, который принудительно устанавливает версию протокола *ST-Link*. Здесь необходимо заметить, что сервер от *Texane* не будет работать со стандартным драйвером от *STMicroelectronics* по причине несовместимости используемой при написании этой программы специфической библиотеки *libusb* с этим драйвером. Требуется заменить стандартный драйвер аналогом под *Windows* для

совместимости. Для этого есть достаточно простая бесплатная программа *Zadig*, которую можно загрузить пройдя по ссылке [13]. Дальнейшую работу следует проводить после подсоединения отладочной платы *STM32VLDISCOVERY* к *USB* порту компьютера. После запуска программы следует установить галочку в пункте меню *Options* → *List All Devices*. В результате чего окно программы должно измениться, как показано на *рис. 8*.

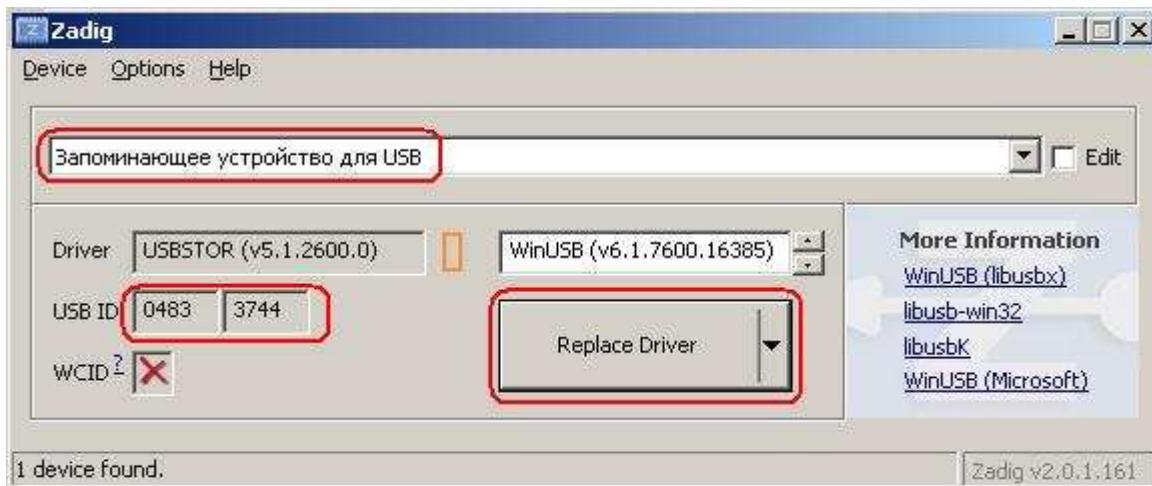


Рис. 9 - Указание в программе *Zadig* заменяемого драйвера *ST-Link*

Выберите из выпадающего списка устройство *USB Mass Storage Device* (Запоминающее устройство для *USB*) с *USB ID*, равным 0483 3744 (*ST-Link v1*) и нажмите кнопку *Replace Driver*. Программа предупредит, что изменяется системный драйвер, показав окно *Warning-System Driver*, где следует нажать кнопку *Yes*. После окончания замены драйвера программа выдаст соответствующее сообщение, что драйвер установлен успешно. На этом работа программы *Zadig* завершена. Следует здесь отметить, что этими действиями мы фактически удалили стандартный драйвер *ST-Link*, тем самым нарушив нормальную работу сервера от *Atollic*. Поэтому обе программы — серверы (от *Atollic* и *Texane*) не могут работать одновременно — нужно выбрать один из этих вариантов.

Следующая вкладка, которая нас будет интересовать при настройке конфигурации *GDB*-сервера это *Build*, на которой всего лишь следует снять галочку *Build before launch*. На этом настройка конфигурации *GDB*-сервера завершена. В подтверждение этого нужно последовательно нажать кнопки *Apply* и *Close* внизу окна настройки конфигурации (*рис. 9*).

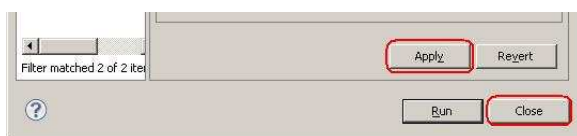


Рис. 10 - Расположение кнопок *Apply* и

Теперь, при наличие конфигурации для серверной части механизма отладки, обратим наше внимание на клиентскую часть. Настройку начнем с вызова пункта меню *Run* → *Debug Configurations...*, после чего увидим окно *Debug Configurations*, где создадим новую конфигурацию подобно тому как это было сделано с серверной частью. Выделим пункт *GDB Hardware Debugging* и нажмем кнопку *New launch configuration*, что изменит внешний вид окна. Начнем последовательно заполнять вкладки данными начиная с *Main*. Итак, заполняем эту вкладку данными как на *рис. 10*.

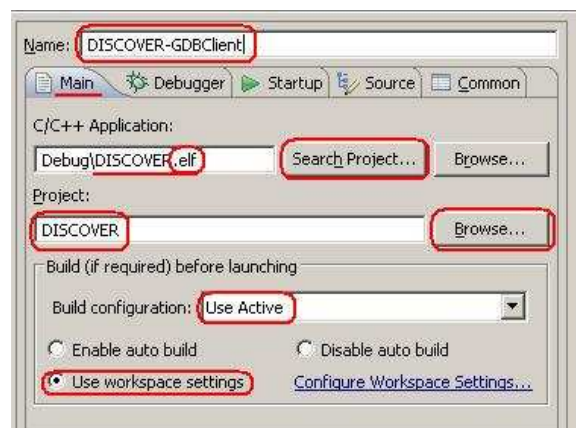


Рис. 11 - Настройка конфигурации *GDB*-клиента, вкладка *Main*

Сначала дадим имя данной конфигурации

(поле *Name:*), например *DISCOVER-GDBClient*. Далее выберем проект, который будет подвергаться отладки. В предыдущей статье [2] был собран тестовый проект с сайта фирмы *STMicroelectronics*, для него и создадим конфигурацию клиентской части *GDB* отладки. Воспользовавшись кнопкой *Browse...* найдем этот проект в текущем *Workspace*. Может произойти так, что поле *C/C++ Application:* заполнится автоматически, но если этого не произошло, то найдем файл *DISCOVER.elf* в выбранном проекте, воспользовавшись кнопкой *Search Project...*. Остальные параметры, желательно установить так как показано на *рис. 10* — это делает настройку универсальной.

Переходим к следующей вкладке — *Debugger*. Вписываем содержимое полей как на *рис. 11*.

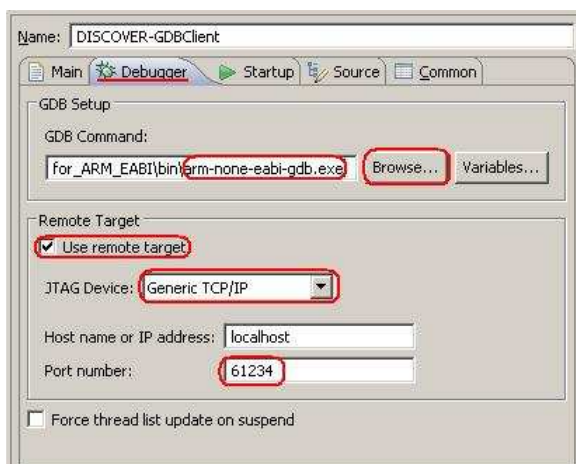


Рис. 12 - Настройка конфигурации GDB-клиента, вкладка *Debugger*

Здесь важно в поле *GDB Command* вписать полный путь до *GDB* клиента. Если пакет *Sourcery CodeBench Lite* был установлен в папку, предлагаемую по умолчанию, то нужно записать: «*C:\ProgramFiles\CodeSourcery\Sourcery_CodeBench_Lite_for_ARM_EABI\bin\arm-none-eabi-gdb.exe*». В поле *Port number* следует записать тот порт, по которому клиентская программа будет отправлять запросы серверной. По умолчанию, для сервера от *Atollic*, этот порт равен *61234*, а для сервера от *Texane* — *4242*.

В следующей вкладке *Startup*, прокрутив

содержимое окна вниз следует поставить всего две галочки: *Set breakpoint at:* и *Resume* как показано на *рис. 12* и в поле напротив *Set breakpoint at:* ввести *main*.

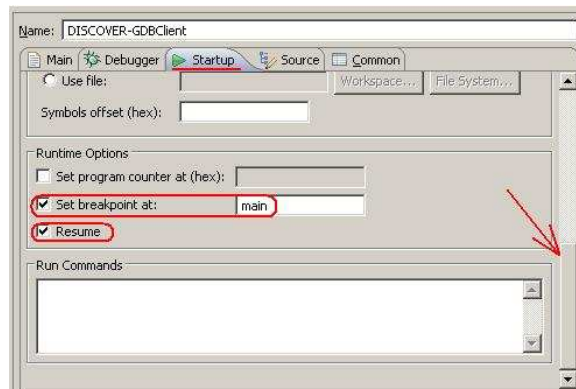


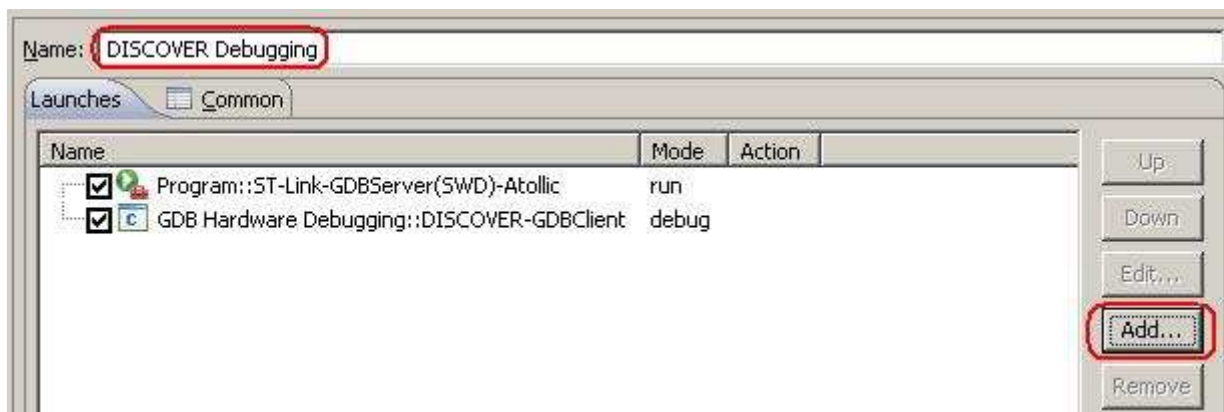
Рис. 13 - Настройка конфигурации GDB-клиента, вкладка *Startup*

Это позволит остановить дальнейшее выполнение программы, после её загрузки в память микроконтроллера, для выполнения пошаговой отладки.

На этом конфигурация клиентской части закончена. Применяем введенные настройки и закрываем окно, нажав последовательно на клавиши *Apply* и *Close*.

В основном настройка работы механизма *GDB* отладки завершена, но использование его будет не очень удобным. Так, например, для того, чтобы отладить какой-либо проект Вам сначала потребуется откомпилировать проект, затем запустить конфигурацию сервера и, наконец, конфигурацию клиента. К счастью, разработчики *Eclipse* предусмотрели возможность упрощения этого механизма до нажатия одной кнопки. Он называется группой запуска (*Launch Group*).

Доступ к этой возможности организуется через пункт меню *Run → Run Configurations...*. В результате открывается окно настройки конфигураций, схожее с тем, что было раньше, на предыдущих шагах. Выбираем *Launch Group* и создаем новую конфигурацию запуска. В результате этого должно появиться пустое окно, которое следует заполнить при помощи кнопки *Add...* как на *рис. 13*.

Рис. 14 - Настройка конфигурации *Launch Group*

Обязательно необходимо выполнить правильную последовательность добавления конфигураций: сначала конфигурацию сервера, а затем конфигурацию клиента. Рассмотрим добавление только серверной части, клиентская часть выполняется схожим образом за исключением некоторых моментов, о которых будет сказано отдельно. Итак, после нажатия кнопки *Add...* появляется окно *Add Launch Configurations*, где необходимо из выпадающего списка *Launch mode* выбрать *run* и затем, раскрыв пункт *Program* в окне ниже, выбрать пункт соответствующий имени созданной ранее конфигурации сервера. Должно получиться как на рис. 14.



Рис. 16 - Конфигурация параметров отображения группы запуска в элементах меню

Рис. 15 - Добавление конфигурации сервера в группу запуска на примере программы от *Atollic*

Добавление клиентской части аналогично, только следует выбрать из списка *Launch mode* режим *debug* и далее, в списке ниже, раскрыв группу *GDB Hardware Debugging* выбрать имя конфигурации сервера. После добавления обеих конфигураций (серверной и клиентской) нужно ещё определить точку вызова данного функционала из меню программы: Для этого следует перейти на вкладку *Common* и в окне *Display in favorites menu* поставить галочку напротив *Run*, как на рис. 15.

Подтверждаем введенные параметры нажатием кнопки *Apply* и закрываем окно кнопкой *Close*.

Попробуем то, что получилось. Сначала необходимо подключить плату *STM32VLDISCOVERY* к *USB* порту компьютера и проверить замкнуты ли переключателями соседние контакты разъема *CN3* на плате *Discovery*, как было упомянуто в предыдущей статье [2]. Наконец, закрыв окно обнаруженного диска (для установленного стандартного *USB* драйвера), выполнить пункт меню *Run* → *Run History* → *DISCOVER Debugging* (или название группы конфигурации, которое Вы ей дали). Или ещё другой способ: нажать кнопку меню как показано на рис.16.

Рис. 17 - Место запуска отладки *GDB*

Для режима отладки существует специальная перспектива (видовой экран) которая называется *Debug*. Переключиться в нее возможно нажав одноименную клавишу в верхнем правом углу окна среды как на *рис. 17*.

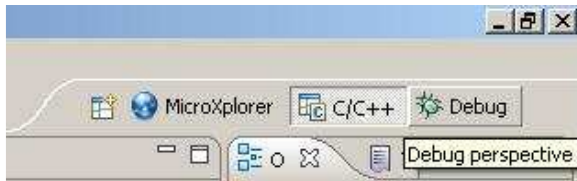


Рис. 18 - Место переключение перспектив

Если к этому моменту Вы ещё этого не сделали, то система спросит Вас о переключении в данную перспективу появлением окна *Confirm Perspective Switch*. При ответе положительно (нажатие кнопки *Yes*) происходит автоматическое переключение. При этом счетчик программ будет установлен на первую команду из функции *main*, как было задано в настройках. Обратим наше внимание на пожалуй самое главное окно в этой перспективе — *Debug*. Внешний вид этого окна показан на *рис. 18*.

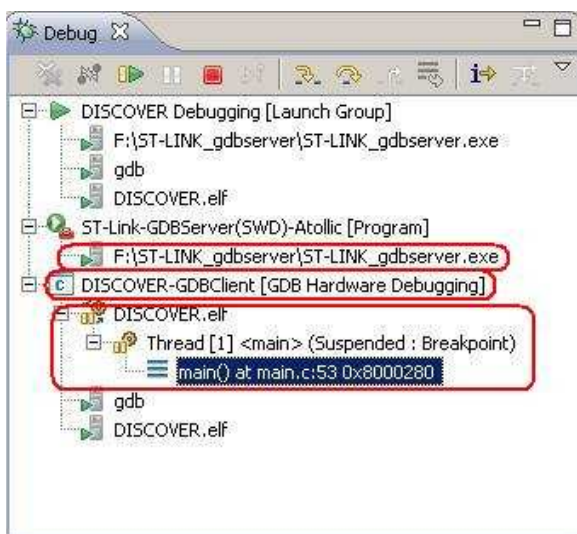


Рис. 19 - Окно дерева отладки

Здесь выделены (снизу вверх) запущенные составные части механизма отладки: сервер, клиент и файл откомпилированной программы в *elf* формате. Все управление процессом отладки (пошаговое выполнение запуск и остановка процесса отладки сосредоточено в верхней части этого окна). Для человека имеющего хотя бы малейший опыт работы с отладчиками разобраться в остальном не составит особого труда.

ПЕРСПЕКТИВА MICROXPORER

Всегда, при выборе того или иного микроконтроллера, встает вопрос: подходит ли

микроконтроллер в выбранном корпусе для решения поставленной задачи? Зачастую, богатый набор периферии устройства еще не гарантирует полную реализацию всех возможностей. Это может быть вызвано тем, что при малом количестве выводов, каждому из них может быть назначено сразу несколько функций разных периферийных модулей. Разрешить все возможные конфликты между этими модулями задача не такая уж простая, особенно при большом количестве выводов и периферийных модулей заложенных в микроконтроллер.

Помимо этого, разработчик программы сталкивается со значительными затратами времени на задание настроек регистров той или иной периферии. Задача трудна из-за своего большого объема рутинной работы и требует известной степени внимательности, так как ошибка в одном бите может привести к отличной от требуемой настройки периферии. Компания *STMicroelectronics* попыталась здесь помочь разработчику, упростив эти процессы и сделав их более наглядными. Речь идет о бесплатном программном продукте *microXplorer* [14].

Существует два варианта этого продукта: автономное *Java* приложение и плагин для *Eclipse*. Оба этих продукта по своему внешнему виду и по возможностям идентичны друг другу, поэтому, применительно к нашей ситуации, рассмотрим только плагин.

Начнем с описания процесса установки плагина в среду. Компания *STMicroelectronics* не предоставляет возможность загрузки через интернет адрес, поэтому остается только один вариант - загрузить архив с плагином, пройдя по ссылке [15]. Процесс установки аналогичен плагину *C/C++ GDB Hardware Debugging*, за исключением того, что во время установки будет выдано предупреждения об отсутствии подписи у данного продукта, на что следует ответить нажатием кнопки «OK».

На момент написания статьи последней версией *microXplorer* считается версия 3.2. Чтобы открыть окно плагина в среде *Eclipse* нужно вызвать окно *Open Perspective*, выполнив пункт меню *Window → Open Perspective → Other...* и выбрать в нём *microXplorer*. После этих манипуляций вид активного окна среды должен измениться, так как открылась новая перспектива. Вернутся обратно, в другую перспективу, можно выбрав соответствующую вкладку, приведенную на рисунке 17.

Процесс работы с этой программой начинается с создания новой конфигурации, для чего нужно: либо выполнить пункт главного меню *File → new Config...*, либо нажать комбинацию клавиш *Shift + N*, либо нажать на кнопку *Add New Configuration* под главным меню (первая слева). Затем в появившемся окне *New Configuration Settings* выбрать интересующий контроллер. Давайте, для примера, выберем *STM32F100RB* находящийся на плате *STM32VLDISCOVERY*, как изображено на рисунке

19.

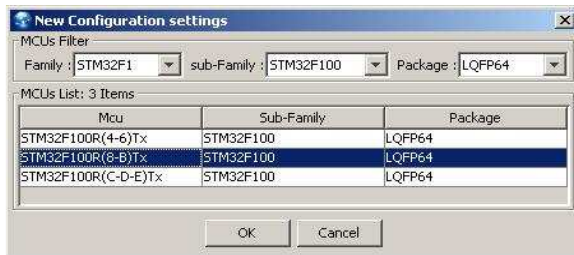


Рис. 20 - Выбор типа микроконтроллера

После создание конфигурации вид

перспективы снова изменится. В этом окне справа будет приведён перечень доступной для данного микроконтроллера периферии, а слева внешний вид выбранного корпуса. При выборе периферии окно станет выглядеть как на *рис. 20*.

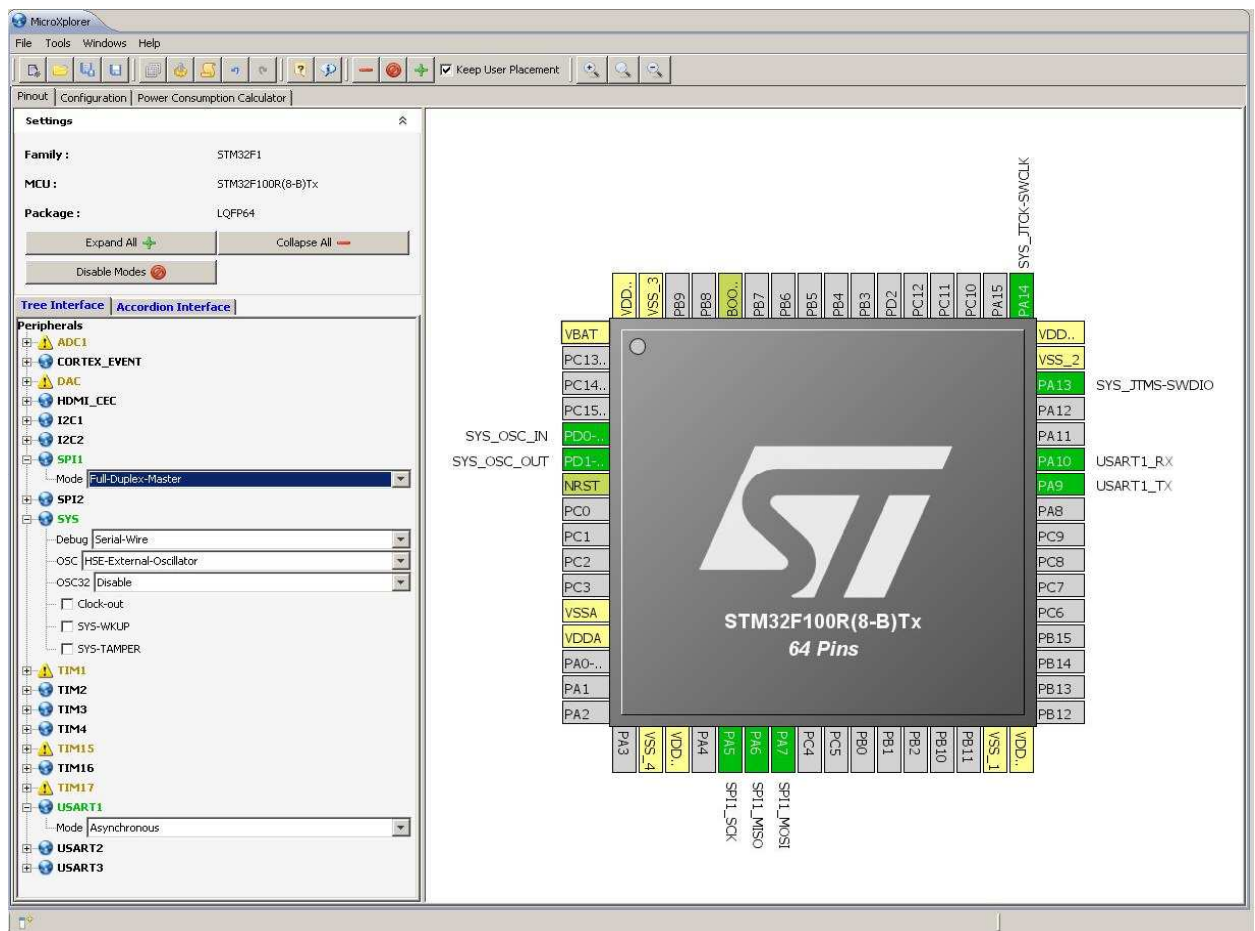


Рис. 21 - Внешний вид перспективы microXplorer

На рис. 20, в частности, приведен результат задания следующих функций: работа *SP11* модуля в режиме полнодуплексного обмена данными с функцией ведущего (*Master*), выбрана отладка и программирование ядра через канал *SWD*, заняты ножки под внешний кварцевый резонатор и наконец модуль *USART1* переведен в режим асинхронной передачи данных. В правом окне зеленым выделены занятые этими функциями выводы. В левом окне восклицательным знаком выделены те модули функциональность которых пострадала в результате этих действий.

Правое окно служит не только для отображения данных. Если щелкнуть на интересующем выводе правой кнопкой мыши, то

можно увидеть перечень допустимых функций для данного вывода, а если при щелчке левой кнопкой ещё зажать кнопку *Ctrl*, то можно увидеть, выделенные синим, возможные варианты перенесения данной функции на другие выводы при помощи механизма переназначения выводов *Remap*. Таким образом, можно изменить ручную конфигурацию любого вывода.

Полное руководство по данному плагину можно получить обратившись к [16]. Отметим только наиболее интересные особенности.

Для получения результатов проведенных действий можно распечатать в формате PDF отчет выполнив команду главного меню *Tools* → *Generate Report*.

Можно, помимо назначения выводов, создать программный код, написанный на языке C осуществляющий необходимую настройку периферии. В текущей версии пока возможна только настройка портов ввода/вывода. Доступ к этой возможности открывается через пункт меню *Tools* → *Generate Code*. Правда, предварительно необходимо перейти на вкладку Configuration, левого окна, и затем, щелкнув в правом окне на кнопке *GPIO* (рис. 21), задать необходимые функции для выбранных выводов.

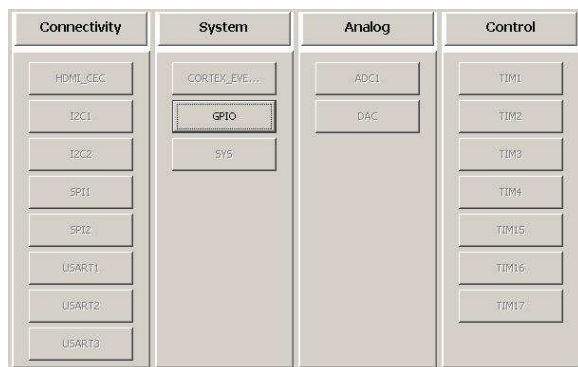


Рис. 22 - Место задание параметров настройки выводов периферии

Неактивная, пока, для выбранного нами микроконтроллера возможность по оценке энергопотребления в разных режимах работы доступна для семейства *STM32L1*. Обращение к ней организуется при переходе на вкладку *Power Consumption Calculator* в окне слева.

Таким образом, *microXplorer* хороший помощник на пути освоения новых микроконтроллеров и помогает ускорить работу разработчика за счёт сокращения количества рутинной работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в этой статье возможности лишь малая часть всех тех возможностей которые можно получить от Eclipse. В стандартной поставке среды, при загрузки с официального сайта, присутствуют иные плагины не менее полезные при профессиональной работе по программированию. И куда более обширная часть представлена в сети Интернет. Стоит отметить, что зачастую, у каждого плагина или набора плагинов всегда есть своя интернет страничка, на которой можно найти всю исчерпывающую информацию по нему. В этом свете, перед пользователем среды открываются широкие возможности по построению той среды, какой он хочет видеть её сам.

ВЫВОДЫ

- Различные способы и механизмы отладки заложенные в саму среду *Eclipse* могут быть расширены при помощи

дополнительных плагинов.

- Есть возможность реализовать отладку микроконтроллеров фирмы *STMicroelectronics* не прибегая к платным программным продуктам причем не единственным способом.
- В среду *Eclipse* заложены возможности гибкой настройки частей механизма отладки.
- Плагин *microXplorer* помогает разработчику экономить время и избавляют его от рутинной работы.
- Заложенный в среду *Eclipse* мощный механизм расширения функциональности позволяет создать ту *IDE*, которую хочет видеть её пользователь.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Eclipse (среда разработки). Материал из Википедии — свободной энциклопедии. URL: [http://ru.wikipedia.org/wiki/Eclipse_\(среда_разработки\)](http://ru.wikipedia.org/wiki/Eclipse_(среда_разработки)) (дата обращения 18.11.13).
- [2] А.В. Ескин, В.А. Жмудь, В.Г. Трубин. STM32VLDISCOVERY – средство для быстрой разработки опытных образцов цифровых систем управления. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 3 (5). С. 42–47.
- [3] GDB: The GNU Project Debugger. URL: <https://sourceware.org/gdb/> (дата обращения 18.11.13).
- [4] GNU. Материал из Википедии — свободной энциклопедии URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/GNU> (дата обращения 18.11.13).
- [5] Atollic TrueSTUDIO. URL: <http://atollic.com/index.php/truestudio> (дата обращения 18.11.13).
- [6] Stm32 discovery line linux programmer. texane / stlink. GitHub URL: <https://github.com/texane/stlink> (дата обращения 18.11.13).
- [7] Download Atollic TrueSTUDIO® for ARM® Lite. URL: <http://atollic.com/index.php/download/truestudio-for-arm> (дата обращения 18.11.13).
- [8] STLINK GDB Server. Emb4fun. URL: <http://www.emb4fun.de/archive/stlink/index.html> (дата обращения 18.11.13).
- [9] Download STLINK v0.5.3 for Windows, tested with Windows XP (942 KB) <http://www.emb4fun.de/download/arm/stlink/stlink-20121227-win.zip> (дата обращения 18.11.13).
- [10] STSW-LINK003 ST-LINK/V2 USB driver for Windows 7, Vista and XP. STMicroelectronics. URL: <http://www.st.com/web/en/catalog/tools/PF258167> (дата обращения 18.11.13).
- [11] STSW-LINK006 ST-LINK/V2 USB driver for Windows 8. STMicroelectronics. URL: <http://www.st.com/web/en/catalog/tools/PF259459> (дата обращения 18.11.13).

- [12] Download CDT 7.0.2 for Eclipse Helios URL: <http://www.eclipse.org/downloads/download.php?file=/tools/cdt/releases/helios/dist/cdt-master-7.0.2.zip> (дата обращения 18.11.13).
- [13] Zadig. USB driver installation made easy. URL: <http://zadig.akeo.ie/> (дата обращения 18.11.13).
- [14] MicroXplorer MCU graphical configuration tool. STMicroelectronics. URL: http://www.st.com/web/catalog/tools/FM147/CL1794/SC961/SS1533/PF251717?s_searchtype=partnumber# (дата обращения 18.11.13).
- [15] STSW-STM32095. MicroXplorer Eclipse plugin, graphical tool to configure STM32 microcontrollers. URL: <http://www.st.com/web/en/catalog/tools/PF257931#> (дата обращения 18.11.13).
- [16] UM1568. User manual. MicroXplorer 3.x graphical configuration tool URL: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/user_manual/DM00063255.pdf (дата обращения 18.11.13).



Алексей Викторович Ескин -
ведущий инженер ООО «КБ
Автоматика»,
E-mail: kba-elma@bk.ru



Вадим Аркадьевич Жмуд –
заведующий кафедрой Автоматики
НГТУ, профессор, доктор технических
наук, автор более 200 научных статей,
включая 10 патентов и 6 учебных
пособий. Область научных интересов и
компетенций – теория
автоматического управления,
электроника, лазерные системы,
оптимизация, измерительная техника.
E-mail: oao_nips@bk.ru



Виталий Геннадьевич Трубин -
зав. лаб. кафедры Автоматики НГТУ,
директор ООО «КБ Автоматика».
Автор 18 научных статей. Область
интересов – разработка
специализированной электроники.
E-mail: trubin@ngs.ru

Система PREMIS как платформа для создания уникальных систем управления

А.В. Ляпидевский, Э.В. Щавелев, И.Д. Лысенко ОАО «НИПС», Новосибирск, Россия

Аннотация: Описана программная платформа PREMIS, разработанная в ОАО «Новосибирский институт программных систем» (ОАО «НИПС») [1, 2].

Ключевые слова: программная платформа, управление недвижимостью, системы управления

ВВЕДЕНИЕ

При создании автоматизированных систем управления и хранилищ данных необходимо решать множество задач, которые требуют уникальных знаний и опыта в конкретных предметных областях, знаний специфики конкретного предприятия или учреждения.

Очень немногие предприятия и учреждения готовы на масштабные изменения организационной структуры и бизнес процессов под готовые автоматизированные системы. Под сложившиеся бизнес-процессы и конкретный масштаб организации очень сложно подобрать готовый программный продукт.

Поэтому средства автоматизации должны обладать возможностями адаптации под масштабы и бизнес-процессы организации – Заказчика системы управления. А технология работы должна позволять специалистам предметной области непосредственно участвовать в процессе адаптации системы и реально влиять на конечный результат автоматизации.

Что меняем?

- Вариант 1: новую систему настраиваем под существующие бизнес-процессы.
- Вариант 2: бизнес-процессы ломаем под новую систему

Кто моделирует бизнес-процессы?

- Вариант 1: специалист предметной области вооруженный современными технологиями
- Вариант 2: внешний разработчик

Платформа PREMIS [1] имеет набор готовых, хорошо отлаженных типовых блоков информационной системы, которые автоматизируют стандартные функции большинства систем управления: ведение справочников и картотек, обмен данными в различных форматах, интеграция с бухгалтерскими программами, интеграция с MS Office, управление базами данных, разграничение прав доступа к информации и т.д.

При создании системы управления на платформе PREMIS, как правило, достаточно адаптировать модель данных (структуру хранилища) и набор выходных форм системы под конкретную область применения. В конечном итоге, именно специфика предметной области и требования Заказчика определяют, что будет храниться в системе и какие выходные формы и отчеты система должна выдавать.

Для гарантии соответствия внедренной системы реальным требованиям Заказчика, необходима однозначность трактовки требований к системе всеми участниками проекта. Это обеспечивается специальным инструментарием и методикой для быстрого создания прототипа и стартового наполнения

базы данных на основе реальных данных.

Именно быстрое создание прототипа системы на основе реальных данных Заказчика, а также качественная пользовательская документация и обучающие материалы, позволяют будущим ключевым пользователям участвовать в процессах разработки системы буквально с первых дней проекта.

1. ИНТЕГРАЦИЯ С СУЩЕСТВУЮЩИМИ ПРОГРАММНЫМИ СРЕДСТВАМИ

Большинство предприятий активно используют различные программные средства и информационные системы. Поэтому для быстрого и безболезненного внедрения новых средств автоматизации, необходимо грамотно и с минимальными затратами интегрироваться в единую информационную среду предприятия.

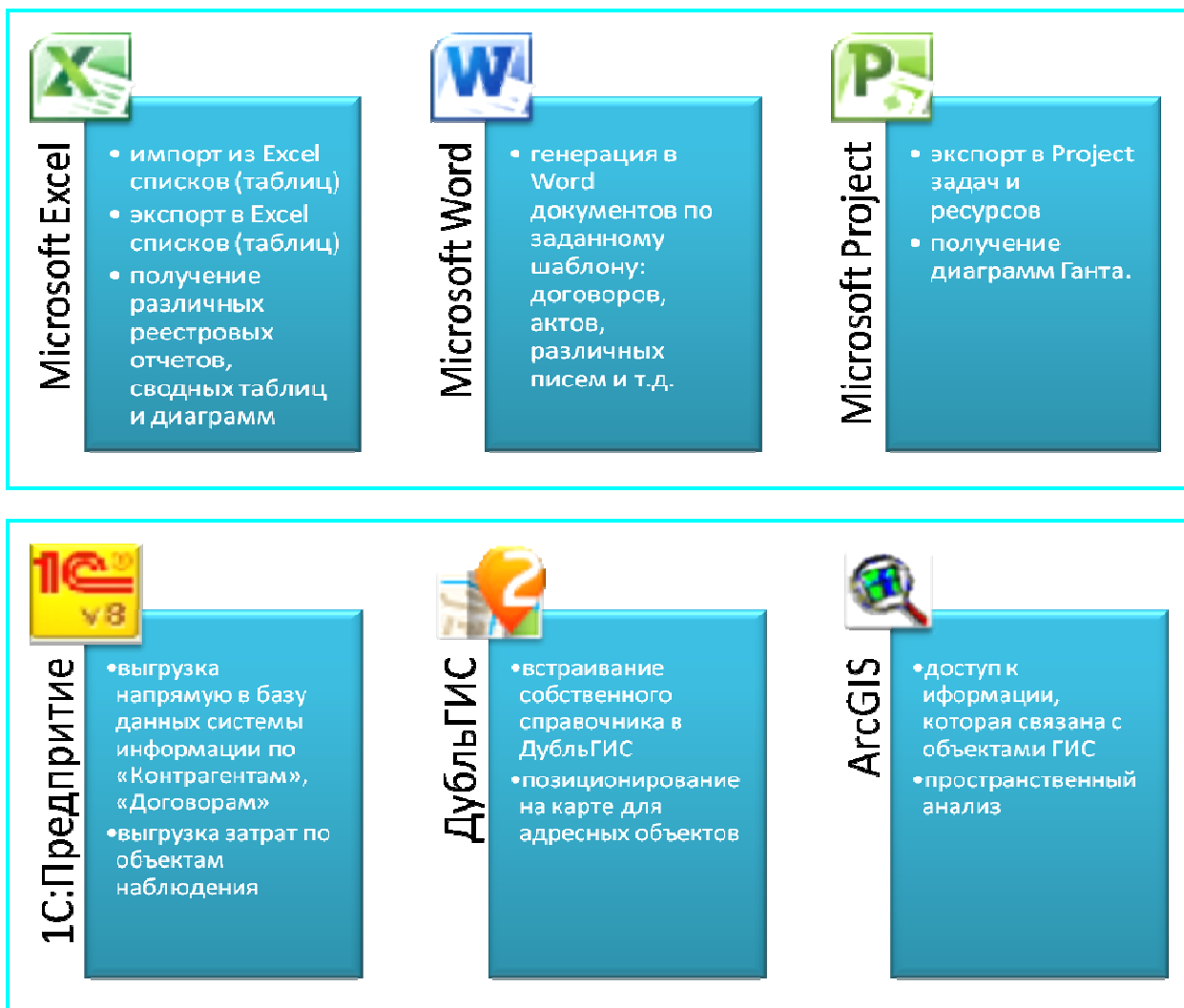
Система PREMIS позволяет объединить данные из различных систем:

- любые данные, которые можно выгрузить в Excel или в файлы формата XML, легко импортируются в PREMIS;
- данные из программ фирмы «1С» можно заливать непосредственно в центральную базу данных PREMIS;
- все программные средства, которые

используют в MS SQL Server, могут работать напрямую с базой данных PREMIS.

Система PREMIS позволяет выгружать

данные в файлы распространенных форматов и непосредственно в приложения MS Office (Word, Excel, Project), поддерживаются версии MS Office 2003, 2007, 2010.



2. ФУНКЦИИ СИСТЕМЫ НА ПЛАТФОРМЕ PREMIS

Ведение реестра объектов

PREMIS позволяет вести справочники и реестры любых объектов наблюдения до требуемого уровня детализации (справочники организаций, земельные участки, объекты недвижимости, контрагенты, договоры, счета, платежи и т.д.). Эти реестры позволяют собрать в единое хранилище все необходимые справочники и картотеки объектов, быстро находить требуемую информацию, делать различные выборки.

Учет операций

PREMIS обеспечивает регистрацию счетов, платежей и других существенных операций, связанных с объектами наблюдения. PREMIS может импортировать все необходимые данные

из бухгалтерских программ (1С:Предприятие версий 7.7, 8.x), что избавляет от повторного ввода информации. В результате, можно получать различные отчеты с включением бухгалтерских данных (балансовая и остаточная стоимость объектов недвижимости, затраты по объектам наблюдения).

Прикрепление файлов

PREMIS обеспечивает механизм сохранения в базе данных и прикрепления к конкретной записи таблицы файлов любых типов. Этот механизм позволяет, например, хранить в картотеке объектов недвижимости сканы связанных с ними документов, схем БТИ, фотографий и т.д.

Генерация документов и получение отчетов

PREMIS может выгружать любые

имеющиеся в системе данные в MS Word и MS Excel по заданным шаблонам. В результате получение большинства реестровых и сводных отчетов становится делом техники.

Визуализация местонахождения объектов

PREMIS предоставляет возможность зарегистрировать в системе графические схемы и планы местности, произвести привязку конкретных объектов системы к определенным участкам этих схем. Механизм быстрого получения визуального представления месторасположения объектов позволяет отображать и автоматически выделять на графической схеме объекты, которые удовлетворяют определенным условиям.

Анализ деятельности

PREMIS предоставляет простой и одновременно мощный аналитический инструментарий (различные запросы к базе данных, сводные таблицы, графические диаграммы). Собранная в единой базе данных информация из различных источников позволяет получать принципиально новые результаты анализа, основанные на интеграции и консолидации данных. А сохранение истории изменения значений критичных атрибутов позволяет легко отслеживать динамику изменения различных показателей.

3. ЗАЩИТА СИСТЕМЫ PREMIS

Концепция безопасности

Самое ценное в системе – это информация, поэтому при проектировании системы особое внимание уделялось защите данных от утраты и несанкционированного доступа.

Концепция информационной безопасности PREMIS базируется на следующих основных принципах:

Защита данных от утраты и несанкционированного доступа обеспечивается штатными средствами защиты сетей, серверных и клиентских операционных систем, а также MS SQL Server. Система PREMIS не должна ослаблять этой защиты.

Обеспечивается раздельное управление правами доступа к основным объектам базы данных для существенных операций (чтение, создание, изменение, удаление записей, экспорт в Excel).

Существенные действия пользователей в системе (модификация записей таблиц, выгрузка данных, запуск отчетов) при необходимости фиксируются в специальных журналах.

Управление доступом должно быть максимально простым и прозрачным. Не только

у ИТ-специалистов, но и у подразделений-пользователей («хозяев» бизнес-процессов) должна быть реальная возможность контроля доступа к критичным объектам базы данных.

Использование средств защиты MS SQL Server

PREMIS использует в качестве хранилища данных MS SQL Server 2008 R2. Это распространенная профессиональная СУБД, гарантирующая высокую степень защиты данных от сбоев и несанкционированного доступа. Проверка корректности разграничения прав доступа к серверу и объектам рабочей базы данных, аудит подключений к серверу (включая неуспешные попытки), автоматическое резервное копирование базы данных может производиться штатными средствами MS SQL Server. На все средства защиты MS SQL Server в свободном доступе имеется вся необходимая документация. Что минимизирует риски некорректного использования MS SQL Server и его средств защиты.

Отслеживание существенных действий в системе

Все существенные действия с базой данных системы (подключение к БД, запуск отчетов, экспорт данных, модификация записей в таблицах и т.д.), при определенных настройках, записываются в специальные журналы. Что позволяет, при необходимости, зафиксировать факт несанкционированных действий в системе, определить, кто и когда изменил конкретную запись. Ведение этих журналов, помимо обеспечения функций безопасности, позволяют получить статистику по активности работы пользователей в системе (что особенно полезно при внедрении системы). Средства просмотра и анализа журналов критичных действий в системе, средства мониторинга активности пользователей разработаны с учетом возможного использования пользователями (не ИТ-специалистами).

Пользователи могут управлять доступом

Квалификационные требования к средствам настройки прав доступа к объектам базы данных сведены к минимуму. Поэтому настройку прав доступа к данным PREMIS может осуществлять «продвинутый» пользователь функционального подразделения. Что дает возможность управлять доступом не только силами ИТ-службы, но и силами специалистов подразделений, которые работают с этими данными.

4. ПРЕИМУЩЕСТВА СИСТЕМЫ PREMIS

Учет требований Заказчика

Адаптация структуры данных системы под требования Заказчика, а также настройка под эти требования генерации документов и необходимой отчетности позволяет сохранить разумный баланс между простотой и функциональностью системы. Функциональность системы можно наращивать по мере роста потребностей Заказчика.

Интеграция с распространенными программными продуктами

Интеграция с наиболее распространенными в России программными продуктами позволяет обойтись без дублирования ввода информации, гарантировать достоверность и оперативность получаемых из системы отчетов. Удобные средства обмена данными с MS Excel позволяет использовать привычный для большинства пользователей программный продукт при выполнении сложных манипуляций с данными (например, использовать MS Excel для сложных расчетов, а результаты загружать обратно в общую базу данных PREMIS).

Защита данных

Защите данных системы уделено особое внимание. Есть возможность управлять доступом не только силами ИТ-службы, но и силами специалистов подразделений, которые работают с этими данными.

Низкие требования к квалификации администратора системы

Как правило, для обслуживания и настройки системы PREMIS не требуется специальных навыков и знаний. Большая часть функций управления сервером базы данных (резервное копирование, добавление пользователей, определение прав доступа и т.д.)

встроена в систему PREMIS. Причем эти функции выполняются при помощи специальных «мастеров» («визардов») в пошаговом режиме, что особенно актуально для критичных или редко выполняемых операций.

5. РАЗРАБОТЧИКИ СИСТЕМЫ PREMIS

Большая часть команды является сотрудниками Лаборатории информационно-аналитических систем ОАО «Новосибирский институт программных систем» (ЛИАС ОАО «НИПС»). ОАО «НИПС» входит в Государственную Корпорацию «Ростехнологии».

Ядро команды составляют специалисты, имеющие многолетний опыт бизнес-инжиниринга, разработки, внедрения и сопровождения информационных систем для крупных производственных предприятий.

Команда имеет длительные контакты с рядом известных software-фирм и отдельными высококвалифицированными специалистами Новосибирского Академгородка, что позволяет привлекать необходимые ресурсы, существенно сокращая срок выполнения проекта и повышая качество выполняемых работ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Информационная система управления недвижимым имуществом Premis. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012616840. Э.В.Щавелев, А.В. Ляпидевский. Правообладатель: ОАО «Новосибирский институт программных систем». Зарегистрировано 1 августа 2012 г. Приоритет от 15 июня 2012 г.
- [2] Информация о продукции на сайте правообладателя. URL: http://www.nips.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=432:---qpremism&catid=16:2013-12-13-20-53-39&Itemid=301, а также URL: http://www.nips.ru/index.php?option=com_content&ask=view&id=348&Itemid=347

**III. Инновационные технологии.
Перспективные технологии.
Моделирование систем.**

Содержание раздела:

- В.А. Жмудь, А.Н. Загорин, О.Д. Ядрышников Исследование методов эмпирической настройки регуляторов. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 4 (6). С. 41–53. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).

Исследование методов эмпирической настройки регуляторов

Вадим Жмудь, Александр Заворин, Олег Ядрышников
Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация: Вопросы эмпирической настройки регуляторов поднимались в работе [1] и других публикациях. Модельного исследования эффективности этого метода не производилось. Возможности программы *VisSim* позволяют исследовать этот метод на самых различных примерах [2]. Результаты и выводы по ним даются в данной статье.⁴

Ключевые слова: автоматика, регуляторы, численный расчет, моделирование

ВВЕДЕНИЕ

Опытная (эмпирическая) настройка регуляторов для замкнутых систем автоматического управления применяется до сих пор достаточно широко, несмотря на наличие большого количества методов их аналитического расчета и численной оптимизации [1].

Причина распространенности такого метода, по-видимому, кроется в одной из следующих ситуаций:

а) идентификация объекта чрезвычайно сложна, или более сложна, чем настройка регулятора;

б) разработчик не достаточно владеет требуемыми методами идентификации и (или) расчета регулятора;

в) разброс параметров объектов таков, что идентичные регуляторы не достаточно эффективны, а индивидуальная подстройка коэффициентов достаточна для решения этих проблем.

Могут быть и иные причины предпочтения эмпирической настройки.

Эмпирическая настройка регуляторов возможна, даже если модель объекта абсолютно неизвестна.

Во-первых, априорно задается структура системы, в которой регулятор включается на входе объекта, отрицательная обратная связь замыкается через вычитающее устройство, второй вход которого является входом системы. Схема такой системы показана на *рис. 1*.

Во-вторых, задается структура регулятора. Наиболее часто применяют регулятор, содержащий пропорциональный, интегрирующий и дифференцирующий тракты,

по первым буквам названия этих трактов регулятор называют ПИД-регулятором. Структура такого регулятора показана на *рис. 2*.

Суть эмпирической настройки в этом случае состоит в отыскании K_P , K_I , K_D – коэффициентов пропорционального, интегрирующего и дифференцирующего трактов, которые бы в наилучшей степени отвечали целям управления объектом. Цель управления, как правило, состоит в обеспечении по возможности максимальной полосы управления и максимального статического коэффициента усиления контура при обеспечении устойчивости с требуемым запасом. При этом к объекту относят совокупность всех частей системы, математическая модель которых не может быть изменена. Регулятор объединяет те элементы, математическая модель которых изменяется по выбору проектировщика для обеспечения динамических и статических свойств замкнутой системы.

Эмпирическая настройка опирается на ряд гипотез об объекте.

Гипотеза 1. Предполагается, что объект описывается линейной стационарной моделью в области малых управляющих воздействий вблизи положения равновесия.

Гипотеза 2. Если Гипотеза 1 не выполняется, то есть объект не стационарен, то можно предположить, что параметры линейной модели медленно изменяются во времени в заданных пределах.

Большинство объектов отвечают одной из этих двух гипотез.

Если система содержит не только минимально-фазовые звенья, задача усложняется. Это дополнительно ограничивает предельно достижимую полосу управления.

Предварительно рекомендуется попытаться определить, к какому классу относится объект. Среди линейных объектов различаются нижеследующие классы моделей по величине наклона логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) в низкочастотной области [1]:

1. **Объект с нулевым наклоном** в низкочастотной области и дальнейшим затуханием первого порядка. При подаче на вход постоянного управляющего воздействия, выходное состояние такого объекта отклоняется

⁴ Работа выполнена по заданию Министерства образования и науки РФ, проект №7.599.2011, Темплан, НИР № 01201255056.

на фиксированную величину без дальнейшего нарастания.

2. **Объект с наклоном первого порядка** в низкочастотной области. Такой объект в разомкнутом состоянии неустойчив, при ступенчатом управляющем воздействии отклоняется от состояния равновесия со скоростью, определяемой величиной этого воздействия. Иногда большая постоянная времени в сочетании с большим коэффициентом усиления проявляется как интегрирующее звено.

3. **Колебательный объект**, то есть объект с нулевым наклоном в низкочастотной области с резким переходом во второй порядок.

4. **Объект с неизвестным наклоном ЛАЧХ** в низкочастотной области.

Рекомендуемая процедура эмпирической настройки регулятора для каждого из указанных видов объектов различная [1]. Для объектов с запаздыванием такой процедуры в [1] не дано. Исследуем эти процедуры на примерах путем моделирования в программе *VisSim* [2].

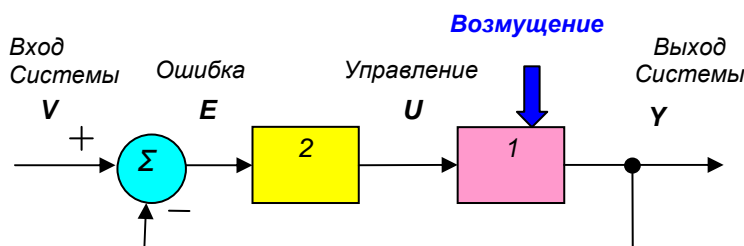


Рис. 1. Структурная схема простейшей системы с отрицательной обратной связью: 1 – объект, 2 – регулятор

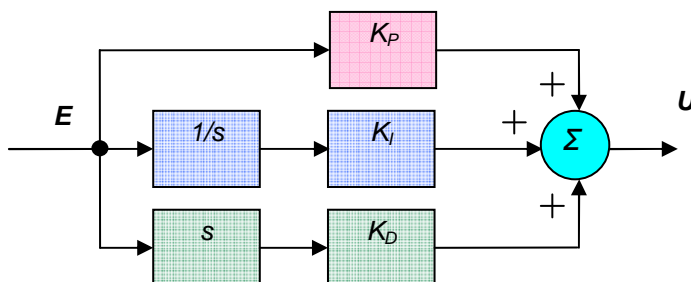


Рис. 2. Структурная ПИД-регулятора: K_p , K_i , K_d – коэффициенты пропорционального, интегрирующего и дифференцирующего трактов, $1/s$ – интегратор, s – дифференцирующее устройство

1. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ С НУЛЕВЫМ НАКЛОНОМ

Настройка систем с объектом с нулевым наклоном предлагается осуществлять по следующей процедуре:

1. К объекту добавляется пропорциональный регулятор. Коэффициент его усиления плавно вводится от нулевого значения и выше до начала возбуждения системы.

2. После возникновения колебательного переходного процесса коэффициент усиления возвращается на 3–6 дБ назад (для сохранения запаса устойчивости), после чего постепенно вводится коэффициент интегрирующего тракта. Если же требуется дополнительное увеличение полосы системы, в регулятор вводят дифференцирование. После этого делается попытка дальнейшего увеличения коэффициента усиления. Если возбуждение не прекращается, следует предположить одну из следующих гипотез:

- данная постоянная времени имеет кратность более одного;
- причина возбуждения – звено чистого запаздывания;
- начинают сказываться иные причины.

3. В систему вводится интегратор.

Пример 1.

Рассмотрим настройку регулятора для объекта, модель которого задана передаточной функцией:

$$W_1(s) = \frac{1}{(10s+1)(s^2+s+1)}.$$

Структурная схема для моделирования системы в программе *VisSim* показана на рис. 3.

При моделировании предварительно задаем коэффициенты интегрального и дифференцирующего каналов K_i и K_d равными нулю, задаем коэффициент пропорционального канала равным единице.

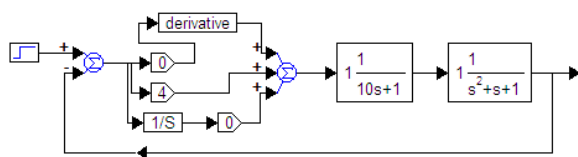
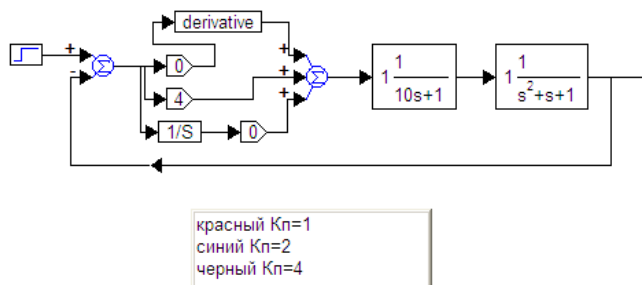


Рис. 3. Структурная схема для моделирования системы в программе VisSim

Полученный переходный процесс устойчив,



установившееся значение приблизительно равно 0,5 (показан на рис. 4 красной линией). На этом основании коэффициент K_{Π} можно увеличивать далее. При последовательном увеличении вдвое этого коэффициента получаем переходные процессы, показанные на рис. 5. Дальнейшие действия по изменению коэффициентов понятны из графиков на рис. 6 – 14 и подписей к ним.

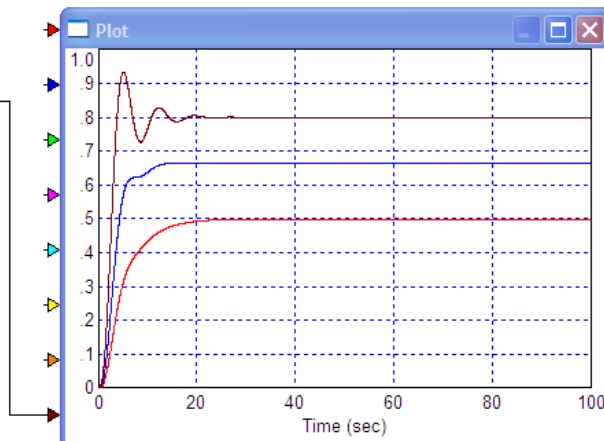


Рис. 4. Результаты моделирования системы на первых трех шагах

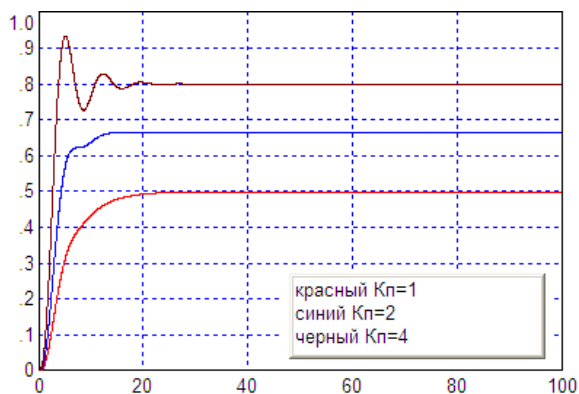


Рис. 5. Переходные процессы системы при $K_{\Pi} = 0$ и $K_{\text{д}} = 0$ с различными значениями K_{Π} : $K_{\Pi} = 1$ (красный), $K_{\Pi} = 2$ (синий), $K_{\Pi} = 4$ (черный)

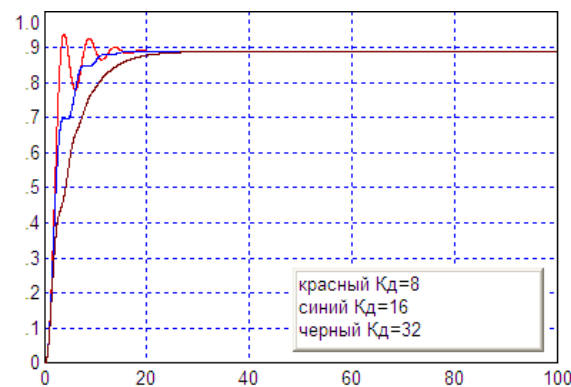


Рис. 7. Переходные процессы системы при $K_{\Pi} = 0$ и $K_{\text{п}} = 8$ с различными значениями $K_{\text{д}}$: $K_{\text{д}} = 8$ (красный), $K_{\text{д}} = 16$ (синий), $K_{\text{д}} = 32$ (черный)

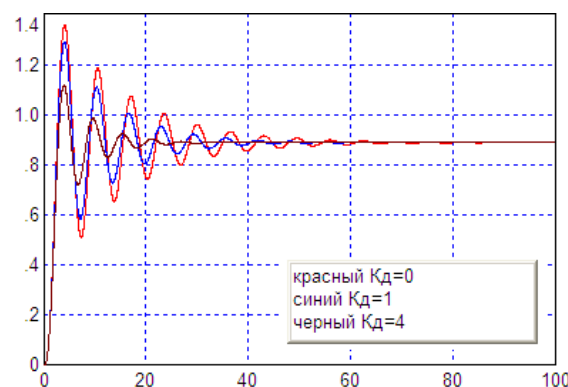


Рис. 6. Переходные процессы системы при $K_{\Pi} = 0$ и $K_{\text{п}} = 8$ с различными значениями $K_{\text{д}}$: $K_{\text{д}} = 0$ (красный), $K_{\text{д}} = 1$ (синий), $K_{\text{д}} = 4$ (черный)

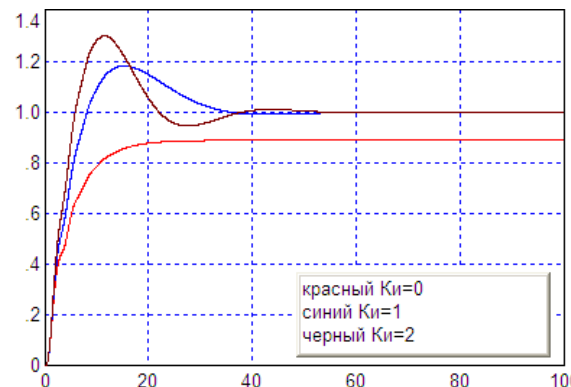


Рис. 8. Переходные процессы системы при $K_{\text{п}} = 8$ и $K_{\text{д}} = 32$ с различными значениями $K_{\text{и}}$: $K_{\text{и}} = 0$ (красный), $K_{\text{и}} = 1$ (синий), $K_{\text{и}} = 2$ (черный)

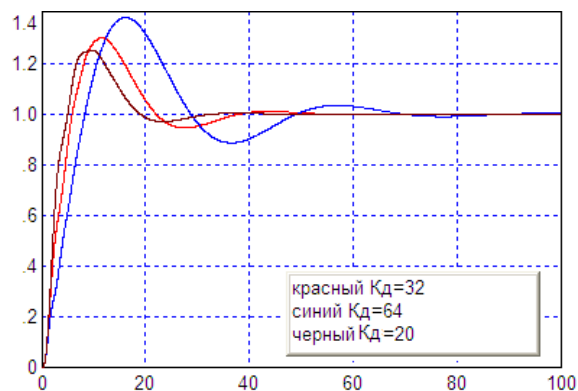


Рис. 9. Переходные процессы системы при $K_I = 2$, $K_P = 8$ с различными значениями K_D : $K_D = 32$ (красный), $K_D = 64$ (синий), $K_D = 20$ (черный)

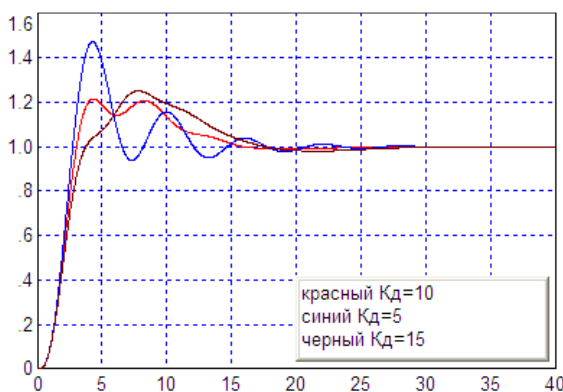


Рис. 10. Переходные процессы системы при $K_I = 2$ и $K_P = 8$ с различными значениями K_D : $K_D = 10$ (красный), $K_D = 5$ (синий), $K_D = 15$ (черный)

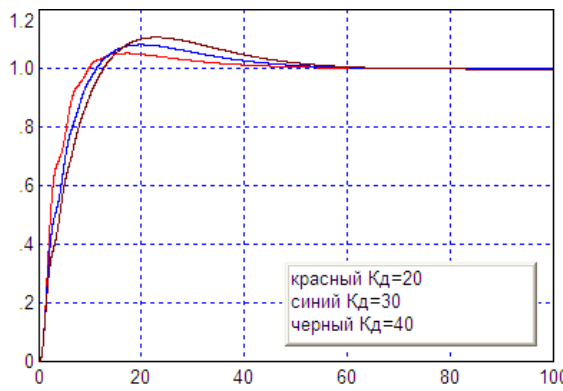


Рис. 11. Переходные процессы системы при $K_I = 0,5$ и $K_P = 8$ с различными значениями K_D : $K_D = 20$ (красный), $K_D = 30$ (синий), $K_D = 40$ (черный)

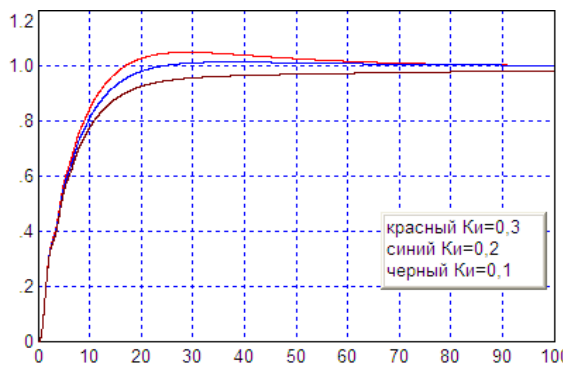


Рис. 12. Переходные процессы системы при $K_D = 40$ и $K_P = 8$ с различными значениями K_I : $K_I = 0,3$ (красный), $K_I = 0,2$ (синий), $K_I = 0,1$ (черный)

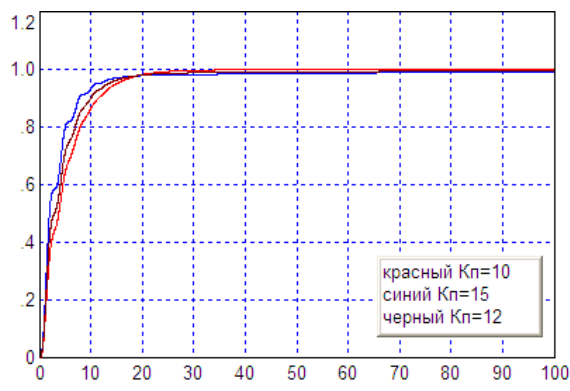


Рис. 13. Переходные процессы системы при $K_I = 0,1$ и $K_D = 40$ с различными значениями K_P : $K_P = 10$ (красный), $K_P = 15$ (синий), $K_P = 12$ (черный)

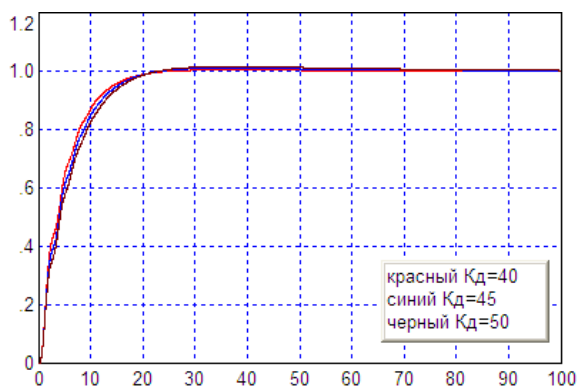


Рис. 14. Переходные процессы системы при $K_I = 0,22$ и $K_P = 10$ с различными значениями K_D : $K_D = 40$ (красный), $K_D = 45$ (синий), $K_D = 50$ (черный)

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_P = 10$; $K_I = 0,22$; $K_D = 50$.

Пример 2.

Предлагается начинать настройку этого же объекта с малого интегрального коэффициента усиления, например, $K_I = 0,02$.

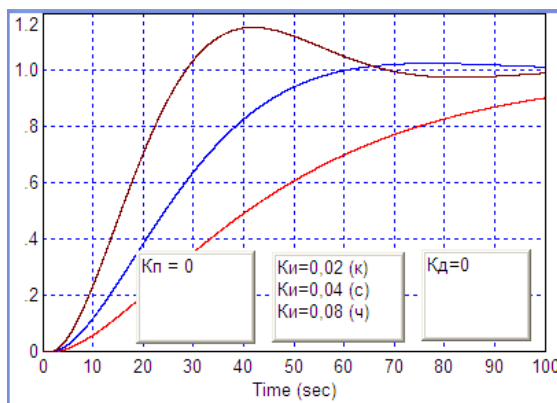


Рис. 15. Переходные процессы системы Примера 2 на 1 шаге, значения K_I , K_D , и K_P даны на врезках

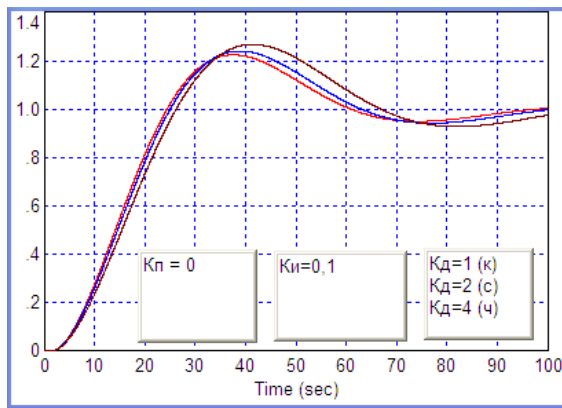


Рис. 16. Переходные процессы системы Примера 2 на 2 шаге

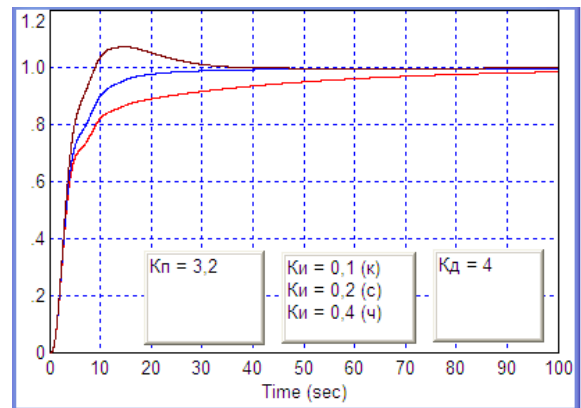


Рис. 19. Переходные процессы системы Примера 2 на 5 шаге

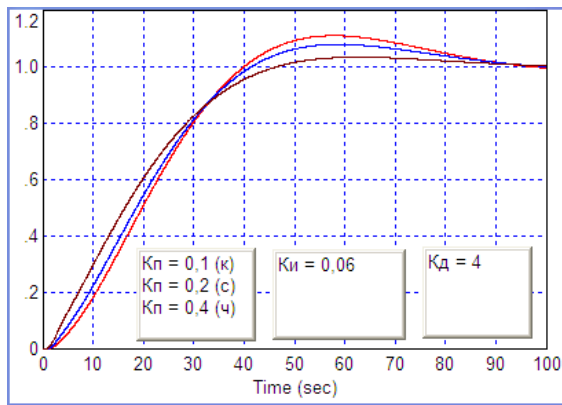


Рис. 17. Переходные процессы системы Примера 2 на 3 шаге

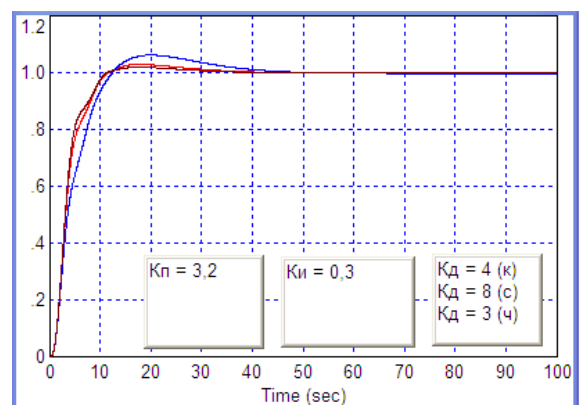


Рис. 20. Переходные процессы системы Примера 2 на 6 шаге

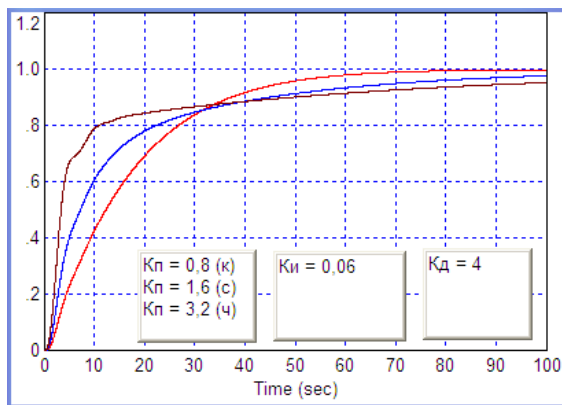


Рис. 18. Переходные процессы системы Примера 2 на 4 шаге

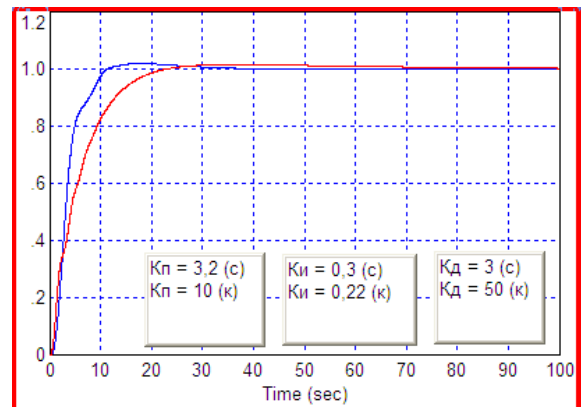


Рис. 21. Сравнение переходных процессов в системе с регуляторами по двум разным методам

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_P = 3,2$; $K_I = 0,3$; $K_D = 3$.

Пример 3.

Усложним задачу, введя в числитель передаточной функции объекта элемент запаздывания:

$$W_2(s) = \frac{\exp(-1,5s)}{(10s+1)(s^2+s+1)}.$$

Предлагается начинать настройку с малого интегрального коэффициента усиления, например, $K_I = 0,02$. Результаты

последовательных шагов по настройке регулятора приведены на рис. 20–27.

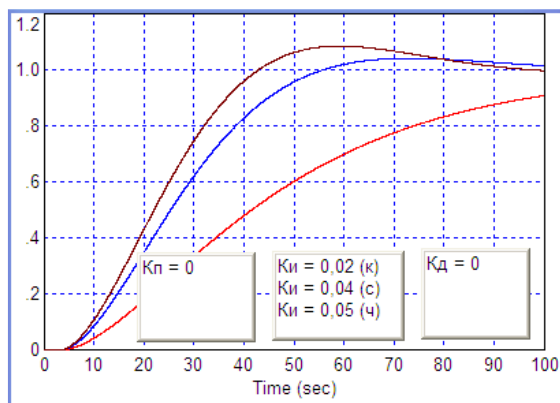


Рис. 20. Переходные процессы системы Примера 3 на 1 шаге, значения K_I , K_D , и K_P даны на врезках

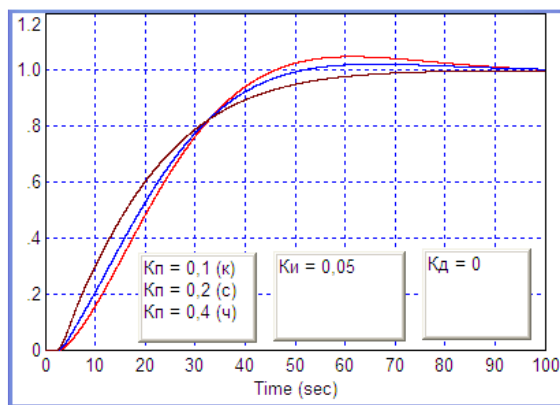


Рис. 21. Переходные процессы системы Примера 3 на 2 шаге

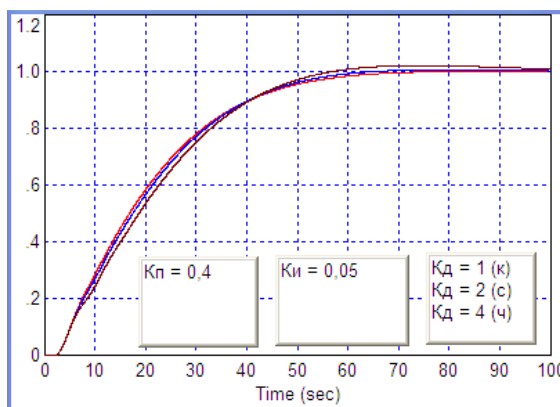


Рис. 22. Переходные процессы системы Примера 3 на 3 шаге

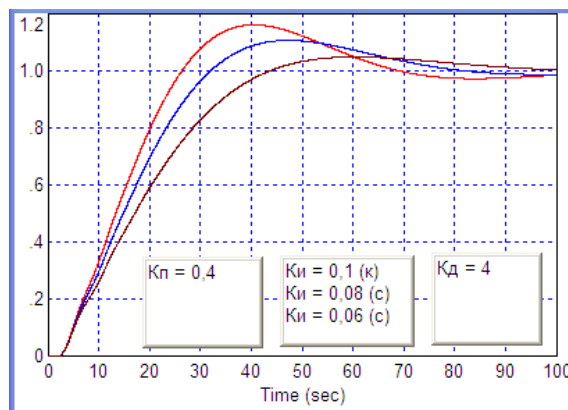


Рис. 23. Переходные процессы системы Примера 3 на 4 шаге

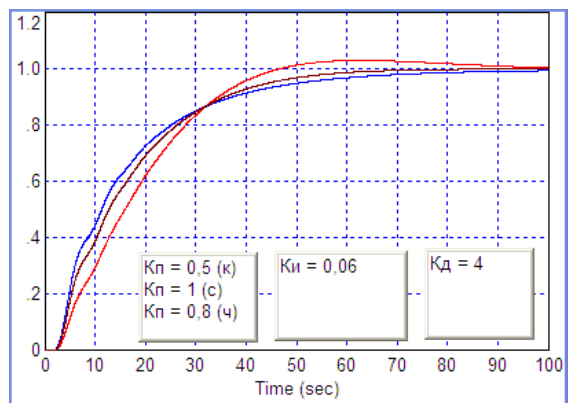


Рис. 24. Переходные процессы системы Примера 3 на 5 шаге

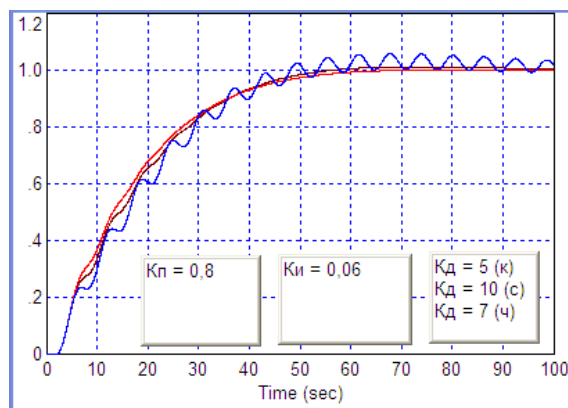


Рис. 25. Переходные процессы системы Примера 3 на 6 шаге

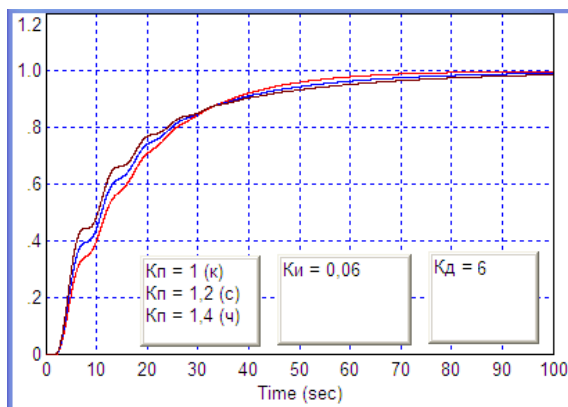


Рис. 26. Переходные процессы системы Примера 3 на 7 шаге

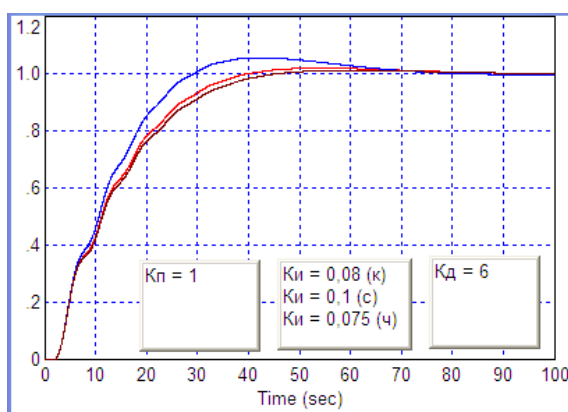


Рис. 27. Переходные процессы системы Примера 3 на 8 шаге

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_P = 1$; $K_I = 0,075$; $K_D = 6$.

Таким образом, процедуру можно признать достаточно эффективной для рассмотренного класса объектов.

2. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ С НАКЛОНОМ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Настройка системы с объектом с наклоном первого порядка в низкочастотной области ЛАЧХ аналогична, но интегральный тракт может не потребоваться [1].

Пример 4.

Усложним задачу примера 3, введя в знаменатель передаточной функции объекта множитель s , то есть добавив интегратор:

$$W_3(s) = \frac{\exp(-1,5s)}{s(10s+1)(s^2+s+1)}.$$

Результаты последовательных шагов по настройке регулятора приведены на рис. 28–34.

По результатам первого шага (рис. 28) можно сделать вывод о нецелесообразности использования интегратора в регуляторе, поэтому в дальнейшем коэффициент интегрального канала принят равным нулю.

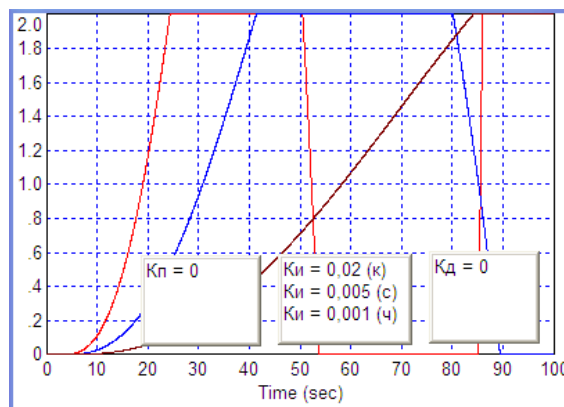


Рис. 28. Переходные процессы системы Примера 4 на 1 шаге

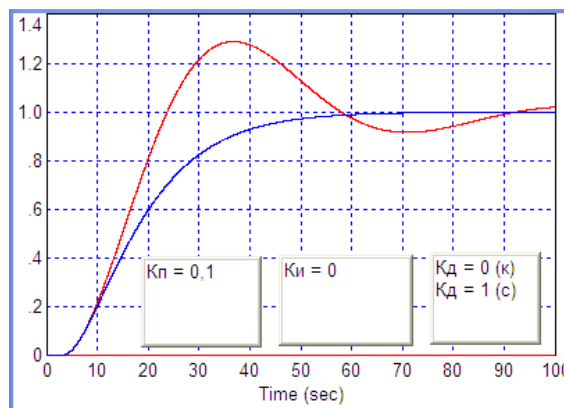


Рис. 29. Переходные процессы системы Примера 4 на 2 шаге

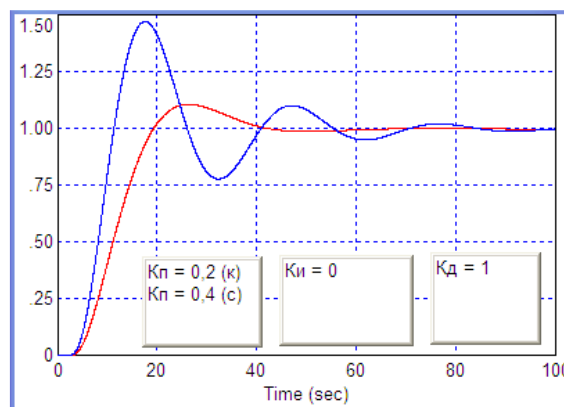


Рис. 30. Переходные процессы системы Примера 4 на 3 шаге

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_P = 0,45$; $K_I = 0$; $K_D = 2,7$.

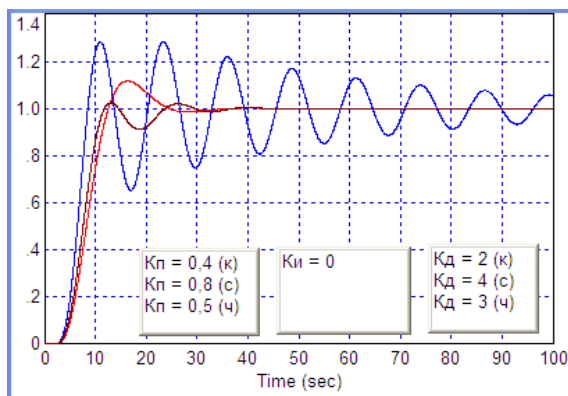


Рис. 31. Переходные процессы системы Примера 4 на 4 шаге

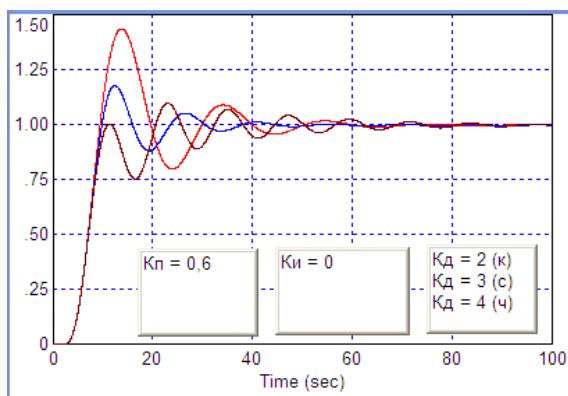


Рис. 32. Переходные процессы системы Примера 4 на 5 шаге

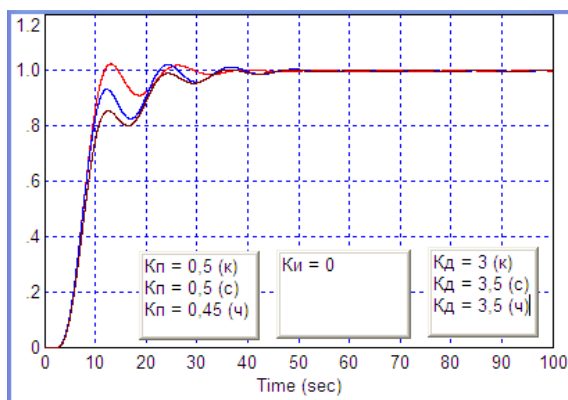


Рис. 33. Переходные процессы системы Примера 4 на 6 шаге

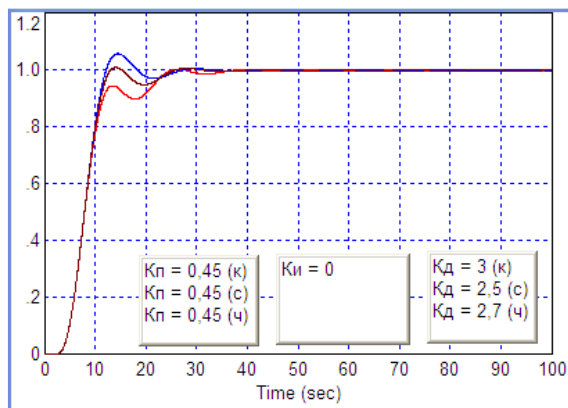


Рис. 34. Переходные процессы системы Примера 4 на 7 шаге

Таким образом, процедуру можно признать достаточно эффективной для рассмотренного класса объектов.

3. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ДЛЯ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

Настройка системы с объектом, имеющим резкий переход из нулевого порядка во второй порядок, может осуществляться двумя путями [1]:

1. Введением интегратора с последующим применением той же процедуры, что и для объекта первого порядка. При этом может быть достигнута полоса отработки, несколько меньшая, чем частота среза, при которой происходит переход из нулевого наклона во второй. Такой метод применяется, когда протяженность участка второго порядка невелика в связи с проявлениями следующих резонансных частот и в случае достаточности получаемой полосы отработки.

2. Введением дифференцирующего звена в области стабильного наклона второго порядка с обязательным обеспечением коэффициента усиления в рамках, обеспечивающих сохранение частоты среза системы в пределах участка с наклоном первого порядка, получаемого из наклона второго порядка за счет дифференцирования. Этот прием требует знания АЧХ системы и применяется редко. Получаемая система становится неустойчивой при уменьшении коэффициента усиления, поэтому метод применяется, когда регулятор должен существенно изменить динамику объекта в системе с ОС по сравнению с динамикой в свободном состоянии [1].

Пример 5.

Рассмотрим задачу управления объектом с нижеследующей передаточной функцией:

$$W_4(s) = \frac{1}{(10s^2 + 1)(s^2 + s + 1)}.$$

Объект обладает существенной склонностью к колебаниям. Для иллюстрации на рис. 35 показан отклик объекта на ступенчатое входное воздействие. Результаты последовательных шагов по настройке регулятора приведены на рис. 35–38.

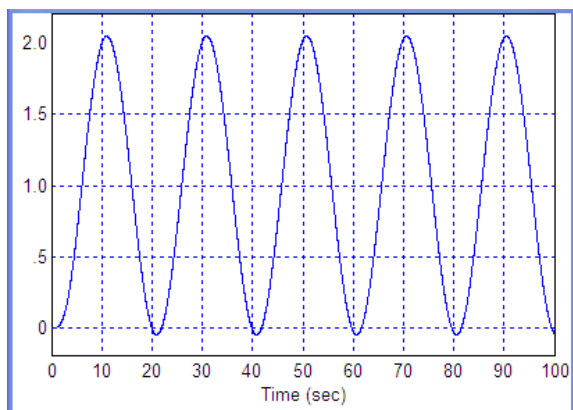


Рис. 35. Отклик объекта из Примера 5 на ступенчатое входной воздействие

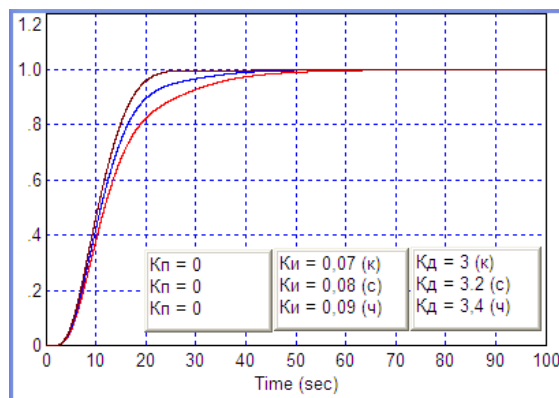


Рис. 38. Переходные процессы системы Примера 5 на 3 шаге

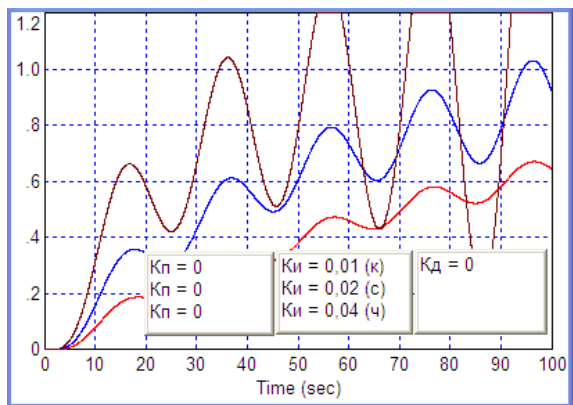


Рис. 36. Переходные процессы системы Примера 5 на 1 шаге

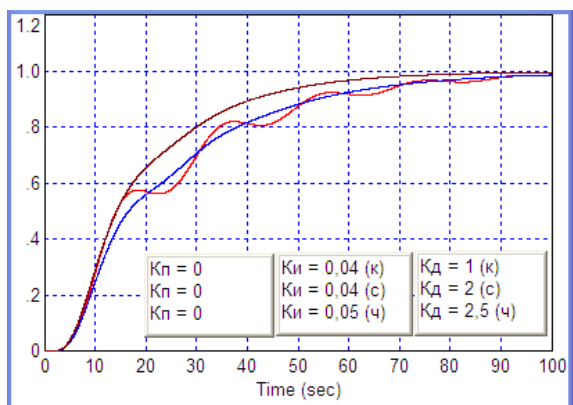


Рис. 37. Переходные процессы системы Примера 5 на 2 шаге

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_p = 0$; $K_i = 0,09$; $K_d = 3,4$.

Пример 6.

Рассмотрим задачу управления объектом с двумя колебательными полиномами в знаменателе передаточной функции:

$$W_4(s) = \frac{1}{(10s^2 + 1)(s^2 + 1)}.$$

Результаты последовательных шагов по настройке регулятора приведены на рис. 39–46. Удовлетворительный результат получен, хорошего результата получить не удалось. Время переходного процесса превышает 200 с, в процессе присутствуют колебания около 5 % от приращения выходной величины. Опытным путем выявлено, что введение в дифференцирующий тракт фильтра первого порядка с передаточной функцией $W_\Phi(s) = 1/(12s+1)$ позволяет поднять коэффициент этого тракта до

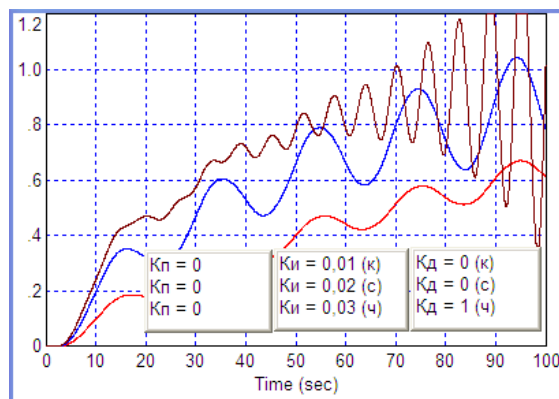


Рис. 39. Переходные процессы системы Примера 6 на 1 шаге

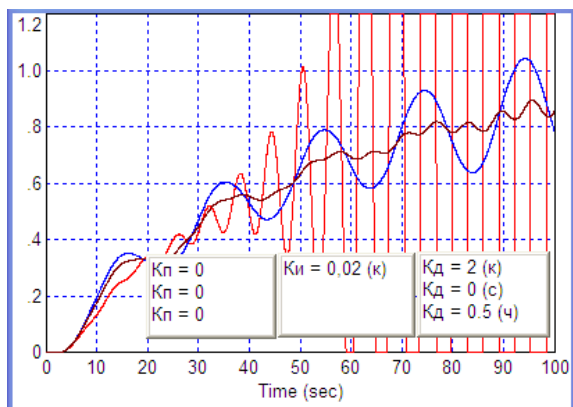


Рис. 40. Переходные процессы системы Примера 6 на 2 шаге

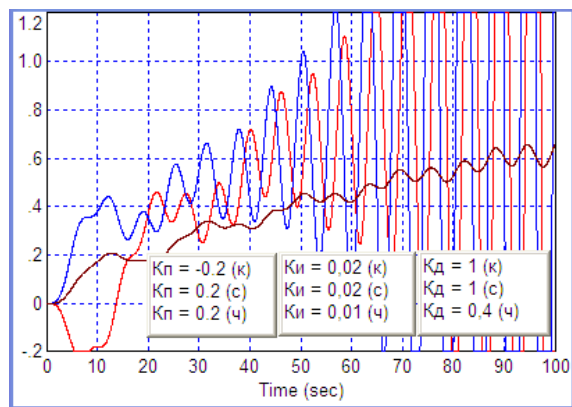


Рис. 43. Переходные процессы системы Примера 6 на 5 шаге

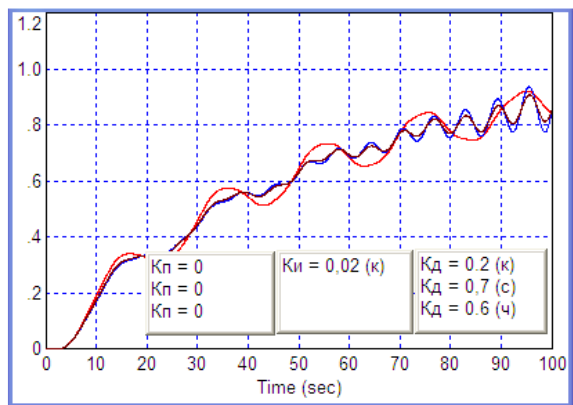


Рис. 41. Переходные процессы системы Примера 6 на 3 шаге

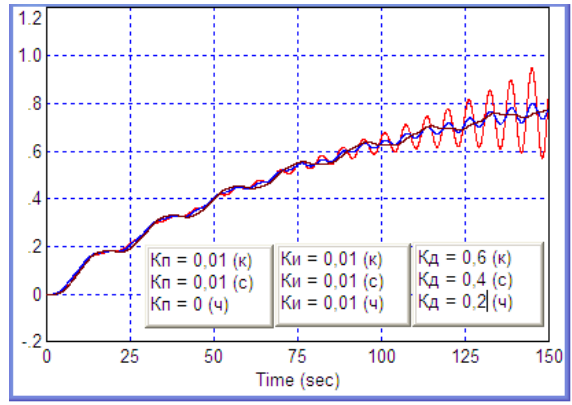


Рис. 44. Переходные процессы системы Примера 6 на 6 шаге

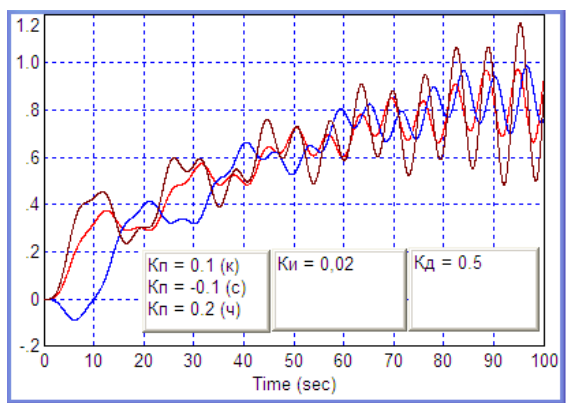


Рис. 42. Переходные процессы системы Примера 6 на 4 шаге

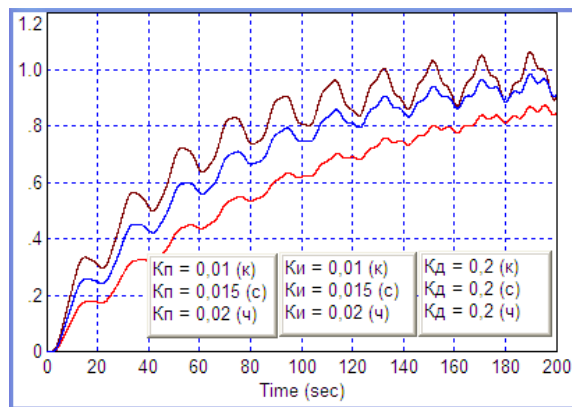


Рис. 45. Переходные процессы системы Примера 6 на 7 шаге

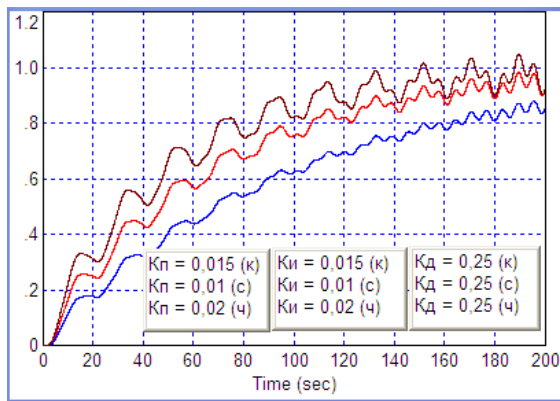


Рис. 46. Переходные процессы системы Примера 6 на 8 шаге

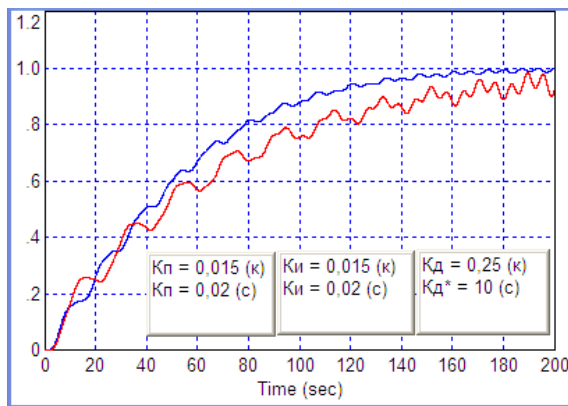


Рис. 47. Сравнение переходных процессов системы Примера 6: красная – итог настройки ПИД-регулятора эмпирическим путем; синяя – итог эмпирической настройки регулятора, в котором в дифференцирующий канал введен фильтр $W_{\phi}(s) = 1 / (12s+1)$

В итоге процедуры настройки получены следующие значения коэффициентов регулятора: $K_{\Pi} = 0,015$; $K_{\text{И}} = 0,015$; $K_{\text{Д}} = 0,25$, переходный процесс показан красной линией на рис. 47. Также получен регулятор с фильтром в дифференцирующем тракте (переходный процесс показан синей линией на рис. 47), передаточная функция которого имеет вид:

$$W_R(s) = 0,02 + \frac{0,02}{s} + \frac{10s}{12s+1}.$$

Указанную передаточную функцию можно привести к виду рациональной дроби:

$$W_R(s) = \frac{0,02 + 0,26s + 10,24s^2}{12s^2 + s}.$$

Таким образом, эффективность процедуры можно считать лишь удовлетворительной для рассмотренного класса объектов, но она не позволила обеспечить управление с хорошим качеством и быстродействием.

Пример 7.

Рассмотрим задачу управления объектом с нижеследующей передаточной функцией:

$$W_5(s) = \frac{1}{10s^3 + 4s^2 + 2s + 1}.$$

Данный объект также обладает существенной склонностью к колебаниям. Результаты последовательных шагов по настройке регулятора приведены на рис. 48–54.

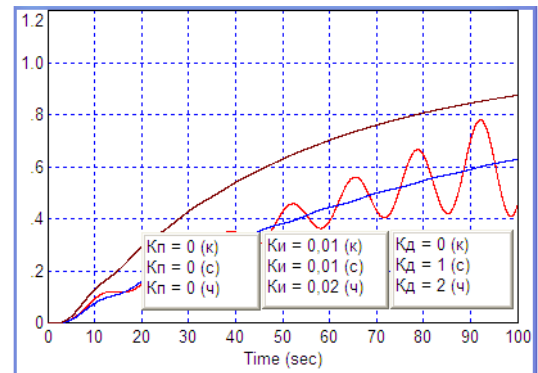


Рис. 48. Переходные процессы системы Примера 7 на 1 шаге

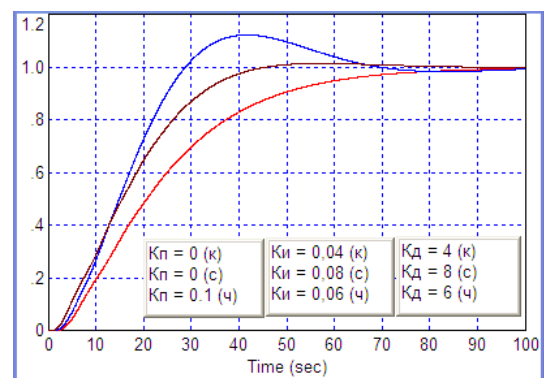


Рис. 49. Переходные процессы системы Примера 7 на 2 шаге

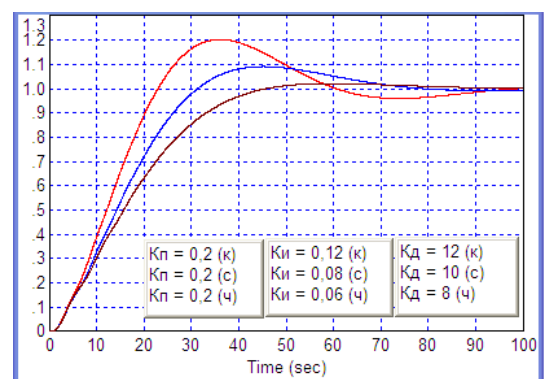


Рис. 50. Переходные процессы системы Примера 7 на 3 шаге

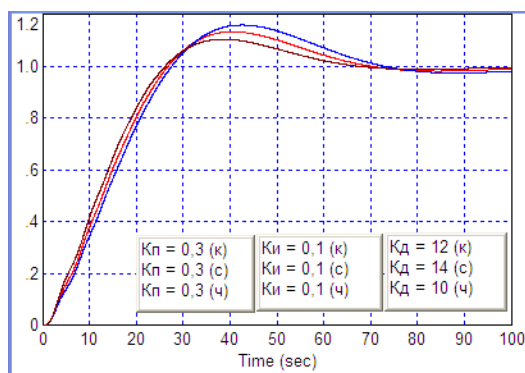


Рис. 51. Переходные процессы системы Примера 7 на 4 шаге

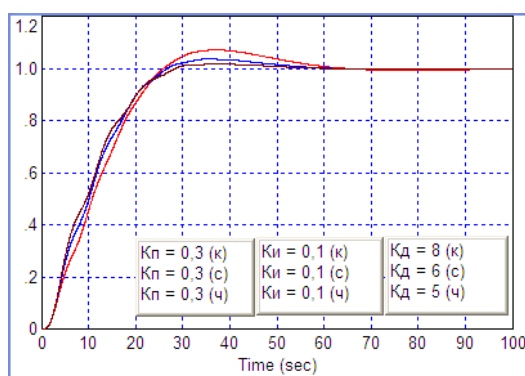


Рис. 52. Переходные процессы системы Примера 7 на 5 шаге

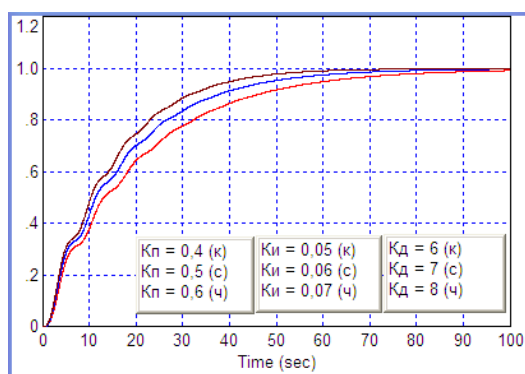


Рис. 53. Переходные процессы системы Примера 7 на 6 шаге

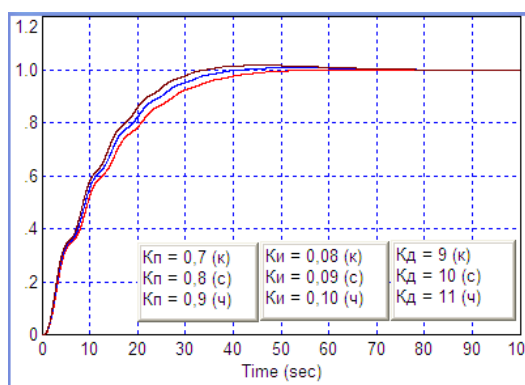


Рис. 54. Переходные процессы системы Примера 7 на 7 шаге

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_P = 0,9$; $K_I = 0,1$; $K_D = 11$. Результат можно считать хорошим, а методику в данном случае признать достаточно эффективной.

4. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ МОДЕЛЬЮ

Задачу настройки регуляторов для объектов с неизвестной математической моделью в общем случае решить нельзя. Демонстрацию работоспособности метода можно осуществить на примере объекта, содержащего полиномы в числителе и знаменателе достаточно высокого порядка, усложненного введением звена запаздывания.

Пример 8.

Рассмотрим задачу управления объектом с нижеследующей передаточной функцией:

$$W_6(s) = \frac{s^2 + 5s + 1}{s^4 + 10s^3 + 4s^2}.$$

Результаты последовательных шагов по настройке регулятора приведены на рис. 55–59.

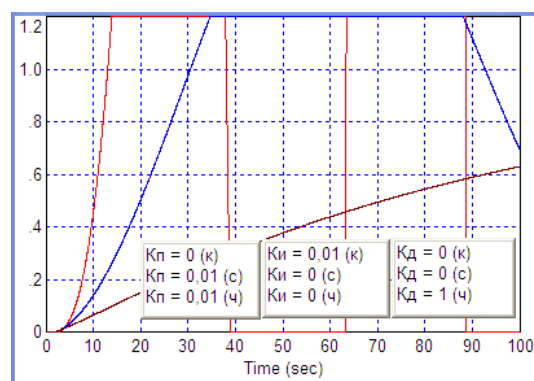


Рис. 55. Переходные процессы системы Примера 8 на 1 шаге

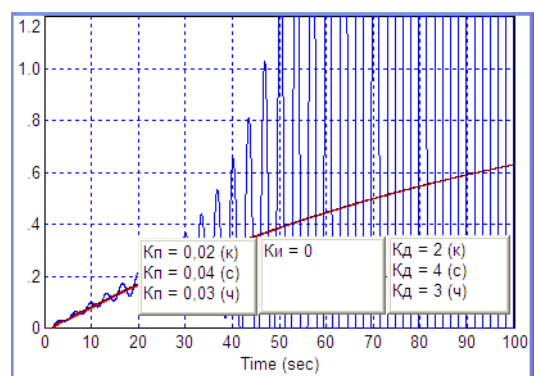


Рис. 56. Переходные процессы системы Примера 8 на 2 шаге

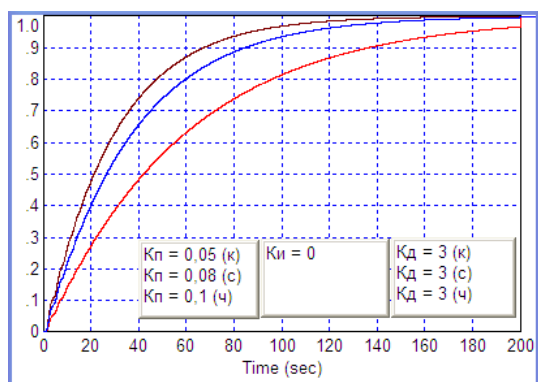


Рис. 57. Переходные процессы системы Примера 8 на 3 шаге

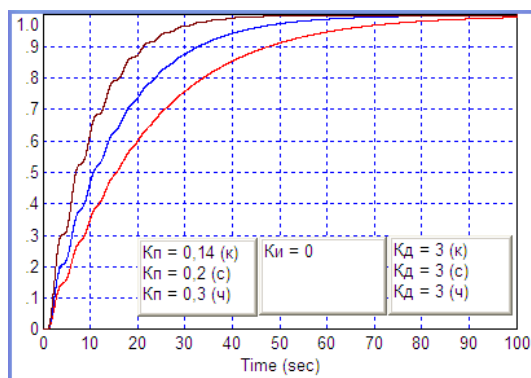


Рис. 58. Переходные процессы системы Примера 8 на 4 шаге

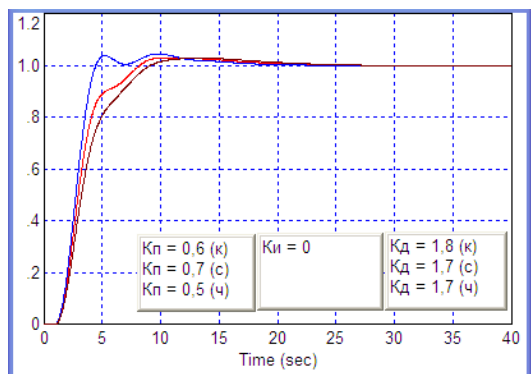


Рис. 59. Переходные процессы системы Примера 8 на 5 шаге

В итоге процедуры настройки можно рекомендовать следующие значения коэффициентов регулятора: $K_P = 0,6$; $K_I = 0$; $K_D = 1,8$. Результат можно считать хорошим, а

методику в данном случае признать достаточно эффективной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в результате модельных исследований показано, что эмпирический метод настройки ПИД-регуляторов достаточно эффективен. Настройка в большинстве случаев дает достаточно хороший результат после 5–7 шагов, каждый из которых состоит в 2–3 испытаниях.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] В. А. Жмудь. Электронные системы управления лазерным излучением: специальные главы. Учебное пособие. Новосибирск. Издательство НГУ. 2010. 198 с.
- [2] Жмудь В. А. Моделирование и оптимизация систем управления лазерным излучением в среде VisSim : учеб. пособие / В. А. Жмудь ; Новосиб. гос. техн. ин-т. – Новосибирск : Изд-во НГУ, 2009. – 116 с.



Вадим Жмудь – заведующий кафедрой Автоматики в НГТУ, профессор, доктор технических наук, автор 200 научных статей, главный научный сотрудник Института лазерной физики СО РАН. Область научных интересов и компетенций – теория автоматического управления, электроника, измерительная техника.

E-mail: oao_nips@bk.ru



Александр Заворин, аспирант кафедры Автоматики НГТУ, автор более 10 научных статей. Область научных интересов и компетенций – теория автоматического управления, оптимальные и адаптивные системы, оптимизация, многоканальные системы.

E-mail: pisatel1987@mail.ru



Олег Ядрышников, аспирант кафедры Автоматики НГТУ, автор более 10 научных статей. Область научных интересов и компетенций – теория автоматического управления, оптимальные и адаптивные системы, оптимизация, многоканальные системы.

E-mail: oleg_yadr@mail.ru

IV. Измерительные средства и системы

Содержание раздела:

- Воскобойников Ю.Е. Оценивание оптимальных параметров многопараметрических пороговых функций алгоритмов вейвлет-фильтрации. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 4 (6). С. 56–65. Новосибирский гос. архитектурно-строительный ун-т (Сибстрин), ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).

Оценивание оптимальных параметров многопараметрических пороговых функций алгоритмов вейвлет-фильтрации

Ю.Е. Воскобойников

Аннотация: В работе рассматривается оптимизация алгоритмов вейвлет-фильтрации с двух- и трехпараметрическими пороговыми функциями. Оптимизация алгоритмов вейвлет-фильтрации выполняется в двух направлениях: а) оптимизация за счет выбора наилучшей пороговой функции; б) оптимизация путем оценивания оптимальных параметров пороговой функции.

Ключевые слова: оценивание, оптимизация, вейвлет-фильтрация, многопараметрические функции.

ВВЕДЕНИЕ

В последние десятилетия для фильтрации сигналов и изображений широко используется их разложение в базисе вейвлет-функций. В этом случае фильтрация включает три этапа:

- вычисление прямого дискретного вейвлет-преобразования (нахождение коэффициентов разложения по зашумленным значениям дискретного сигнала);
- обработка «зашумленных» коэффициентов разложения;
- вычисление обратного дискретного вейвлет-преобразования (нахождение «сглаженных» значений дискретной функции).

Совокупность этих трех этапов будем называть *вейвлет-фильтрацией*, и она относится к алгоритмам фильтрации в частотной области – обработке подвергаются коэффициенты разложения зашумленного сигнала по некоторой системе базисных функций. Примерами таких алгоритмов являются также *алгоритмы Фурье-фильтрации*.

Очевидно, что качество фильтрации зашумленного сигнала определяется алгоритмами обработки второго этапа. Большинство используемых алгоритмов носят пороговый характер: коэффициент разложения меньший по абсолютной величине некоторой пороговой величины зануляется, в противном случае коэффициент сохраняется или подвергается некоторому (в общем случае

нелинейному) преобразованию. Распространение на практике получили «жесткая» и «мягкая» пороговые функции, зависящие только от одного параметра – величина порога. При этом выбор пороговой величины существенно влияет на ошибку фильтрации и эта величина, по сути, является управляющим параметром алгоритмов вейвлет – фильтрации [1-3].

Однопараметрические пороговые функции имеют известные недостатки (обсуждаемые ниже). В значительной степени эти недостатки преодолеваются при использовании двухпараметрических или трехпараметрических пороговых функций, зависящих уже от двух или трех параметров. Наличие нескольких параметров ставит с особой остротой вопрос о вычислении оптимальных значений этих параметров, минимизирующих ошибку фильтрации. Однако отсутствие в литературе аргументированных и приемлемых (по точности фильтрации) алгоритмов выбора этих параметров объясняет их слабое использование на практике.

Данная работа посвящена оптимизации алгоритмов вейвлет-фильтрации с многопараметрическими пороговыми функциями в двух аспектах:

- оптимизации за счет выбора наилучшей пороговой функции;
- оптимизации путем оценивания оптимальных параметров пороговой функции.

Заметим, что в рамках второго аспекта полученные результаты являются обобщением результатов работы [11].

1. ПОРОГОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ВЕЙВЛЕТ – ФИЛЬТРАЦИИ

Приведем основные понятия и определения, необходимые для изложения результатов работы.

Многомасштабное (multiresolution) представление функции $f(t)$ в базисе вейвлет-функции имеет вид [4,5]:

$$\hat{f}(t) = \sum_k a_{j_0+J,k} \varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=j_0+1}^{j_0+J} \sum_k d_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (1)$$

Функции $\{\varphi_{j,k}(t)\}$ называют масштабирующими (или отцовскими), а функции $\{\psi_{j,k}(t)\}$ – вейвлет – функциями (или материнскими). Коэффициенты разложения $a_{j,k}$ называют аппроксимирующими, $d_{j,k}$ – детализирующими и они определяются выражениями:

$$\begin{aligned} a_{j,k} &= \int_R f(t) \varphi_{j,k}(t) dt, \\ d_{j,k} &= \int_R f(t) \psi_{j,k}(t) dt, \end{aligned} \quad (2)$$

где R – интервал определения функции $f(t)$. Переменная j характеризует уровень разложения и ее часто называют коэффициентом масштаба, а переменная k – временной сдвиг той или иной базисной функции. Системы функций $\{\varphi_{j,k}(t)\}$, $\{\psi_{j,k}(t)\}$ составляют ортогональный базис пространств V_j, W_j , $-\infty < j < \infty$, и определяются соотношениями [6,7]:

$$\varphi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \varphi(2^{-j}t - k),$$

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k),$$

где функции $\{\varphi(t-k)\}$, $\{\psi(t-k)\}$ – ортогональный базис «нулевых» пространств V_0, W_0 . При этом пространство W_j ортогонально пространству V_j и $V_{j-1} = V_j \oplus W_j$. Чем меньше номер j , тем более «мелкие» структуры исходной функции $f(t)$ могут быть представлены в базисах $\{\varphi_{j,k}(t)\}$, $\{\psi_{j,k}(t)\}$ и тем ближе реконструированный сигнал $\hat{f}(t)$ к исходному.

Алгоритм вейвлет – преобразования двумерной функции аналогичен одномерному случаю. Любое изображение можно интерпретировать как функцию двух переменных $f(x, y)$. Тензорное произведение функций $\{\varphi_{j,k}(t)\}$, $\{\psi_{j,k}(t)\}$ порождает следующие базисные функции:

$$\begin{aligned} \{\varphi\varphi_{j,n,m}(x, y) &= \varphi_{j,n}(x) \cdot \varphi_{j,m}(y)\}; \\ \{\varphi\psi_{j,n,m}(x, y) &= \varphi_{j,n}(x) \cdot \psi_{j,m}(y)\}; \\ \{\psi\varphi_{j,n,m}(x, y) &= \psi_{j,n}(x) \cdot \varphi_{j,m}(y)\}; \\ \{\psi\psi_{j,n,m}(x, y) &= \psi_{j,n}(x) \cdot \psi_{j,m}(y)\}. \end{aligned}$$

Соответствующие коэффициенты разложения изображения принято называть следующим образом:

- аппроксимирующие коэффициенты $A_j = \{a\varphi_{j,n,m}\}$ получаются как коэффициенты разложения по базису $\{\varphi\varphi_{j,n,m}(x, y)\}$;
- горизонтальные детализирующие коэффициенты $H_j = \{a\psi_{j,n,m}\}$ получаются как коэффициенты разложения по базису $\{\varphi\psi_{j,n,m}(x, y)\}$;
- вертикальные детализирующие коэффициенты $V_j = \{\psi\varphi_{j,n,m}\}$ получаются как коэффициенты разложения по базису $\{\psi\varphi_{j,n,m}(x, y)\}$;
- диагональные детализирующие коэффициенты $D_j = \{\psi\psi_{j,n,m}\}$ получаются как коэффициенты разложения по базису $\{\psi\psi_{j,n,m}(x, y)\}$.

Теоретической основой пороговых алгоритмов вейвлет-фильтрации является следующая предпосылка: уровень коэффициентов разложения случайных ошибок исходных сравнительно мал по сравнению с коэффициентами разложения точного сигнала, что позволяет распознать две ситуации: «шумовой» коэффициент (в основном обусловлен шумом измерения) и «информативный» коэффициент (в основном определяется значениями точного сигнала). Таким образом, для успешной фильтрации необходимо обратить в ноль шумовые коэффициенты, сохранив при этом информативные коэффициенты разложения. Эта идея реализуется пороговыми алгоритмами обработки «зашумленных» коэффициентов разложения.

На практике широко используются две пороговые функции:

- «жесткая» пороговая функция вида:

$$T_H(\tilde{d}, \lambda) = \begin{cases} \tilde{d}, & \text{если } |\tilde{d}| \geq \lambda, \\ 0, & \text{если } |\tilde{d}| < \lambda; \end{cases} \quad (3)$$

- «мягкая» пороговая функция вида:

$$T_S(\tilde{d}, \lambda) = \text{sign}(\tilde{d}) \cdot [|\tilde{d}| - \lambda]_+, \quad (4)$$

где

$$[z]_+ = \begin{cases} z, & \text{если } z \geq 0; \\ 0, & \text{если } z < 0, \end{cases}$$

λ – величина порога, \tilde{d} – обрабатываемый коэффициент разложения. Графики функций приведены на рис. 1 (1 – график функции (3), 2 – функция (4)).

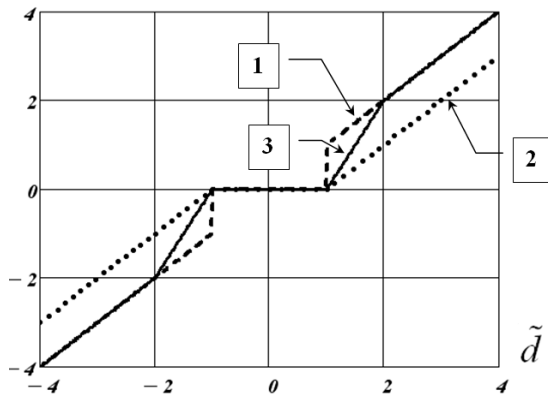


Рис. 1. Графики пороговых функций (3), (4), (5)

Отметим характерные особенности этих функций:

$$T_{ss}(\tilde{d}, \lambda_1, \lambda_2) = \begin{cases} 0, & \text{если } |\tilde{d}| \leq \lambda_1; \\ \text{sign}(\tilde{d}) \frac{\lambda_2 (|\tilde{d}| - \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}, & \text{если } \lambda_1 < |\tilde{d}| \leq \lambda_2, \\ \tilde{d}, & \text{если } |\tilde{d}| > \lambda_2, \end{cases} \quad (5)$$

которая включает уже две пороговые величины λ_1, λ_2 . График этой функции приведен на рис. 1 (кривая 3). В работе [6] были исследованы статистические характеристики ошибок фильтрации для трех пороговых функций (3), (4), (5). Было показано (аналитически и в вычислительном эксперименте), что функция (3) имеет наименьшее смещение, функция (4) –

• из-за уменьшения амплитуды коэффициента разложения на величину λ в функции $T_s(\tilde{d}, \lambda)$ возможно сглаживание (размытие) контрастных элементов обрабатываемого сигнала, особенно при больших значениях λ ;

• наличие в функции $T_H(\tilde{d}, \lambda)$ разрыва в окрестности λ может вызвать появление осцилляций (эффект Гиббса) в особых точках обрабатываемого сигнала.

Для преодоления этих недостатков функций (3), (4) в литературе (например, [6]) были предложены *двухпараметрические функции*, среди которых наиболее часто упоминается пороговая функция (обозначаемая в зарубежной литературе как *semisoft* или *firm*) вида:

наименьшую дисперсию, функция (5) – наименьшую СКО фильтрации. Поэтому использование функции (5) является более предпочтительным по сравнению с однопараметрическими функциями (3), (4).

В работе [7] построена трехпараметрическая пороговая функция (обозначаемая как *custom*) имеющая вид:

$$T_c(\tilde{d}, \lambda_1, \lambda_2, \alpha) = \begin{cases} 0, & \text{если } |\tilde{d}| \leq \lambda_1; \\ \alpha \lambda_2 \cdot \left[\frac{|\tilde{d}| - \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1} \right]^2 \cdot \left\{ (\alpha - 3) \cdot \left(\frac{|\tilde{d}| - \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1} \right) + 4 - \alpha \right\}, & \text{если } \lambda_1 < |\tilde{d}| \leq \lambda_2; \\ \tilde{d} - \text{sign}(\tilde{d})(1 - \alpha)\lambda_2, & \text{если } |\tilde{d}| > \lambda_2, \end{cases} \quad (6)$$

где $\lambda_1 < \lambda_2$, $0 \leq \alpha \leq 1$. На рис. 2 показаны графики функции (6) при $\lambda_1 = 1, \lambda_2 = 2$ и разных значениях параметра α : кривая 1 параметр $\alpha = 0$; кривая 2 - $\alpha = 0.2$; кривая 3 -

$\alpha = 0.5$; кривая 4 - $\alpha = 0.7$; кривая 5 - $\alpha = 1.0$. Видно, что при $\alpha = 0.0$ и $\lambda_1 \rightarrow \lambda_2$ функция (6) совпадает с функцией (4).

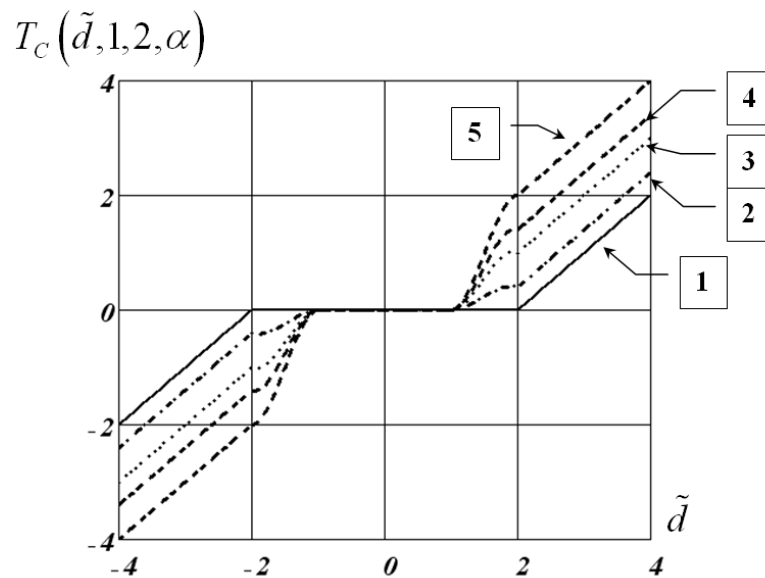


Рис. 2. Графики пороговой функции (6)

Очевидно, что параметры функций (5), (6) играют роль управляющих параметров, существенно влияющих на ошибку фильтрации. Поэтому вычисление значений этих параметров, исходя из минимума СКО фильтрации, является актуальной задачей.

Заметим, что для однопараметрических пороговых функций (3), (4) предложено несколько алгоритмов выбора пороговой величины λ . В работе [2] сделано сравнение некоторых из этих алгоритмов. Показано, что алгоритм, построенный на основе критерия оптимальности (используемого для выбора параметра регуляризации [8-10]) позволяет достаточно точно оценить оптимальное значение порога λ_{opt} , при котором СКО фильтрации минимальна. В работе [11] на основе критерия оптимальности построен алгоритм оценивания оптимальных значений λ_1 , λ_2 функции (5). Однако для пороговых функций, включающих большее число параметров, вопрос об оценивании оптимальных значений остается открытым.

2. ОЦЕНИВАНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПОРОГОВЫХ ВЕЛИЧИН НА ОСНОВЕ КРИТЕРИЯ ОПТИМАЛЬНОСТИ

Первоначально рассмотрим фильтрацию одномерно дискретного сигнала. Предположим, что:

- вместо точных значений f_i дискретной функции сигнала даны (известны) зашумленные значения

$$\tilde{f}_i = f_i + \eta_i, \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

где шум измерения η_i имеет нулевое

среднее $M[\eta_i] = 0$, дисперсию σ^2 и значения η_i, η_j не коррелированы при $i \neq j$;

- базисные функции $\{\varphi_{j,k}(t)\}, \{\psi_{j,k}(t)\}$ являются ортонормированными, что соответствует ортогональным вейвлетам (вейвлеты Добеши, Симлета, Кайфлета [12]);

- вычисление коэффициентов разложения по зашумленным значениям \tilde{f}_i осуществляется алгоритмом Малла [4,5] и результатом является набор следующих коэффициентов

$$\{\tilde{d}_{j_0+1,k}\}, \{\tilde{d}_{j_0+2,k}\}, \dots, \{\tilde{d}_{j_0+J,k}\}, \{\tilde{a}_{j_0+J,k}\};$$

- относительный уровень ошибки вычисления аппроксимирующих

коэффициентов $\{\tilde{a}_{j_0+J,k}\}$ существенно (на порядок и более) меньше уровней ошибок детализирующих коэффициентов [3] и поэтому пороговой обработке подвергаются только детализирующие коэффициенты уровней $j_0 + 1, j_0 + 2, \dots, j_0 + J_{fil}$, где $J_{fil} \leq J$.

Обозначим через θ вектор, составленный из параметров пороговой функции. Тогда для одномерного дискретного сигнала СКО фильтрации определим функционалом

$$\Delta(\theta) = M[\|\hat{f}_\theta - f\|^2],$$

где $M[\]$ - оператор математического ожидания по плотности распределения шума, f, \hat{f}_θ - векторы, проекции которых равны значениям «точного» и «сглаженного» (с использованием соответствующей пороговой функции) сигналов соответственно. Набор θ_{opt} , минимизирующий СКО (6) назовем вектором оптимальных параметров и для оценки этого

вектора обратимся к критерию оптимальности. Критерий оптимальности был предложен в работе [8] и широко используется для выбора параметра регуляризации линейных регуляризирующих алгоритмов решения некорректных задач (например, [9,10]). Алгоритмы, построенные на основе этого критерия, позволяют оценить оптимальный (с хорошей точностью) параметр регуляризации, не используя при этом количественную информацию об искомом решении задачи. Для оценивания оптимального параметра сглаживания линейных алгоритмов Фурье-фильтрации этот критерий использовался в работе [3].

Определим вектор невязки $e_\theta = \tilde{f} - \hat{f}_\theta$ с проекциями $e_{\theta_i} = \tilde{f}_i - \hat{f}_{\theta_i}, i=1, \dots, N$, где N - число значений обрабатываемой функции. Введем статистику:

$$\rho_w(\theta) = \frac{1}{\sigma^2} \langle e_\theta, \tilde{f} \rangle = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^N e_{\theta_i} \tilde{f}_i. \quad (7)$$

Пороговые алгоритмы вейвлет-фильтрации являются нелинейными алгоритмами, но также как и в линейных алгоритмах [3], в качестве оценки для θ_{opt} , примем вектор θ_w , для которого статистика $\rho_w(\theta)$ удовлетворяет неравенству:

$$\vartheta_{m,\gamma/2} \leq \rho_w(\theta) \leq \vartheta_{m,1-\gamma/2}, \quad (8)$$

где $\vartheta_{m,\gamma/2}$, $\vartheta_{m,1-\gamma/2}$ квантили χ_m^2 -распределения с m степенями свободы уровней $\gamma/2$, $1-\gamma/2$ соответственно, γ - вероятность ошибки первого рода при проверке статистической гипотезы об оптимальности параметра сглаживания (обычно $\gamma = 0.05$), $m = N$ - число значений фильтруемого сигнала (проекция вектора \tilde{f}). Если число степеней свободы

$$\rho_w(\theta) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=j_0+1}^{j_0+J} \left[\sum_{n,m} a \tilde{d}_{j,n,m} \cdot (a \tilde{d}_{j,n,m} - T(a \tilde{d}_{j,n,m}, \theta)) \right] + \sum_{n,m} \tilde{d} a_{j,n,m} \cdot (\tilde{d} a_{j,n,m} - T(\tilde{d} a_{j,n,m}, \theta)) + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=j_0+1}^{j_0+J} \left[\sum_{n,m} d \tilde{d}_{j,k} \cdot (d \tilde{d}_{j,n,m} - T(d \tilde{d}_{j,n,m}, \theta)) \right] \quad (12)$$

Предложенные формулы позволяют вычислять значения $\rho_w(\theta)$ (при реализации процедуры минимизации функционала (10)) в пространстве коэффициентов вейвлет-разложения, а затем (при найденном векторе θ_w и вычисленных оценках коэффициентов разложения) только один раз выполнить обратное вейвлет-преобразование и получить сглаженные значения сигнала или изображения. Это существенно сокращает число вычислительных

$m > 30$ (в задачах фильтрации это всегда наблюдается), то χ_m^2 -распределение хорошо аппроксимируется нормальным распределением с математическим ожиданием m и дисперсией $2m$. Тогда, приняв вероятность ошибки первого рода $\gamma = 0.05$, получаем формулы для вычисления квантилей, входящих в неравенство (8)

$$\begin{aligned} \vartheta_{m,0.025} &= m - 1.96\sqrt{2m}; \\ \vartheta_{m,0.975} &= m + 1.96\sqrt{2m}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для вычисления вектора θ_w рассмотрим задачу минимизации функционала

$$F(\theta) = |\rho_w(\theta) - m|^2 \quad (10)$$

при заданных ограничениях на проекции вектора θ . Для решения этой задачи можно использовать известные процедуры минимизации. В качестве θ_w принимается такой элемент $\{\theta^{(n)}\}$ минимизирующей последовательности, для которого выполняется неравенство (8).

Можно показать, что при использовании ортогональных вейвлетов статистика $\rho_w(\theta)$ вычисляется через коэффициенты вейвлет-разложения:

$$\rho_w(\theta) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=j_0+1}^{j_0+J} \sum_k \tilde{d}_{j,k} \cdot (\tilde{d}_{j,k} - T(\tilde{d}_{j,k}, \theta)). \quad (11)$$

В алгоритмах вейвлет-фильтрации изображений обработке подвергаются следующие коэффициенты: горизонтальные детализирующие $ad_{j,n,m}$, вертикальные детализирующие коэффициенты $da_{j,n,m}$, диагональные детализирующие коэффициенты $dd_{j,n,m}$. Тогда

операций для нахождения вектора θ_w , особенно при фильтрации изображений.

Рассмотрим формирование вектора θ для конкретных пороговых функций. Для функции (5) вектор $\theta = \begin{bmatrix} \beta \\ C \end{bmatrix}$ и пороговые

величины λ_1, λ_2 определим в виде:

$$\lambda_1(\beta) = \beta \cdot \sqrt{2 \ln(N_j)}; \quad (13)$$

$$\lambda_2(\beta, C) = \beta \cdot C \sqrt{2 \ln(N_j)}, \quad (14)$$

где N_j – количество обрабатываемых коэффициентов j - уровня, множитель $C > 1$ следует из неравенства $\lambda_2 > \lambda_1$ для функции (10). Заметим, что сомножитель $\sqrt{2 \cdot \ln(N_j)}$ делает пороги уровневнезависимыми и обеспечивает асимптотическую оптимальность пороговых величин по порядку при $N_j \rightarrow \infty$.

Для функции (6) вектор $\theta = \begin{pmatrix} \beta \\ C \\ \alpha \end{pmatrix}$ и пороговые

величины λ_1, λ_2 определим в виде (13), (14) при этом $0 \leq \alpha \leq 1$.

Вычисление оценок β_w, C_w, α_w для оптимальных значений $\beta_{opt}, C_{opt}, \alpha_{opt}$ осуществляется на основе минимизации функционала (10) при ограничениях:

$$0 \leq \beta < \infty, C > 1, 0 \leq \alpha \leq 1. \quad (15)$$

Отметим некоторые свойства $\rho_w(\theta)$ для сформированных векторов θ :

- все слагаемые, входящие в (11), (12) не отрицательны (могут изменяться от 0 до $\tilde{d}_{j,k}^2$) и поэтому $\rho_w(\theta) \geq 0$;

- при $\beta \rightarrow 0$ и $C < \infty, 0 \leq \alpha \leq 1$ справедлив предел $\rho_w(\theta) \rightarrow 0$;

- при $\beta \rightarrow \infty$ и $C < \infty, 0 \leq \alpha \leq 1$ справедлив предел

$$\rho_w \begin{pmatrix} \beta \\ C \\ \alpha \end{pmatrix} \rightarrow \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=j_0+1}^{j_0+J} \sum_k \tilde{d}_{j,k}^2 = \frac{1}{\sigma^2} \|\tilde{f}\|^2. \quad (16)$$

Последнее равенство имеет место для ортогональных вейвлетов при соответствующей нормировке базисных функций. Два последних свойства обуславливают следующее

Утверждение. Если выполняется неравенство

$$\rho_w \begin{pmatrix} \infty \\ C \\ \alpha \end{pmatrix} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^N \tilde{f}^2 > \mathcal{G}_{m,1-\gamma/2}. \quad (17)$$

то существуют конечные значения θ_w , для которых выполняется неравенство (8).

Невыполнение условия (17) означает, что зашумленные значения сигнала или изображения определяются только шумом измерения. В этом случае $\beta_w = \infty$ и

сглаженные значения сигнала или изображения равны 0.

Заметим, что для вейвлет - фильтрации изображений число степеней свободы m (см. (9)) определяется как $m = N_x \cdot N_y$, где

N_x, N_y - размеры фильтруемого изображения.

Существенной чертой приведенного алгоритма вычисления θ_w является использование дисперсии шума σ^2 . На практике, как правило, эта величина неизвестна, и в этом случае можно использовать оценку

$$\hat{\sigma} = \frac{\text{median}(|\tilde{d}_{1,k}|)}{0.6745}, \quad (18)$$

где оператор $\text{median}(|\tilde{d}_{1,k}|)$ вычисляет медиану абсолютных величин детализирующих коэффициентов уровня разложения $j_0 + 1$ (объем выборки равен $N/2$). Эта оценка широко используется в робастных алгоритмах регрессионного анализа. Применительно к алгоритмам вейвлет - фильтрации эта оценка исследовалась в работе [14], где была показана приемлемая точность оценки (18). Так для заданной дисперсии $\sigma^2 = 0.91 \cdot 10^{-1}$ значения оценки (18), вычисленные по 30 реализациям длиной ($N/2=1024$) находились в интервале $[0.88 \cdot 10^{-1}, 0.97 \cdot 10^{-1}]$.

3. ЧИСЛЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПОРОГОВЫХ АЛГОРИТМОВ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИИ

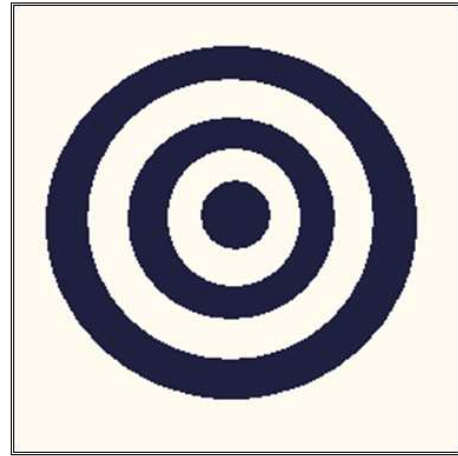
Приведем некоторые результаты вычислительного эксперимента по исследованию эффективности предлагаемого подхода оптимизации многопараметрических пороговых функций.

В качестве тестовых изображений были взяты два изображения LENA (пример гладкого изображения) и TARGET (пример контрастного изображения) размером 256 x 256 пикселей, приведенных на рисунках 3-а, 3-б. Выбор второго изображения обусловлен присутствием в его спектре высокочастотных составляющих, что существенно затрудняет фильтрацию шума.

Моделируемый двумерный аддитивный шум измерения η_{i_1, i_2} подчиняется нормальному распределению, имеет нулевое среднее, одинаковую дисперсию σ^2 для всех η_{i_1, i_2} и соседние отсчеты шума не коррелированы друг с другом, т.е. шум измерения являлся белым.



а)



б)

Рис. 3. Тестовые изображения

Дисперсия шума σ^2 задавалась по относительному уровню шума

$$\delta_\eta = \frac{\|\tilde{F} - F\|}{\|F\|},$$

где $\|\cdot\|$ - обозначает евклидову норму матрицы, то есть

$$\|F\| = \left(\sum_{i_1} \sum_{i_2} F_{i_1, i_2}^2 \right)^{\frac{1}{2}}.$$

Матрицы F, \tilde{F} размером 256×256 составлены из значений точного и зашумленного изображений соответственно. В эксперименте задавались три уровня шума 0.02, 0.05, 0.10. При выборе пороговых величин дисперсия σ^2 считалась неизвестной (эта ситуация часто имеет место на практике), и она оценивалась с использованием выражения (18). В качестве критерия точности фильтрации изображения была принята *относительная ошибка*, определяемая выражением

$$\delta_F(\theta) = \frac{\|\hat{F}_\theta - F\|}{\|F\|}, \quad \text{где } \hat{F}_\theta - \text{результат}$$

фильтрации зашумленного изображения.

Первоначально рассмотрим зависимость $\delta_F(\theta)$ от различных параметров пороговых функций (5), (6). На рис. 4 а), б) приведены изолинии функционала $\delta_F(\beta, C)$, значения которого были вычислены при уровне шума $\delta_\eta = 0.10$ для функций (5), (6) (параметр $\alpha = 0.10$). По оси абсцисс отложен параметр β , по оси ординат - C . Видно, что у пороговой функции (5) ошибка фильтрации сильно зависит от β , и значительно слабее от параметра C . Для пороговой функции (6) наблюдается

зависимость ошибки фильтрации как от β , так и от C , что предъявляет более строгие требования к точности оценивания C_{opt} и поэтому эта пороговая функция является менее предпочтительной по сравнению с функцией (5).

Перейдем к исследованию эффективности оценивания оптимальных параметров пороговых функций предложенным алгоритмом на основе минимизации функционала (10). Заметим, что величина относительной ошибки

$$\text{фильтрации } \delta_F(\theta) = \frac{\|\hat{F}_\theta - F\|}{\|F\|} \quad \text{является}$$

случайной величиной (в силу статистической природы шума измерения). Поэтому для определения неслучайных характеристик точности был проведен следующий вычислительный эксперимент.

Коэффициент эффективности оценки θ_w

для θ_{opt} определим выражением:

$$E = \frac{\delta_{\min}}{\delta_F(\theta_w)}. \quad (20)$$

Очевидно, что чем больше E отклоняется от 1 к нулю, тем больше проигрыш по точности алгоритма фильтрации с параметрами θ_w по сравнению с минимально возможной (для данного зашумленного изображения \tilde{F}) ошибкой δ_{\min} (алгоритм фильтрации с параметрами θ_{opt}).

Для вычисления оценок числовых характеристик и построения гистограммы случайной величины E генерировались (как описано выше) зашумленные изображения $\tilde{F}^{(l)}, l = 1, \dots, 50$.

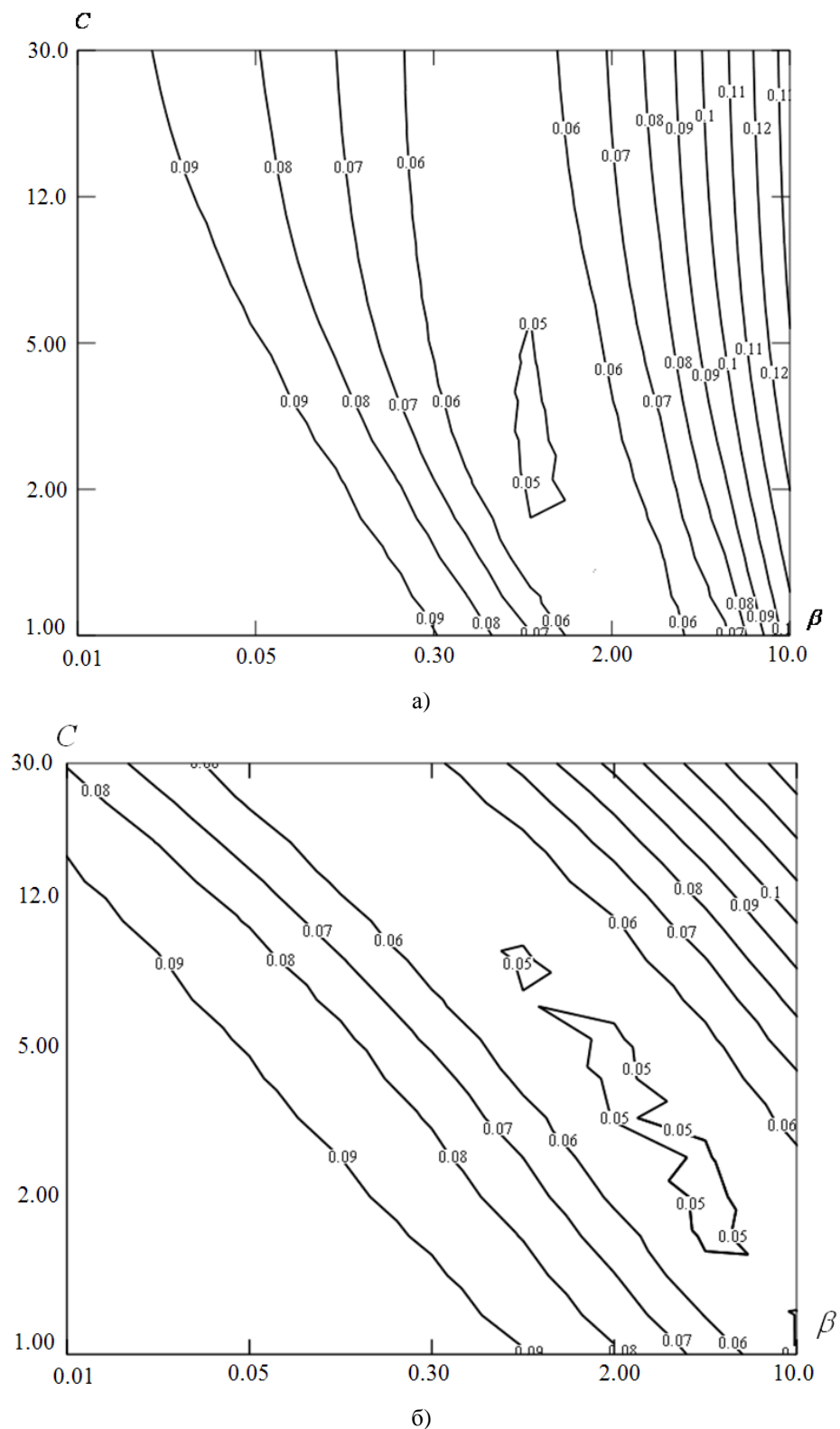


Рис. 4. Графики изолиний относительных ошибок вейвлет-фильтрации

Для каждого изображения $\tilde{F}^{(l)}$ эффективности $E_{ss}^{(l)} = \frac{\delta_{\min}^{(l)}}{\delta_F^{(l)}(\theta_{W_{ss}})}$, определялись: $\delta_{\min}^{(l)}$, $\delta_F^{(l)}(\theta_{W_{ss}})$ (пороговая функция (5)), $\delta_F^{(l)}(\theta_{W_C})$ (пороговая функция (6) при $\alpha = 0.9$) и коэффициенты $E_C^{(l)} = \frac{\delta_{\min}^{(l)}}{\delta_F^{(l)}(\theta_{W_C})}$. Для каждой выборочной

совокупности $\{E_{ss}^{(l)}\}$, $\{E_c^{(l)}\}$ вычислялись соответствующие числовые характеристики: среднее \bar{E} , минимальное E_{\min} , максимальное E_{\max} значения и строилась гистограмма относительных частот (т.е. вычислялись отношения $\omega_j = n_j / 50$, где n_j - количество значений коэффициента эффективности,

попавших в j -ый интервал гистограммы). В таблице приведены числовые характеристики коэффициента эффективности для разных уровней шума и разных изображений. Выделенные темным фоном ячейки таблицы соответствуют относительной ошибке фильтрации с использование пороговой функции (6); не выделенные ячейки – пороговой функции (5).

Таблица

δ_η	Изображение LENA			Изображение TARGET		
	E_{\min}	\bar{E}	E_{\max}	E_{\min}	\bar{E}	E_{\max}
0.02	0.785	0.945	1	0.831	0.948	1
	0.746	0.879	1	0.812	0.925	0.976
0.05	0.813	0.961	1	0.873	0.965	1
	0.797	0.929	1	0.857	0.932	0.989
0.10	0.831	0.976	1	0.946	0.991	1
	0.781	0.942	1	0.928	0.969	1

Анализ средних значений \bar{E} показывает, что предложенный подход к выбору параметров пороговых функций позволяет достаточно точно оценить оптимальные значения как для функции (5) так и для функции (6). Так отклонение среднего значения коэффициента эффективности от 1 для функции (5) не превосходит 6 %. Для функции (6) такое отклонение выше (на уровне 9–12 %). Дополнительно заметим, что для некоторых уровней шума максимальное значение E_{\max} функции (6) отклоняется от 1. Все это подтверждает ранее высказанный тезис о

предпочтительности пороговой функции (5). На это также указывают гистограммы, приведенные на рис. 5 а) (случайная величина E_{ss}) и рис. 5 б) (случайная величина E_c), построенные для изображения TARGET и уровне шума 0.1. Видно, что для пороговой функции (6) значения коэффициента эффективности в большей степени отклоняются от 1, что говорит о меньшей точности оценивания оптимальных параметров этой функции.

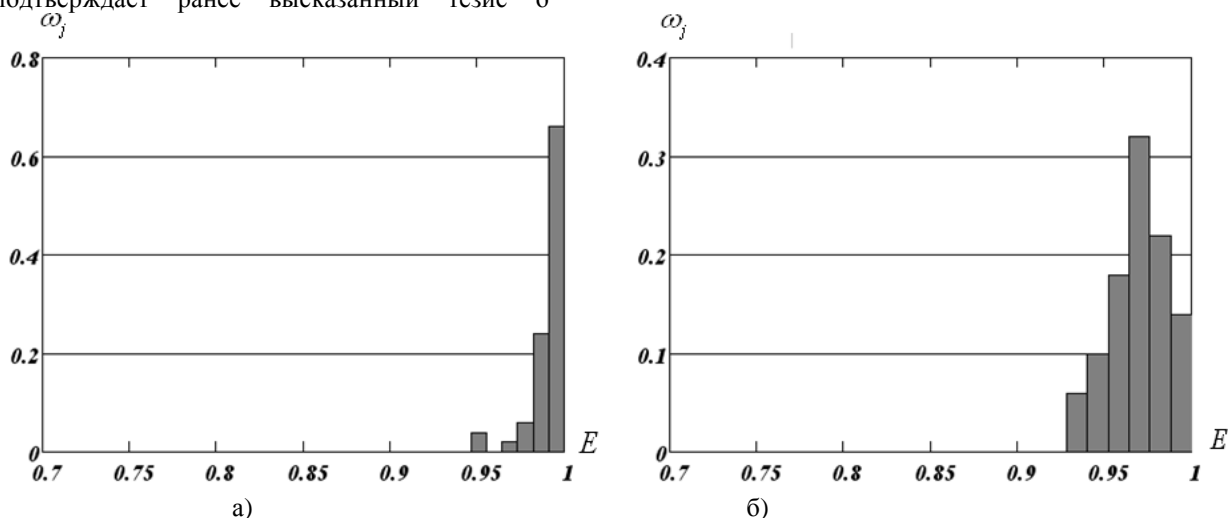


Рис. 5. Гистограммы коэффициента эффективности

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты численных исследований показали, что предложенный подход к выбору пороговых величин позволяет с приемлемой точностью оценить оптимальные пороги как для пороговой функции (5), так и для функции (6). Однако, использование функции (5) в пороговых алгоритмах вейвлет-фильтрации является более предпочтительным.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Fodor, I. K., Kamath C. Denoising through Wavelet Shrinkage: An Empirical Study//SPIE Journal on Electronic Imaging 2003. vol. 12, N. 1, pp. 151-160.
- [2] Воскобойников Ю.Е., Гочаков А.В. Оценивания оптимальных пороговых величин в алгоритмах вейвлет-фильтрации изображений. Автометрия. 2011. т. 47. № 2. С. 3-12.
- [3] Воскобойников Ю.Е., Гочаков А.В., Колкер А.Б. Фильтрация сигналов и изображений: Фурье и вейвлет алгоритмы (с примерами в Mathcad)ю Новосибирск: НГАСУ (Сибстрин), 2010. – 188 с.
- [4] Mallat S. Multiresolution approximation and wavelet orthonormal bases of $L^2(\mathbb{R})$ // Trans. AMS. 1989. v. 315. N1. P. 69-87.
- [5] Mallat S. A theory of multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell. 1989. v. 11. N 9. P. 674-693.
- [6] Gao H-Y, Bruce A.G. Waveshrink with firm shrinkage.Statistica Sinica. 1997. V. 7. P. 855-874.
- [7] Yoon, B.J.; Vaidyanathan, P.P. Wavelet-Based Denoising by Customized Thresholding. Proceedings of the IEEE International

Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Montreal, QC, Canada, 17–21 May 2004; pp. 925–928.

- [8] Воскобойников Ю. Е. Оценивание оптимального параметра регуляризирующего алгоритма восстановления изображений. Автометрия. 1995. № 3. С. 64–72.
- [9] Воскобойников Ю. Е. Устойчивые методы и алгоритмы параметрической идентификации. Новосибирск: НГАСУ (Сибстрин), 2006. – 186 с.
- [10] Воскобойников Ю.Е. Устойчивые алгоритмы решения обратных измерительных задач. Новосибирск: НГАСУ (Сибстрин), НГАСУ. 2007. – 184 с.
- [11] Воскобойников Ю.Е., Гочаков А.В. Построение алгоритмов вейвлет-фильтрации с двухпараметрическими пороговыми функциями // Автометрия. 2012. т. 48. № 1. Р. 17 - 29.



Воскобойников Юрий Евгеньевич, доктор физ.-мат. наук, профессор, Заслуженный работник Высшей школы РФ, Соросовский профессор, действительный член МАИ, РАЕ, МАН ВШ, заведующий кафедрой прикладной математики

Новосибирского государственного архитектурно-строительного университета (Сибстрин), профессор кафедры автоматики НГТУ. Автор более 280 публикаций, 5 монографий, посвященных решению некорректных задач интерпретации данных и обработке сигналов и изображений и большого числа учебных пособий.

yoscob@mail.ru

V. Популярные статьи. Введение в специальность.

Содержание раздела:

- Жмудь В.А. Применение ЦАП и АЦП в системах управления высшей точности. Автоматика и программная инженерия. 2013. 3(5). С. 68–79. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).

Применение ЦАП и АЦП в системах управления высшей точности

Жмудь В.А. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия)

Аннотация: В работе наряду с краткими сведениями о типах современных ЦАП и АЦП рассмотрены некоторые особенности применения ЦАП и АЦП в системах управления высшей точности.

Ключевые слова: аналого-цифровые преобразователи, цифроаналоговые преобразователи, системы автоматического управления.

ВВЕДЕНИЕ

Системы автоматического управления высшей точности (САУВТ) обеспечивают высокоточное управление выходными величинами управляемых объектов в контуре с отрицательной обратной связью. Также существуют САУВТ для прецизионной стабилизации выходных величин физических объектов.

Как правило, в теории автоматического регулирования вопросы точности рассматриваются в нескольких аспектах, но не во всех.

Например, обсуждаются такие вопросы, как устойчивость, статическая и динамическая ошибка, величина перерегулирования. Но рассматриваемый круг вопросов не достаточен для обеспечения требований высокой точности управления с позиции метрологии. Требуемая малая величина погрешности должна быть обоснована теоретически и подтверждена экспериментами.

При анализе обычных систем автоматического управления (САУ) получение графика переходного процесса как отклика на единичное ступенчатое воздействие, на котором по прошествии некоторого времени кривая выходной величины сливается с кривой задания, считается доказательством успешного решения поставленной задачи. Ширина линии графика, как правило, составляет не менее 0,5 % от диапазона этого графика, а зачастую и больше. Поэтому слияние двух кривых не является достаточным основанием для оценки точности системы. Кроме того, указанные переходные процессы рассчитываются для моделей, не являющихся экспериментальным подтверждением высокой точности реальной системы.

Приходилось сталкиваться, например, с таким рассуждением, при котором статическая ошибка отождествлялась с погрешностью системы. Это – грубейшее заблуждение.

«Статическая ошибка» – термин, которым в теории автоматического управления описывают ту компоненту погрешности, которая связана с недостаточностью коэффициента усиления разомкнутого контура управления. Эта ошибка может быть сведена строго к нулю. Погрешность стабилизации системы никогда не может быть сведена строго к нулю.

Поэтому целесообразно рассмотрение САУВТ не только с позиции теории автоматического управления, но также и с позиций метрологии и электроники, и даже физики процесса.

И все же САУВТ являются частным случаем САУ, поэтому для их создания, исследования и модификации основным аппаратом исследований является теория автоматического управления.

Любая САУ строится вокруг объекта управления (далее – просто «объект») и содержит:

1. Модулирующий элемент, воздействующий на объект и изменяющий его выходную величину в зависимости от приложенных к нему управляющих воздействий (далее – «управляющих сигналов»). Обобщенно моделирующий элемент можно называть «привод».

2. Анализирующее устройство, позволяющее оценивать выходную величину и получать электрический или цифровой сигнал, являющийся оценкой этой величины в условных единицах (далее – «выходной сигнал»). Обобщенно это устройство можно называть «датчик».

3. Электрическую часть, включающую преобразователи сигналов, исполнительные звенья и корректирующие устройства. Всю электрическую часть можно называть «регулятор». Если требуемая математическая модель регулятора найдена, его реализация не представляет труда.

Вследствие достигнутых вершин развития цифровой техники применение аналоговых средств обработки сигналов нецелесообразно, всю обработку сигналов более эффективно выполнять именно цифровым путем. Поэтому ключевую роль в электронных устройствах рассматриваемого типа приобретают операции преобразования аналоговых сигналов в цифровые и обратно. На эту тему имеется большое множество публикаций, и именно поэтому ориентироваться в них неискушенному читателю не просто. Однако некоторые

ключевые моменты применения ЦАП и АЦП в САУВТ целесообразно рассмотреть в рамках единой публикации.

1. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Применение ЦАП может преследовать следующие цели:

1. Формирование опорного или медленно меняющегося напряжения, величина которого управляется программно.
2. Изменение коэффициента усиления линейного звена.
3. Изменение постоянной времени активного фильтра или интегратора.
4. Реализация интегратора (совместно с реверсивным счетчиком и преобразователем амплитуда–частота).
5. Формирование периодического сигнала произвольной формы и фазы, управляемой программно (в том числе считыванием значений из ОЗУ или ПЗУ).

6. «Идеальное» перемножение аналогового сигнала на цифровой.

7. Формирование периодического сигнала произвольной формы и фазы, управляемой программно (в том числе считыванием значений из ОЗУ или ПЗУ в цикле).

8. «Идеальное» перемножение аналогового сигнала на цифровой.

9. Формирование неперiodического заданного сигнала

10. Формирование сигнала из его цифрового значения по мере его получения в реальном времени, например, в составе сигнального процессора или цифрового регулятора.

Простейшая и достаточно эффективная схема ЦАП осуществляется на основе резистивной сетки R-2R, которая вводится на входе операционного усилителя или в его обратную связь [4]. Принцип действия такой сетки может быть продемонстрирован упрощенной принципиальной схемой, показанной на рис. 1.

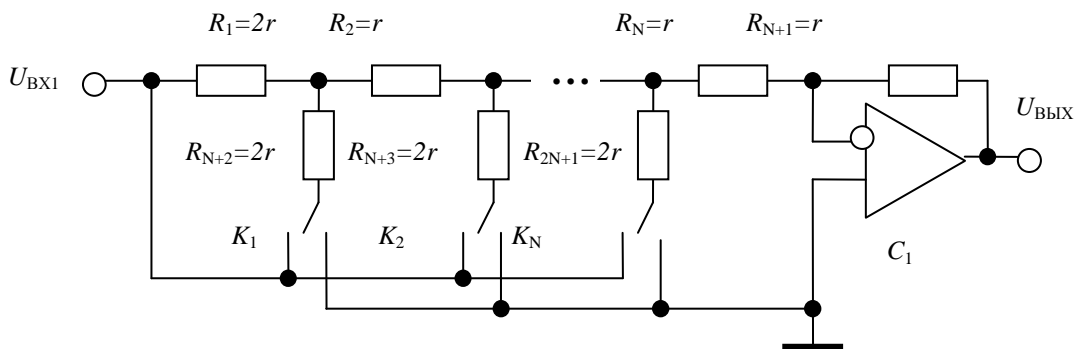


Рис. 1. Упрощенная принципиальная схема ЦАП на основе сетки R-2R

Каждый из электронных ключей замкнут в одном из двух возможных положений. В зависимости от состояния этих ключей на выходе операционного усилителя формируется напряжение. Самый правый ключ вносит самый большой вклад в это напряжение, вклад каждого ключа вдвое меньше, чем вклад ближайшего соседнего справа от него ключа. Достоинство этой схемы состоит в постоянстве входного сопротивления, которое является нагрузкой для формирователя опорного напряжения $U_{ВХ}$. Также достоинством является возможность реализации только на основе сопротивлений единственного номинала, поскольку удвоение сопротивления может быть получено последовательным включением двух одинаковых сопротивлений, или половинное значение сопротивления может быть получено параллельным включением.

Для корректного применения ЦАП требуется строго соблюдать рекомендуемые в технической документации схемы включения. Пониженное напряжение питания по сравнению с паспортным может вызвать нечеткую работу ЦАП, что может проявиться только при

некоторых комбинациях входных сигналов. Проверка правильности работы должна производиться перебором входных сигналов и контролем выходного состояния.

ЦАП подразделяются:

- 1) по разрядности (чем она выше, тем точнее можно установить значение выходного сигнала);
- 2) по типу занесения кода: параллельные (с регистром или без него) и последовательные (всегда с регистром);
- 3) по способу подачи опорного сигнала: обычные и перемножающие.

Последние допускают подачу произвольного по знаку сигнала, а выходной сигнал имеет знак, соответствующий знаку результата математического перемножения входного сигнала на код. Если код допускает применение знакового разряда, то ЦАП называют четырехквadrантным перемножающим. Эти ЦАП очень перспективны для обработки аналоговых сигналов.

ЦАП можно разделить на две группы: с прецизионными резистивными матрицами и безматричные. В первой группе по способу

формирования сигнала различают три типа схем: с суммированием токов, с делением напряжения, с суммированием напряжения. В микроэлектронном исполнении применяются структуры только первых двух типов. Среди безматричных ЦАП различают два типа: с активными делителями и стохастические.

Основная характеристика ЦАП – разрешающая способность, определяемая числом разрядов N . Обычно ЦАП, преобразующий N -разрядные двоичные коды, должен обеспечить 2^N различных значений выходного сигнала с разрешающей способностью $1 / (2^N - 1)$. Отличие реального значения разрешающей способности от теоретического обусловлено погрешностями узлов и шумами ЦАП. Точность ЦАП определяется значениями абсолютной погрешности, нелинейностью, дифференциальной нелинейностью, нестабильностью опорного источника напряжения, влиянием нагрузки и другими факторами.

Абсолютная погрешность $\delta_{шк}$ – это отклонение значения выходного напряжения (тока) от номинального расчетного, соответствующего конечной точке характеристики преобразования. Эта величина измеряется в единицах младшего значащего разряда (МЗР). Нелинейность δ_L характеризует идентичность минимальных приращений выходного сигнала во всем диапазоне преобразования и определяется как наибольшее отклонение выходного сигнала от прямой линии абсолютной точности, проведенной через нуль и точку максимального значения выходного сигнала. Значение нелинейности не должно превышать $\pm 0,5$ единицы МЗР, но бывают

исключения.

Дифференциальная нелинейность $\delta_{л.диф}$ характеризует идентичность соседних приращений сигнала. Ее определяют как минимальную разность погрешности нелинейности двух соседних квантов в выходном сигнале. В идеале значение $\delta_{л.диф}$ не должно превышать удвоенное значение погрешности нелинейности. Если значение $\delta_{л.диф}$ больше единицы МЗР, то преобразователь считается немонотонным, т. е. при равномерном возрастании входного кода на его выходе сигнал растет неравномерно.

Немонотонность дает уменьшение в некоторых квантах выходного сигнала при нарастании входного кода. Это можно рассмотреть на примере попытки увеличить разрешающую способность преобразователя путем построения составного ЦАП, получающегося из двух идентичных преобразователей и суммирующего усилителя (рис. 5.23). Казалось бы, в такой схеме разрядность ЦАП увеличена в 2 раза. **Неидентичность** этих ЦАП приводит к немонотонности результирующей характеристики, поэтому такие схемы не следует применять.

Из динамических параметров наиболее существенны такие, у которых:

1. Время установления $t_{уст}$ – это интервал времени от подачи входного сигнала до вхождения выходного сигнала в заданные пределы.
2. Максимальная частота преобразования $f_{прб}$ – это наибольшая частота дискретизации, при которой параметры ЦАП соответствуют заданным значениям.

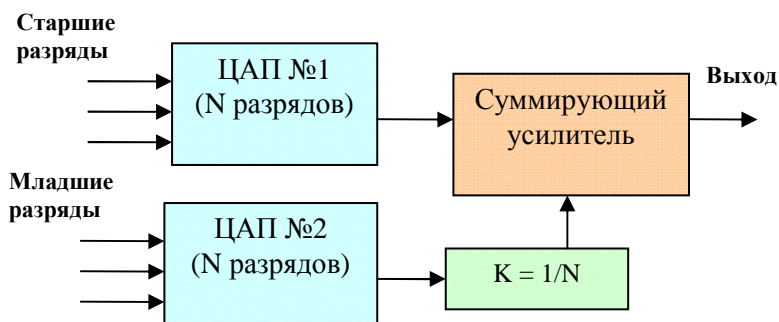


Рис. 2. Пример некорректного способа повышения разрядности ЦАП

Работу ЦАП часто сопровождают острые пики большой амплитуды в выходном сигнале, возникающие из-за разности времен открывания и закрывания аналоговых ключей. Наибольшее значение этих выбросов происходит при переключении старших разрядов и может достигать половины динамического диапазона выходного сигнала. Это следует учитывать при использовании ЦАП для управления такими устройствами, которые не допускаю

шилообразных помех.

Например, при управлении током полупроводникового лазера даже небольшой и очень кратковременный скачок питающего тока может привести к необратимой деградации лазера. Для устранения этого броска могут применяться сглаживающие цепи и иные меры.

В отечественной литературе разделяют прецизионные и быстродействующие ЦАП. Прецизионные ЦАП имеют $\delta_L < 0,1\%$, а

быстродействующие $t_{уст} < 100$ нс. По разрядности ЦАП достигают 18-20 двоичных разрядов, что соответствует разрешающей способности $U_{MAX} / U_{MIN} = 10^6$ (отношение максимального выходного напряжения к минимальному). При такой разрядности прецизионным ЦАП следовало называть такой ЦАП, нелинейность которого не превышает относительный вес младшего разряда, то есть для указанного случая желательно $\delta_L < 0,0001\%$.

Для выбора ЦАП из однотипных, как правило, достаточно рассмотрения основных параметров: разрядности, времени установления и нелинейности. Такие параметры, как напряжение питания, опорное напряжение, уровни управляющих сигналов и т. п. имеют значение лишь в специфических случаях, поскольку соответствующим масштабированием выходного сигнала его можно преобразовать в требуемый диапазон. При использовании ЦАП на основе КМОП-ключей следует обеспечивать соответствие применяемых напряжений питания паспортным значениям, поскольку при недостаточном напряжении на затворах ключей они могут срабатывать не полностью и не при всех комбинациях управляющих кодов.

Некоторые ЦАП можно рассматривать как преобразователь кода в ток. Их можно использовать для построения функциональных преобразователей, интеграторов, управляемых фильтров. Некоторые ЦАП можно также рассматривать как потенциометр, включенный одним концом к источнику опорного напряжения, вторым – к общей шине, причем положение движка определяется управляющим кодом. Такие ЦАП позволяют строить интересные схемы управляемых фильтров, модуляторов и демодуляторов медленно меняющихся сигналов, синхронных детекторов и т. д. Существуют ЦАП, специально выполненные для таких применений, причем они полностью эквивалентны потенциометру, всеми выводами изолированному относительно источников питания, общей шины и шин управления. Такие устройства получили название цифроуправляемых резисторов, например AD8402 [1].

В силу таких преимуществ, как большая величина изоляции всех трех выводов от остальных цепей схемы, единственный источник питания, малая инерционность, их удобно применять в схемах управляемых источников тока полупроводниковых лазеров, высокостабильных управляемых фильтров, адаптивных корректирующих устройствах и в системах с обратными связями (интеграторах, дифференциаторах) и т. д.

В этих микросхемах имеется два вывода, подключение которых в схему приводит к такому же действию, как если бы в схему был введен резистор; при этом значение резистора

может быть задано внешним цифровым кодом. При этом обеспечивается высокая степень изоляции цепей управления от рабочих выводов «резистора».

2. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) применяются для преобразования аналоговых сигналов в цифровые отсчеты для последующей обработки. Остановимся только на важнейших особенностях их применения в САУВТ.

Основные характеристики АЦП: разрешающая способность, точность и быстродействие.

Разрешающая способность определяется разрядностью и максимальным диапазоном входного аналогового напряжения (полной шкалой). Также ее можно исчислить как отношение максимального входного напряжения к напряжению, соответствующему единице младшего разряда.

Точность определяется абсолютной погрешностью шкалы $\delta_{пл.ш.}$, нелинейностью δ_L , дифференциальной нелинейностью $\delta_{ЛДНФ}$.

Быстродействие АЦП характеризуется временем преобразования $t_{прб}$, т. е. интервалом времени от момента заданного изменения сигнала на входе до появления на выходе установившегося кода.

Классификация АЦП по структуре построения: выделяют АЦП с применением ЦАП и АЦП без ЦАП.

К первому типу относятся а) АЦП развертывающего типа (последовательного счета); б) следящие АЦП с ЦАП в обратной связи; в) АЦП поразрядного уравнивания; г) АЦП параллельного преобразования.

Ко второму типу относятся АЦП двойного интегрирования, АЦП параллельного действия и АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией (следящие без ЦАП, с преобразованием на основе принципа широтно-импульсной модуляции) [1–4].

В АЦП развертывающего типа формируется линейно нарастающее напряжение с помощью ЦАП на выходе счетчика с генератором на входе. Момент совпадения значений нарастающего сигнала с входным сигналом фиксируется пороговым устройством, после чего в качестве результата операции преобразования на выход поступает цифровой код счетчика. Достоинство таких АЦП – простота реализации, недостатки – зависимость длительности преобразования от величины входного сигнала, низкая помехозащищенность.

Следящий АЦП может быть сделан на основе аналогичного соединения счетчика и ЦАП, если счетчик сделать реверсивным, а напряжение с выхода ЦАП вычесть из входного напряжения и знак получающейся при этом величины сигнала ошибки использовать для управления направлением счета счетчика, как

показано на *рис. 3*. В таком АЦП напряжение на выходе ЦАП будет повторять низкочастотную составляющую входного сигнала, но при этом возможны периодические колебания на несколько единиц младшего разряда около среднего текущего значения. Достоинство

такого метода (простота) может раскрыться лишь при преобразовании медленно меняющихся сигналов; при быстрых или скачкообразных изменениях этот способ не эффективен.

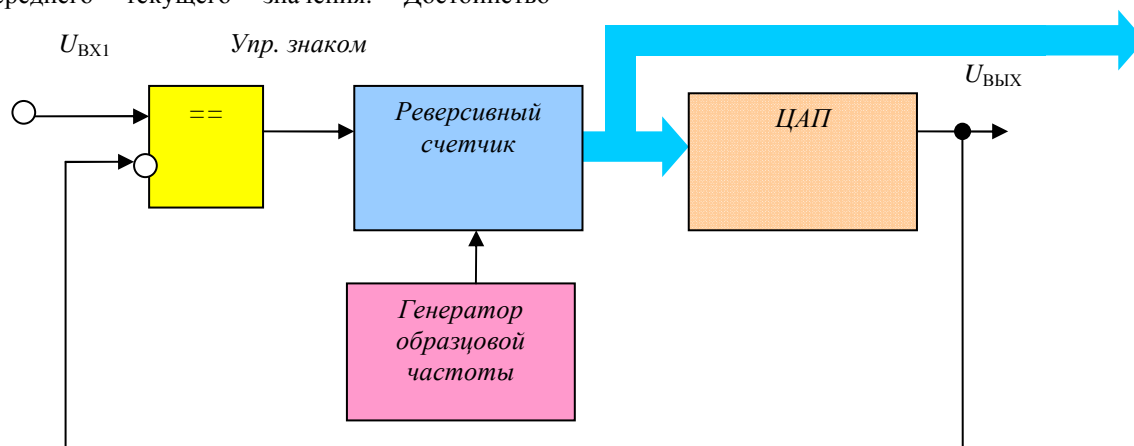


Рис. 3. Упрощенная схема следящего АЦП

АЦП поразрядного уравнивания по принципу действия аналогичен взвешиванию с помощью гирь. В регистр последовательно, начиная со старшего разряда, заносятся единицы, и, если получаемый выходной сигнал ЦАП остается меньше входного сигнала АЦП, единица сохраняется, иначе заменяется нулём. Количество операций сравнения задано количеством разрядов, время преобразования не зависит от входного сигнала. Для такого АЦП необходимо, чтобы входной сигнал не изменялся в течение всей операции преобразования (на величину, превышающую вес младшего разряда). Применение устройства выборки-хранения (УВХ) на входе такого АЦП решает эту проблему, но независимо от этого необходим и ФНЧ, устраняющий все частоты, превышающие половину максимальной частоты получения отсчетов (согласно теореме Котельникова). Правильно рассчитанный фильтр должен исключать компоненты сигнала, превышающие по амплитуде половину младшего разряда, а по частоте – половину частоты преобразования. В этом случае применение УВХ практически утрачивает смысл.

АЦП параллельного действия (прямого преобразования) содержат несколько пороговых устройств, с которыми одновременно сравнивается входной сигнал. Результат работы всех компараторов преобразуется и выдается на выход в виде кода. Так строятся самые быстрые АЦП малой разрядности. Увеличение разрядности требует увеличения аппаратных затрат по степенному закону.

АЦП с совмещением поразрядного уравнивания и параллельного действия

позволяет делать АЦП, в которых поразрядное кодирование осуществляется группами по два-четыре разряда. По этому принципу построено большинство прецизионных АЦП.

АЦП двойного интегрирования (например, *K572ПВ2*) содержит преобразователь величины входного напряжения в заряд (путем заряда емкости через формирователь тока, как это делается в УВХ) и преобразователь заряда в длительность (на основе интегратора), как показано на *рис. 4*.

На первом такте конденсатор C_1 заряжается через ключ SW_1 . Величина заряда зависит от величины входного сигнала. На втором этапе этот конденсатор C_1 разряжается через ключ SW_2 . Время разряда подсчитывается счетчиком и трактуется как цифровой отсчет значения аналогового сигнала. Логическое устройство управляет работой ключей и счетчика. Разрешение счетчика может существенно превышать точность формирования импульсов эталонной и измеряемой длительностей, не смотря на имеющиеся схемы калибровки. Поэтому погрешность такого АЦП может составлять несколько процентов, тогда как по признаку разрядности она должна быть на уровне долей процента. АЦП двойного интегрирования дешевы и хорошо подавляют сетевые и ВЧ-помехи, часто содержат встроенные преобразователи в код управления знаковым индикатором и даже сам индикатор. Они, несмотря на низкую точность и быстродействие, широко применяются в бытовых цифровых измерителях. В них может быть легко реализован двоично-десятичный код, без использования дополнительных декодеров.

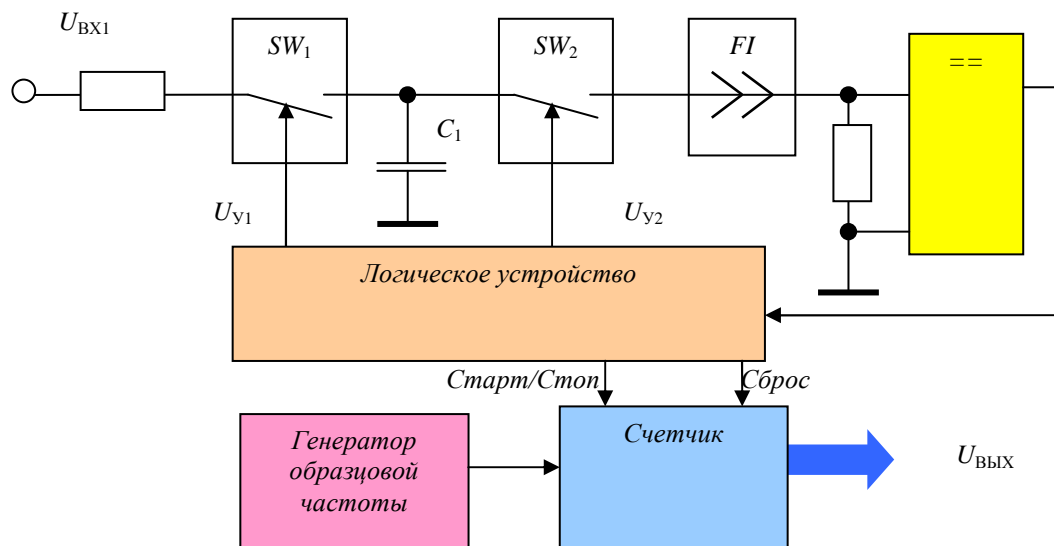
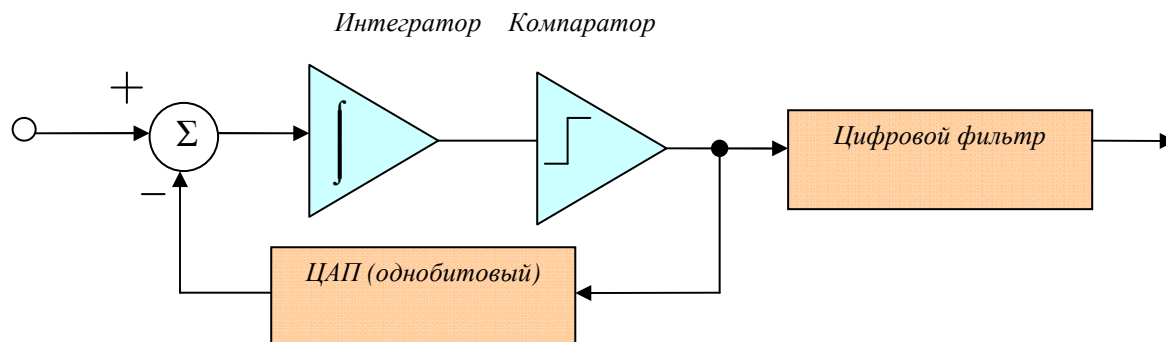


Рис. 4. Упрощенная схема АЦП двойного интегрирования

Разрядность АЦП не всегда соответствует точности. Например, в АЦП двойного интегрирования (см. рис. 4) разрядность определяется длительностью сформированного интервала и образцовой частотой. Например, если частоту увеличить в 8 раз, добавится три дополнительных двоичных разряда. Однако если последовательность двух операций, преобразования входного напряжения в заряд и преобразования заряда в длительность, составляет, например, 1 %, то никакое повышение разрядности не снизит погрешность операции преобразования напряжения в код до величины, меньшей, чем эта погрешность.

АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией основаны на принципах, развивающих идею следящего АЦП. Если последовательность цифровых отсчетов следящего АЦП, взятых через равные промежутки, усреднить по времени, то можно повысить точность операции преобразования, поскольку такая система автоподстройки содержит интегратор (реверсивный счетчик), а

значит, статическая ошибка равна нулю. Таким образом, увеличивая время усреднения, можно увеличивать разрядность. На этом принципе основаны АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией, причем в роли одnorазрядного ЦАП может быть применен ключ с источником опорного напряжения, т. е. ЦАП как таковой отсутствует. Операция усреднения в этом случае осуществляется встроенным цифровым фильтром, превращающим однобитовую последовательность логических нулей и единиц в многоразрядный медленно меняющийся код. Достоинство таких АЦП – высокая помехозащищенность, низкая стоимость, рекордная разрядность. Точность их преобразования зависит от времени усреднения. Иногда это свойство оборачивается дополнительным достоинством, поскольку АЦП совмещает функции НЧ-фильтра, а значит, не требует УВХ или внешнего ФНЧ на входе. Чрезвычайно упрощенная схема, показанная на рис. 5, поясняет принцип действия такого АЦП.

Рис. 5. Упрощенная схема АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией из [5]

Эта схема требует комментария. Во-первых, компаратор – это однобитный АЦП, поэтому последовательно включенные однобитный АЦП и однобитный ЦАП совместно со схемой

сравнения сигналов могут быть заменены одним компаратором. Во-вторых, все же «цифровой фильтр» – слишком общее понятие, лучше использовать термин «Преобразователь

последовательного кода в параллельный». Название данного типа АЦП происходит от символических обозначений операций суммирования и вычитания греческими заглавными буквами «сигма» и «дельта», соответственно. При этом на *рис. 5* вычитающее устройство обозначено буквой «сигма», как традиционно обозначается сумматор, тот факт, что этот сумматор осуществляет операцию вычитания, отмечен лишь знаком «минус» на

одном из его входов. Это может вызвать путаницу. Это вычитающее устройство осуществляет операцию, которая в названии АЦП отмечена буквой «дельта», а буквой «сигма» отмечается операция накопления, то есть интегрирования. Эту операцию делает интегратор. С точки зрения понимания названия АЦП более наглядным был бы рисунок *рис. 6*, сделанный на основе рисунка из публикации [6].

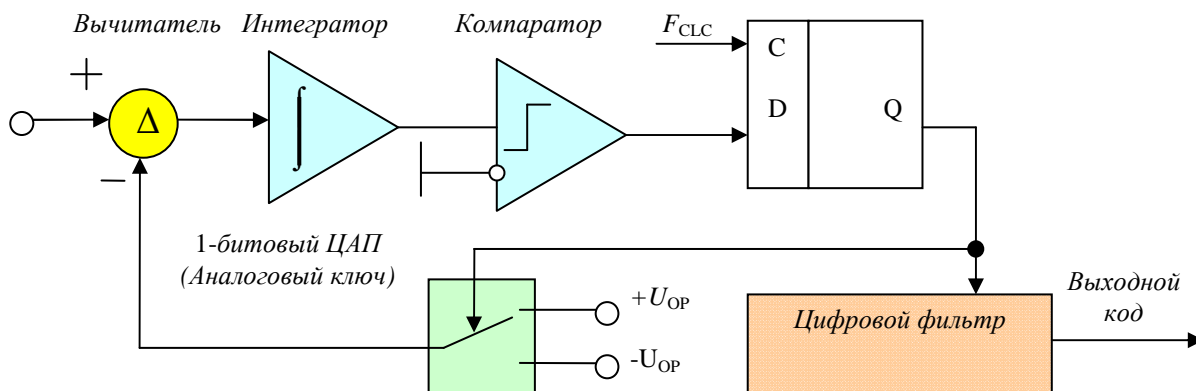


Рис. 6. Упрощенная схема АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией из [6]

Рис. 6 более нагляден, поскольку из него достаточно очевидно следует, что сигнал обратной связи изменяется не в произвольные моменты времени, а лишь в момент поступления тактового импульса на вход сдвигового регистра. Вычитатель вычисляет разницу (дельту) между входным сигналом и сигналом обратной связи. Эта разница интегрируется интегратором, то есть величина выходного напряжения интегратора растет со скоростью, пропорциональной этой разнице.

За счет действия отрицательной обратной связи на выходе интегратора формируется сигнал, среднее значение которого равно входному сигналу. Если этот сигнал больше, срабатывает компаратор, на вход интегратора поступает отрицательный сигнал, выходной сигнал интегратора начинает уменьшаться. Если сигнал меньше входного, компаратор срабатывает в обратную сторону, на вход интегратора начинает поступать положительный сигнал и выходное напряжение интегратора начинает возрастать. Таким образом, напряжение на выходе интегратора совершает небольшие колебания около уровня, который равен входному сигналу. Компаратор сравнивает эту величину с нулевым значением. Результатом сравнения является логическая единица или ноль. Эта величина передается на выход триггера в момент поступления на его тактовый вход тактового импульса.

Действительно, в системе с интегратором средняя ошибка равна нулю. Указанное среднее значение формируется за счет разницы длительностей формируемых положительных и отрицательных импульсов, то есть эта импульсная последовательность в своей

широкоимпульсной модуляции содержит значение, соответствующее входному сигналу. Теперь только остается преобразовать его в параллельный код, для чего служит преобразователь последовательного кода в параллельный. Принцип такого преобразования можно пояснить примером.

Например, разобьем интервал, на котором осуществляется преобразование, на 2^{16} равных интервалов, и определим знак выходного сигнала компаратора на каждом из этих интервалов. Число интервалов, на которых этот знак положительный, выраженное двоичным кодом и будет значением выходного сигнала 16-разрядного АЦП. Если увеличить длительность интервала, можно соответственно увеличить разрядность АЦП при условии, что действие системы не прерывается на протяжении преобразования последовательного кода в параллельный.

3. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ РАЗЛИЧНЫХ АЦП

Основное достоинство АЦП двойного интегрирования – простота реализации и простота получения десятичного кода результата преобразования. Недостаток таких АЦП – недостоверность младших разрядов.

Для АЦП с поразрядным уравниванием и АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией характерна прямая зависимость точности от разрядности и от точности внешнего источника опорного напряжения (ИОН), что является несомненным достоинством.

Стабильность ИОН должна соответствовать ожидаемой точности АЦП. Для АЦП со

встроенным источником это соответствие обеспечено разработчиками.

Зависимость результата преобразования от стабильности опоры может оказаться достоинством: когда измеряется сигнал, прямо зависящий от этого же опорного напряжения, например сопротивление резистора в мостовой схеме, питаемой от того же источника. В схемах АЦП двойного интегрирования зависимость от опорного напряжения более слабая (из-за применяемых схем автоматической калировки), что следует учитывать при разработке, например, измерителей температуры с помощью резистивных датчиков.

АЦП двойного интегрирования и АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией хорошо справляются с высокочастотными помехами, то есть требования к фильтрации сигнала перед таким преобразованием снижаются. Все же не следует злоупотреблять этим свойством и подавать на вход таких АЦП сильно зашумленные сигналы.

АЦП поразрядного уравнивания не терпит шумов на своем входе принципиально, при наличии шумов погрешность таких АЦП резко возрастает (до неприемлемых величин).

При выборе класса АЦП следует учитывать эти особенности, а при выборе конкретной микросхемы следует ориентироваться на самые

точные и быстродействующие АЦП среди своего класса.

При поиске по справочникам следует изучать не только раздел «АЦП», но и разделы «Системы сбора данных», «Системы распознавания сигналов», «Сигнальные процессоры», «Микросхемы специального применения»: в них часто содержатся описания современных АЦП.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ АЦП

Пример результата простейшего моделирования сигнала АЦП приведен на рис. 7.

При моделировании работы АЦП следует учитывать способ преобразования сигнала, поскольку он определяет и величину задержки сигнала, и многие другие параметры. На сайтах разработчика зачастую имеются программы, которые позволяют смоделировать работу конкретных видов АЦП (не только типа, но и конкретного вида микросхемы). Достаточно задать лишь математическую модель идеального входного сигнала, чтобы получить последовательность отсчетов АЦП для этого случая. Это сильно упрощает анализ погрешности устройства, спроектированного на данном АЦП.

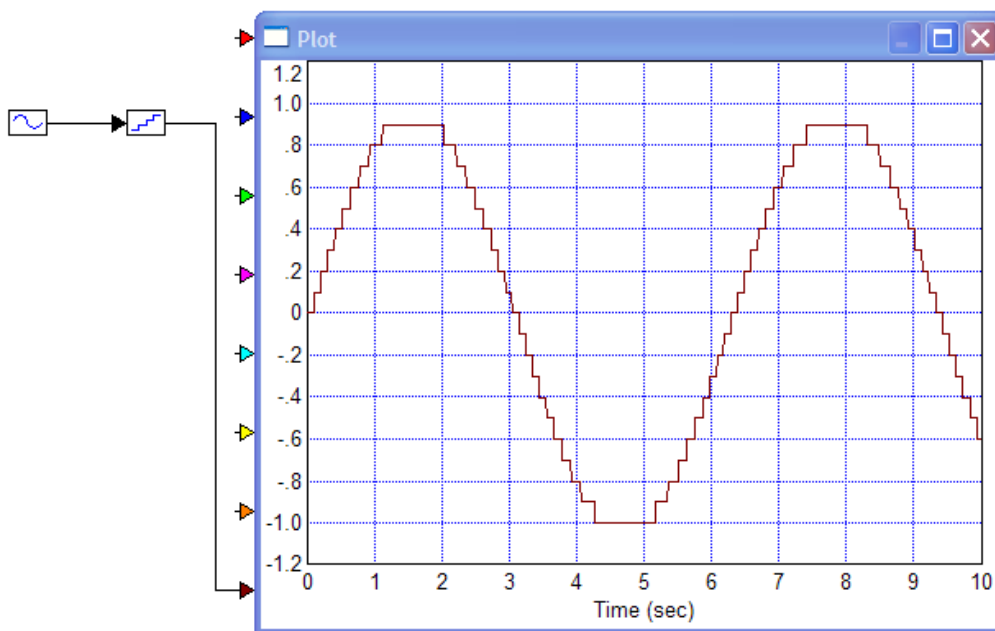


Рис. 7. Работа АЦП, смоделированная в программе VisSim

В статье [7] дано достаточно детальное описание принципа работы $\Sigma\Delta$ -АЦП, а в статье [8] приведено моделирование работы в программе VisSim.

5. ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ

При применении АЦП необходимо выполнение условий теоремы Котельникова

(в иностранной литературе также встречается название «теорема Шеннона» или «теорема Котельникова-Шеннона», «теорема отсчетов») [9].

Ее суть состоит в том, что непрерывный сигнал с ограниченным спектром можно абсолютно точно представить набором его отдельных значений («отсчетов»), следующих с равными интервалами, при условии, что частота следования этих отсчетов, как минимум, вдвое превышает верхнюю границу спектра

указанного сигнала.

Введем термины. Верхняя (граничная) частота спектра сигнала f_B – это та частота, выше которой никаких компонент в спектре сигнала не содержится. Само значение этой частоты может содержаться в спектре, но с пренебрежимо малой амплитудой.

Теорема Котельникова для АЦП: на один период T_B верхней частотной границы $f_B = 1/T_B$ спектра преобразуемого сигнала должно приходиться не менее двух отсчетов АЦП. То есть частота квантования f_K должна, как минимум, вдвое превышать верхнюю частоту сигнала f_B :

$$f \geq f_B \Rightarrow S(f) = 0 \Rightarrow f_K \geq 2f_B. \quad (1)$$

В этой записи знаки неравенства должны быть **одинаковыми**, а именно, допустима и такая запись:

$$f > f_B \Rightarrow S(f) = 0 \Rightarrow f_K > 2f_B. \quad (2)$$

Если слева поставить знак «больше», а справа – «больше или равно», то получится неверное утверждение, включающее в себя, в частности, тезис о том, что гармонический сигнал частоты f_B можно якобы представить последовательностью отсчетов, идущих с частотой, соответствующей получению всего двух отсчетов на период. Ошибочность такого утверждения иллюстрирует *рис. 5.29*. Сама частота f_B не должна содержаться в сигнале, как следует из соотношения (5.1), либо частота $2f_B$ не должна быть разрешена для значения f_K , как следует из соотношения (5.2), поскольку по двум отсчетам на период даже теоретически невозможно восстановить исходный гармонический сигнал. Действительно, если для гармонического сигнала $u(t) = \sin 2\pi f_B t$

принять

$$f_K = 2f_B \Leftrightarrow t_i = t_0 + iT_K = t_0 + iT_B/2,$$

то, в зависимости от t_0 различные отсчеты значений будут иметь разные фазы:

$$u_i = u(t_i) = \sin[2\pi f_B(t_0 + iT_B/2)] = \sin(\varphi_0 + i\pi),$$

где $\varphi_0 = 2\pi f_B t_0$. Через эти точки можно провести бесконечное множество гармонических сигналов той же частоты, но различной амплитуды и фазы (см. *рис. 8*).

Требования, сформулированного теоремой Котельникова лишь **теоретически** достаточно для восстановления сигнала по оптимальному правилу и лишь применительно к идеализированному сигналу (с ограниченным спектром), который в природе не встречается.

Во-первых, конечный (ограниченный) спектр может характеризовать лишь бесконечный во времени сигнал. Во-вторых, само значение отсчетов должно быть взято с наивысшей точностью (идеально). В-третьих, на практике невозможна ситуация, чтобы при некоторой частоте квантования F_1 сигнал можно восстановить идеально, а при частоте на любую сколь угодно малую величину δF больше эта задача была неразрешимой. Кроме того, процедура восстановления исходного сигнала по его отсчетам A_i никогда не бывает оптимальной. Поэтому на практике рекомендуется использовать заведомо большую частоту квантования по времени (частоту взятия отсчетов).

Например, если частота получения отсчетов равна $f_K = 48 \text{ кГц}$, то спектр входного сигнала теоретически не должен содержать компоненты с частотой более $f_B = f_K/2 = 24 \text{ кГц}$.

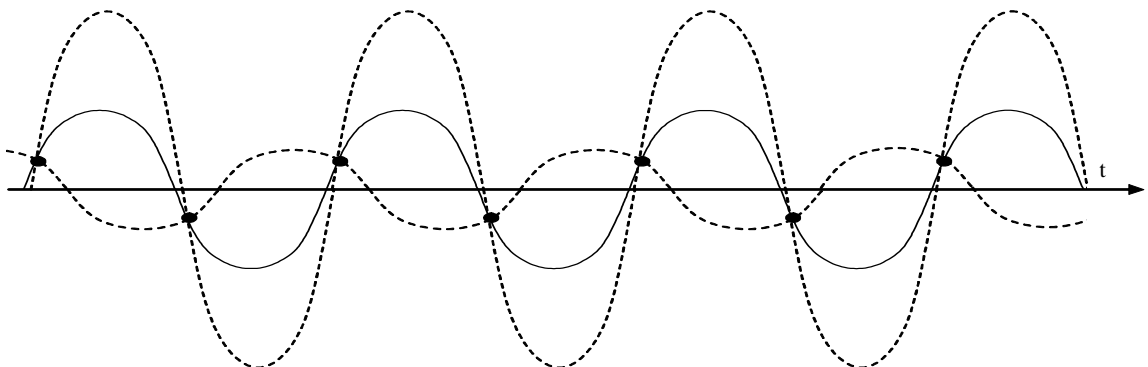


Рис. 8. Неоднозначность восстановления гармонического сигнала по двум отсчетам на период.

Оптимальная процедура восстановления непрерывной функции по ее дискретным значениям состоит в аппроксимации сигнала суперпозицией функций вида $u_i(t) = A_i \sin x/x$,

где $x = 2\pi f_B(t - iT_K)$ (см. *рис. 9*). На практике чаще применяют процедуру кусочно-линейной интерполяции (*рис. 10*).

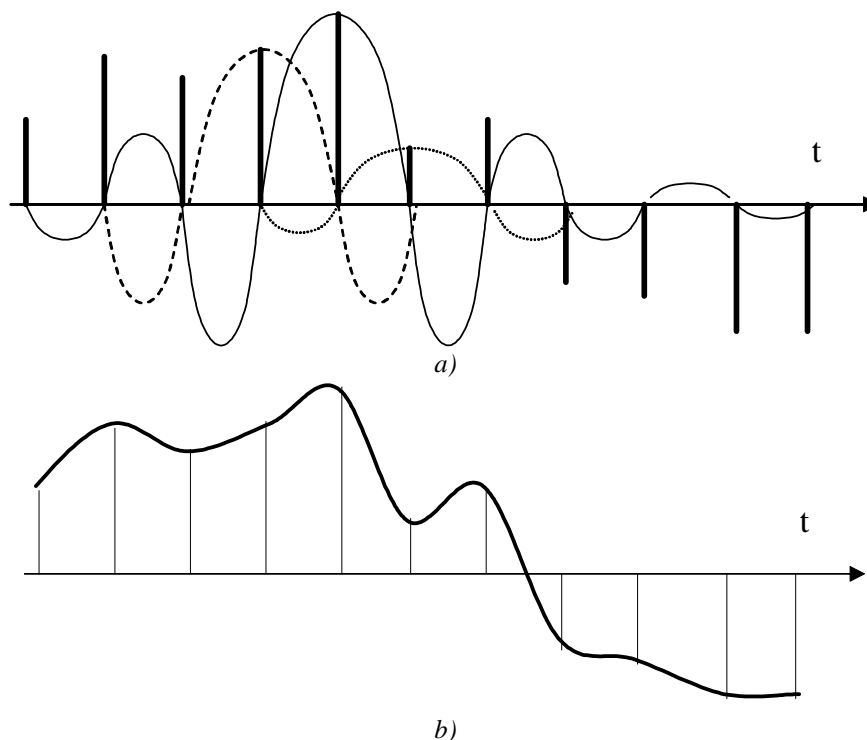


Рис. 9. Восстановление сигнала по отсчетам: а) – вид аппроксимирующих функций, б) – результат восстановления.

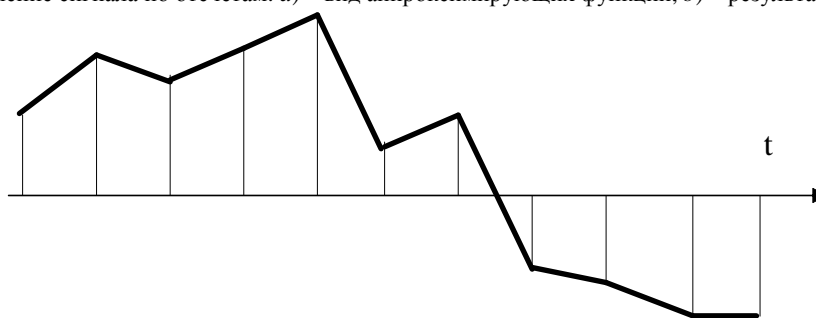


Рис. 10. Кусочно-линейная аппроксимация дискретного сигнала.

Следует также учесть, что теорема Котельникова сформулирована для сигнала с конечным спектром, а конечным спектром обладает лишь бесконечный во времени сигнал. Следовательно, предельный случай, рассмотренный в теории, никогда не реализуется в жизни. Теоретически верное утверждение не имеет существенного практического значения, поскольку условия этого утверждения (конечный спектр) на практике никогда не выполняются. Следовательно, необходим запас по сформулированному требованию еще, как минимум, в $k = 1,5-2$ раза. То есть целесообразно задавать $f_k = 2 f_B \times k$.

Возникает вопрос о том, как понимать отсутствие в спектре сигнала частот, выше граничной частоты. Целесообразно выбрать минимальный уровень (уровень шумов). Если амплитуды присутствующих компонент в спектре преобразуемого сигнала ниже этого уровня, можно считать что они отсутствуют. Логично за такой уровень принять величину, равную половине младшего разряда АЦП.

Действительно, разрядность АЦП формирует

требования по допустимой погрешности. Остатки высокочастотных сигналов не должны превышать по амплитуде половину веса младшего разряда АЦП. Например, если частота получения отсчетов равна $f = 96 \text{ кГц}$, разрядность $N = 18$, диапазон входных сигналов равен 1 В , то спектр входного сигнала **не должен содержать** компоненты с частотой более $f_k / 2k \approx 30 \text{ кГц}$ и амплитудой, превышающей $0,5 \text{ мкВ}$.

Если спектр сигнала ограничен, но сигнал зашумлен, то фильтр необходим для устранения шумов в соответствии с требованиями теоремы Котельникова. Если даже часть сигнала не отвечает требованиям этой теоремы, то высокочастотная часть спектра сигнала также должна устраняться фильтром НЧ, а не устройством выборки-хранения (УВХ). Применение УВХ на выходе фильтра допустимо, имеет смысл лишь для устойчивой работы АЦП, а не как фильтрующего устройства, поскольку в противном случае такое устройство продлит кратковременный импульс помехи, тем самым увеличит ошибку.

Применение внешних коммутаторов

аналоговых сигналов для построения многоканальных АЦП может существенно снизить точность. В любом случае применение УВХ между коммутатором и АЦП нецелесообразно, поскольку в этом случае (рис. 11) УВХ после каждого переключения

находится в режиме переходного процесса с большими начальными отклонениями, соответствующими различию сигналов в соседних каналах. Для окончания переходного процесса с требуемой точностью необходимо значительное время.

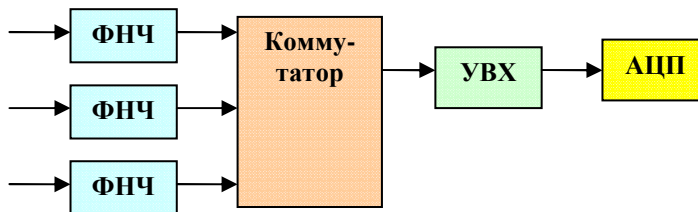


Рис. 11. Нежелательный (ошибочный) способ повышения количества каналов АЦП

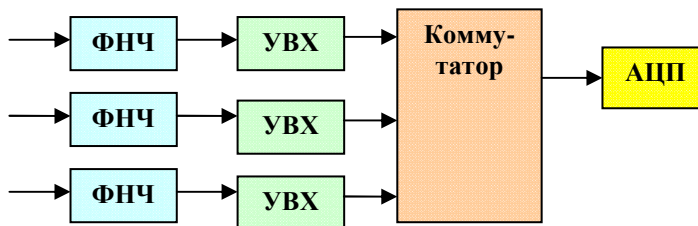


Рис. 12. Допустимый способ повышения количества каналов АЦП

Пусть время выборки до точности в пределах $\delta = 1\%$ составляет $t_1 = 50$ нс. Это означает, что ошибка за указанное время снижается в 100 раз. Указанная погрешность соответствует 7-разрядному АЦП ($2^7 = 128$).

Предположим, мы хотим применить 20-разрядный АЦП. Погрешность входного сигнала должна быть меньше, чем $2^{-20} \approx 10^{-6} = (10^{-2})^3$. Следовательно, при том же УВХ время выборки должно быть больше, чем $3t_1 = 150$ нс. Переключение каналов отнимает много времени, а значит, можно было использовать менее быстрый и более дешевый АЦП. Способ соединения, показанный на рис. 5.33, предпочтителен, если коммутатор обеспечивает относительно быструю передачу сигнала с входа на выход с требуемой точностью. В этой схеме фильтры на входе каждого канала ограничивают спектр обрабатываемых сигналов, поэтому переходные

процессы в УВХ осуществляются при малых начальных отклонениях и быстро входят в режим.

При потребности в многоканальных АЦП предпочтительно применение такой микросхемы либо отдельного АЦП на каждый канал, опрашиваемых последовательно содержащимся в нем или внешним цифровым процессором. Это особенно важно для систем высшей точности (для научных целей), поскольку стоимость эксперимента, ценность получаемой информации и требования к достоверности результата высоки, а экономия количества микросхем ценой потери быстродействия или точности неуместна.

Вследствие рассмотренных обстоятельств можно рекомендовать предпочтительный вариант создания многоканальной схемы измерения, показанный на рис. 13.

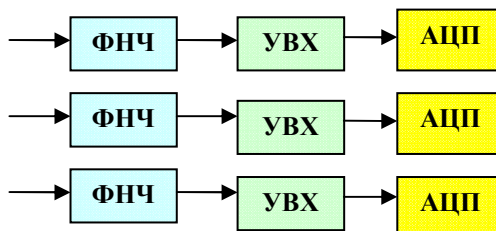


Рис. 13. Рекомендуемый способ создания многоканального АЦП

Некоторые микросхемы АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляцией выпускаются в многоканальном исполнении, причем увеличение количества

каналов обеспечивается именно за счет коммутации. На основании приведенных выше аргументов мы не рекомендуем использование

этих АЦП в многоканальном режиме. При необходимости достижения наивысшей точности рекомендуется использование только одного канала, остальные каналы следует отключить, а при невозможности их отключения – включить параллельно с первым каналом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Критика структуры по *рис. 11* основана не только на теоретических соображениях, но также и на личном опыте автора. Изложенные теоретические основы для этой критики дают ответ на вопрос, почему в некоторых рекомендуемых схемах включения некоторые АЦП не демонстрируют той точности, которая указывается в технической документации на эти микросхемы.

Действительно, при испытании на рабочем столе многоканальных АЦП разработчик, как правило, использует один из следующих вариантов тестирования: а) последовательное тестирование каждого канала, при котором остальные каналы не используются, их входы не задействованы или подключены к нулевой шине; б) параллельное включение всех каналов к одному и тому же источнику сигнала.

В обоих случаях недостатки схемы по *рис. 11* могут не проявить себя. Если даже к каждому из каналов подключить индивидуальные сигналы, а результаты преобразования с помощью отдельных АЦП вывести на отдельные каналы осциллографа, то и в этом случае перекрестное влияние каналов

может быть не обнаружено, поскольку оно проявляется в сотых или тысячных долях от преобразуемого сигнала, что затруднительно обнаружить на аналоговом сигнале.

Если же применять те методы исследований, которые применяются при изучении перекрестного влияния каналов, то есть анализ отклонений формируемых сигналов от их идеальных значений, то обсуждаемые недостатки схемы по *рис. 11* проявятся наиболее наглядно.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Analog Devices, Inc.*, 1994 – Design-in Reference Manual: Data converters, Amplifiers, Special linear products, Support Components.
- [2] *MAXIM* 1995 New Releases Data Book. Vol. 4.
- [3] *Burr Brown* IC Data Book, Linear Products, 1995.
- [4] Дж. Пейтон, В. Волш. Аналоговая электронная техника на операционных усилителях. М. Бином. 1994. – 352 с.
- [5] Википедия. Сигма-дельта модуляция. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Сигма-дельта-модуляция>
- [6] Сигма-дельта АЦП. URL: <http://we.easyelectronics.ru/Theory/sigma-delta-acp.html>
- [7] Основные принципы дельта-сигма АЦП. URL: <http://scanti.ru/bulleten.php?v=409&p=29>
- [8] Модель сигма-дельта АЦП или о том, как Попугаю проглотить 38 Удавов + один удавский хвостик, который можно и не считать. URL: http://model.exponenta.ru/sd_adc.html
- [9] Википедия. Сигма-дельта модуляция. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Теорема_Котельникова

VI. Дискуссии. Форум. К сведению авторов.

Содержание раздела:

- В.А. Жмудь. К новым гипотезам в области трактовки понятий электродинамики, гравидинамики и физического вакуума. Автоматика и программная инженерия 2013. №4 (6). С. 82–89. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).
- В.А. Жмудь. К вопросу об обобщении диаграммы Вышнеградского. Автоматика и программная инженерия 2013. №4 (6). С. 90–95. ФГБОУ ВПО НГТУ (Новосибирск, Россия).
- Требования к публикациям в научном электронном журнале «Автоматика и программная инженерия». Автоматика и программная инженерия 2013. №4 (6). С. 96–97.

К новым гипотезам в области трактовки понятий электродинамики, гравидинамики и физического вакуума

В.А. Жмудь

ФГБОУ ВПО НГТУ, Новосибирск

Аннотация: Статья дискутирует с работой [1]. Предлагаются обязательные принципы выдвижения новых гипотез и рекомендуемые признаки их обоснованности. На этой основе дается критический разбор некоторых тезисов, вскрываются ошибки и недочеты обсуждаемой статьи.

Ключевые слова: научная гипотеза, обоснованность, решающий эксперимент, фотон, квант, вакуум, теория относительности, дуализм в оптике, электромагнитное поле, свет

ВВЕДЕНИЕ

Статья [1] опубликована в разделе «Дискуссии», что, на наш взгляд, указывает на возможность альтернативных взглядов на предлагаемые решения поднимаемых вопросов и предполагает возможность опубликования критических откликов на эту статью в этом же журнале. Наш отклик был направлен в этот журнал, но к опубликованию не принят. По этой причине мы публикуем его в данном журнале и надеемся, что читатели получат возможность ознакомиться с позицией обеих сторон с целью реализации своего права на формирование собственной точки зрения с учетом личной компетенции и на основе анализа всех аргументов и контраргументов.

Если автор не достаточно внимательно отредактировал свой труд, то трудно ожидать внимательного и благосклонного чтения от читателей. Поэтому формат научной статьи накладывает некоторые безусловные принципы, которых следует придерживаться.

Тем более это относится к статьям, опирающимся на математические выкладки (в отличие, скажем, от обсуждения большого экспериментального материала), поскольку даже небольшая ошибка в формуле подрывает доверие ко всем выкладкам в целом. Еще в большей степени требование отсутствия ошибок относится к статьям, в которых выдвигаются принципиально новые гипотезы, принятие которых кардинально изменяет общие представления некоторых областей естественных наук. В таких работах даже неаккуратность библиографических ссылок может служить достаточным основанием скептического отношения к статье в целом.

Выдвижение новых гипотез можно лишь приветствовать, поскольку это одно из необходимых условий развития науки.

Как правило, авторы смелых гипотез интуитивно понимают, что для их позитивного восприятия научным миром *новизны утверждений недостаточно*. Как минимум, *требуется обоснованность*, как максимум – *доказательство их большего соответствия реальности по сравнению с общепринятыми теориями*. Поскольку все же не все авторы, выдвигающие новые гипотезы, к сожалению, руководствуются такими интуитивными правилами, по-видимому, целесообразно показать на примере необходимость их соблюдения.

Хорошим примером может послужить статья [1]. Автор работы [1] под общим заглавием объединил пять так называемых «Этюд»⁵. Понятие «Этюд» используется в живописи, в музыке, в шахматах, в театральном искусстве [2]. В науке, по-видимому, такое тоже встречается, однако, чаще всего это – полемические заметки на злобу дня [2–5]. Вероятно, автор «этюда» полагает возможным не придерживаться требований жанра. В частности, для научной статьи требуется постановка задачи, ее решение и выводы. Если публикация обладает необходимыми качествами научной статьи, едва ли целесообразно называть ее этюдом.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Во введении автор утверждает, что вряд ли найдется хотя бы один разумный человек в мире, который бы оспаривал справедливость (в практической применимости) законов Ньютона и уравнений Максвелла.

Уже в этой фразе содержится две ошибки. *Во-первых*, практическая применимость не тождественна научной истинности⁵. *Во-вторых*, законы Ньютона не применимы на практике для описания взаимодействия объектов, движущихся с большими скоростями (то есть в теории элементарных частиц) и для описания

⁵ Описания движений планет и звезд в системе Птолемея были достаточно точны и полезны на практике, хотя мировоззрение, положенное в основу их составления было ошибочным, поскольку считало Землю центром Вселенной.

объектов, движущихся на гигантских расстояниях друг от друга (дальняя астрономия). Ньютон полагал, что взаимодействие осуществляется мгновенно, и это представление наглядно опровергается практикой в тех случаях, когда перемещение объектов существенно за время, требующееся для распространения взаимодействия. Тем самым справедливость законов Ньютона можно оспорить, что подтверждается практикой, и существует достаточно большое количество разумных людей, понимающих это. Вся теория относительности основана на оспаривании справедливости законов Ньютона.

В указанной фразе также содержится неточность: справедливость законов и справедливость уравнений – далеко не одно и то же. Уравнения могут быть справедливыми, верными с математической точки зрения, но не соответствовать той реальности, которую они описывают.

Далее автор пишет: «Тем не менее, целесообразно возвращаться к обсуждению этих фундаментальных уравнений и законов, чтобы лучше уяснить те глубокие идеи, которые заложены в них. Ибо опыт науки последних столетий постоянно говорит нам о том, что Уравнения, Теоремы, Принципы и Законы гораздо «умнее» их открывателей». Указанной фразой, по-видимому, автор попытался осуществить постановку задачи своей статьи.

Парадоксальное утверждение о заложенных глубоких идеях наряду с пренебрежительным и крайне спорным утверждением о том, что **законы «умнее» их открывателей** наводят на мысль, что автор предполагает некий третий Разум, которым эти идеи «заложены». Не о божестве ли идет речь?

Если же отбросить некорректности введения, из него можно усмотреть мысль, что статья предполагает возвращение к фундаментальным законам с целью извлечения из них более глубоких сведений, нежели озвучены их открывателями. К сожалению, эта цель в статье [1] не достигнута, и, по-видимому, не предполагалась к достижению. Поэтому введение видится неадекватным самой статье.

2. СООТВЕТСТВИЕ ПРЕДМЕТА И МЕТОДОВ

Цели статьи [1] не раскрыты в постановке задач. Предметом являются фундаментальные **законы физики**. При этом методом исследования является исключительно **математика**, подкрепленная порой ссылками на литературу.

Автор забывает, что **физика – наука экспериментальная** [6], в отличие от математики. Все уравнения физики выведены из экспериментов. Теории выросли из гипотез, которые призваны объяснить физическую сущность этих уравнений. Простым

преобразованием или решением каких-либо уравнений извлечь научную истину о физических явлениях невозможно, в лучшем случае можно лишь указать направление поиска, исследований, создать теоретическую основу для последующих экспериментов.

Среди множества экспериментов особое место занимают так называемые **решающие эксперименты** [7]. Если некоторые явления физики в равной степени укладываются в две или большее число гипотез, то для предпочтения одной из них перед другими нет научных оснований. Решающий эксперимент должен давать различные результаты в зависимости от того, какая из теорий верна, а какая ошибочна. Математические преобразования нельзя приравнять к решающим экспериментам.

И все же не только физики-экспериментаторы развивают теорию. Эксперименты дают материал, теоретики выдвигают гипотезы (которые иногда ошибочно называют теориями). Также теоретики осуществляют расчеты, чтобы получить те величины, которые могут быть измерены для проверки гипотез, или те, которые необходимо знать, но иными путями они получены быть не могут. Принятые теории в большинстве не совершенны. Зачастую можно указать лишь ограниченные условия, при которых они в достаточной степени точности выполняются.

В современной физике имеется ряд проблем, который очевиден для большинства ученых, некоторая часть исследователей пытается отыскать выход путем выдвигания новых гипотез. Большинство физиков, как правило, не считает своей задачей исправление теорий, но с готовностью критикует любую новую гипотезу. Благородная цель исправить ошибки теории не может не вызывать уважение.

Но для выдвигания новых гипотез существует ряд интуитивно понятных правил.

1. Следует **показать проблему**, которая возникает в связи с принятыми теориями.

2. Высказанная **гипотеза должна быть свободной от указанной проблемы**, но не за счет появления новых еще больших проблем, которых не было в критикуемой теории.

3. Весьма желательно **дать интерпретацию**, физическое толкование предлагаемой гипотезе.

Физическая гипотеза – это, как правило, математическая модель, основанная на физическом толковании процессов и явлений. Но математическая модель может быть верной лишь в узком диапазоне условий; как правило, именно так и происходит. Решения уравнений и выводы, осуществленные для условий, для которых данная модель уже неприменима, могут быть абсолютно точными с математической точки зрения, но не иметь никакого отношения к какой-либо физической реальности. Это следует учитывать при

выдвижении физических гипотез из чисто математических соотношений. Поэтому чисто математические методы для создания новых физических гипотез едва ли достаточны.

3. О МАТЕМАТИЧЕСКИХ МЕТОДАХ И ИЗЛОЖЕНИИ

Математические методы доказательств предполагают следующие правила:

1. За основу берутся известные уравнения, соотношения и методы. Все используемые величины в уравнениях объясняются.
2. Ставится задача расчета новых величин или получения новых соотношений.
3. Показывается метод получения результата.
4. Выводится результат.
5. Дается трактовка результата (например, разъясняется его физическая сущность).

В обсуждаемой статье количество уравнений велико, количество переменных в них крайне велико, величин, которые разъяснены – единицы.

В «Этюде № 1» даны четыре соотношения с минимальными комментариями. Нет ни цели, ни выводов. В отношении уравнения (1) и соотношений (2а), (2б) ясно, что они взяты из литературы. О соотношениях (3) – (4) такой ясности нет. Если они также взяты из литературы, во-первых, требуется ссылка, во-вторых, тогда вообще не понятно, почему цитата пяти известных из литературы соотношений с минимальными комментариями называется «Этюд № 1». Логичнее было назвать «Исходные данные».

Если бы указанные соотношения (3) – (4) были результатом творчества автора, следовало бы раскрыть подробнее метод их получения, и соответствующим образом прокомментировать.

Читателю остается лишь предполагать, что все перечисленные соотношения даны не впервые, принять их к сведению как источник дальнейших рассуждений автора.

Аналогичные недостатки имеются и в других «Этюдах».

Возможно, данная статья предназначена узкому кругу специалистов, для которых указанные обозначения не требуют разъяснений, но в этом случае публиковать ее, видимо, следовало в тех изданиях, в которых указанные разъяснения не требуются в силу традиционности применяемых обозначений и очевидности переходов от одного соотношения к другому.

4. О КОРРЕКТНОСТИ ССЫЛОК

На стр.120 ссылка явно ошибочная, вместо № 23 следовало дать № 28. Точность некоторых других ссылок вызывает сомнение. Например, на стр. 118 говорится о том, что модель гравитации, полученная в 2000 году Поляковым

(если верить ссылке № 3) **позволила решить задачу создания гравитационных двигателей.** При этом даны ссылки на источники: № 21: Фейнмановские лекции по физике, т. 9, **1967 год**, и № 22: статья Глаубера, опубликованная в **1972 году**. В указанных источниках явно не может содержаться сведения о **созданных** двигателях, для создания которых потребовались уравнения, опубликованные лишь в **2000 году**.

Ссылка № 19 явно не полна, ссылается на книгу 1926 года без достаточных библиографических данных: приведен лишь автор, год, название и загадочный текст: «118674, р». Вероятно, имеется в виду статья «The Nature of Light» автора Lewis Gilbert N. [8]. Почему же Автор сократил название статьи до первого слова, и не дал достоверной ссылки?

5. О КОРРЕКТНОСТИ УТВЕРЖДЕНИЙ

На стр. 107 сказано, что атомы, молекулы и ядра «испускают и поглощают электромагнитное излучение совершенно определенных частот».

Это ошибка. Частоты излучений не являются «совершенно определенными», они заключены в некотором диапазоне. Излучение фиксированной частоты должно было бы длиться бесконечно. При конечном существовании импульса излучения спектр его теоретически бесконечен, на практике имеет некоторую ширину. Кроме того, спектр уширяется вследствие эффекта Доплера и по некоторым иным причинам. В отношении поглощения данное утверждение просто ошибочно: атомы, молекулы и ядра поглощают энергию не «совершенно определенных частот», а частот в широком спектральном диапазоне. Этот факт является одной из проблем квантовой теории. Если уж заниматься поиском и исправлением несоответствий теорий практике, то об этом следует знать, и, как минимум, не утверждать того, чего на самом деле нет.

Если бы утверждение автора соответствовало действительности, то излучение, например, атома хлора, могло бы быть поглощено только другим атомом хлора, а излучение атома натрия могло бы быть поглощено лишь атомом натрия, и так далее.

6. О КОРРЕКТНОСТИ ВЫВОДОВ

Наибольший интерес в статьях представляют выводы (если они сделаны корректно). Название «Этюда № 2» указывает на то, что автор решает вопрос «фотон – это квант или объект?».

Начать с того, что «квант» - это «порция энергии». Объектом может быть и порция энергии тоже. Дилеммой данный вопрос не является. Поскольку фотон – это достоверно объект (при условии, что он существует).

Называть что-либо объектом означает не дать никакого определения.

Дилемма состоит в вопросе: «Свет – это волновой поток или поток частиц?». Можно вопрос поставить шире: «Свет – это волна, поток частиц, или и то и другое, или ни то ни другое?». Поскольку ни первый, ни второй вопрос автор не ставит и не решает, мы также не будем в рамках данной статьи приводить аргументы «за» или «против» того или иного выбора.

Вывод к «Этюду № 2» автором дан следующий: «Отдельный фотон как объект можно описать в случае малой естественной ширины спектра как многоквантовое когерентное состояние. При достаточно большом значении $\Delta\omega$, по-видимому, необходимо введение матрицы плотности». То есть автор утверждает на основании всего лишь собственных математических выкладок (без привязки к какому-либо эксперименту хотя бы из литературы), что фотон, который современная наука трактует как минимально допустимый квант электромагнитного излучения, является «многоквантовым состоянием».

Здесь сразу, как минимум, две ошибки. Фотон относят к элементарным частицам [9]. Встречается также утверждение о том, что фотон – это и частица и волна, или только волна. Ни волна, ни частица не могут быть «состоянием». Состояние – это свойство какой-то части материи. Например, электрон может быть в возбужденном состоянии. Вода может быть в одном из допустимых агрегатных состояний – твердое, жидкое или газообразное. Но объект не является состоянием, а состояние не является объектом.

Вторая ошибка – применение к фотону термина «многоквантовое». Из этого термина следует, что автор полагает, что энергия фотона исчисляется несколькими квантами. В таком случае автору следовало бы признать, что энергия фотона может быть уменьшена на любое количество квантов. Тогда следовало также допустить, что эти кванты могут быть унесены какой-то иной частицей. То есть в этом случае следовало бы признать существование частицы с меньшей энергией, из чего следовало бы, что фотон не является элементарной частицей. То есть утверждение автора можно сформулировать так: «То, что теория называет фотоном, является скоплением нескольких элементарных частиц, энергия каждой из которых является соответствующей порцией от общей энергии фотона».

Это крайне революционное утверждение никак не соответствует цели, провозглашенной во введении. Речь идет далеко не об уяснении известных законов, а об их *низвержении*. Оснований для таких глобальных выводов в статье не найдено.

В «Этюде № 3» приводятся крайне

неубедительные рассуждения со ссылкой на работы Зоммерфельда 1958 года. Далее со ссылкой на теорему, согласно которой «ньютоновская сила не может зависеть от производной выше первой», поскольку иначе, якобы, нарушаются принципы причинности и независимости, делается вывод о неудовлетворительности современной теории.

Автор при этом забывает, что силы по представлениям Ньютона распространяются в пространстве с бесконечной скоростью, вследствие чего эта теория не соответствует действительности. В действительности любое взаимодействие происходит в пространстве, и для него требуется время. Поэтому для ряда случаев теорию Ньютона без поправок применять нельзя. Следовательно, утверждение о нарушениях принципа причинности и независимости при использовании теории Ньютона не может диктовать ограничения на вид уравнений. Поскольку исходные посылки автора сомнительны, ценность выводов также подлежит сомнению. К тому же выводов в «Этюде № 3» практически нет.

«Этюд № 4» называется «Коротко о теориях гравитации». Подчеркивается, что скорость распространения гравитации науке до сих пор достоверно не известна. Это совершенно справедливо. Данная статья этот вопрос не решает. Излагается теория, в соответствии с которой, «гравитационную энергию излучает лишь «возмущенный» вращающийся объект, основные физические параметры которого все вместе или порознь изменяются во времени». Из физического эксперимента известно, что массой обладают практически все физические объекты за исключением некоторых элементарных частиц, в состоянии покоя не существующих и не наблюдаемых. Согласно же приведенной теории получается, что далеко не каждый объект обладает гравитацией. Мало того, получается, что величина гравитации зависит от возмущенных состояний, то есть объект в разных состояниях может иметь или не иметь гравитационных свойств, то есть массы, и, по-видимому, в промежуточных состояниях он может иметь любое промежуточное значение массы.

Данный вывод также едва ли можно назвать «уяснением известных законов». Для столь кардинальных заявлений требуется нечто большее, чем несколько соотношений и несколько ссылок на публикации.

Раздел 4.3, относящийся к «Этюду № 4» особенно одиозен. Утверждение, что созданы «гравитационные приемники» и «гравитационные двигатели для космических кораблей» требует конкретных ссылок на источники, где эти творения описаны именно как созданные, а не как перспективы на разработку.

Напротив, поиск гравитационных двигателей в интернете выдает, например, такие

полезные сведения: «Приведённый обзор гравитационных двигателей показал, что ни один из них работать не может» [10].

Ссылки на положительные результаты создания «гравитационных двигателей» в статье мы не находим. Это и понятно. Имеет место совершенно непростительная для научного сотрудника путаница терминов «двигатель» и «движитель», чем грешат журналисты.

Двигатель приводит в движение одну часть механизма относительно другой части этого же механизма. Например, двигатель приводит в движение ось относительно опоры устройства.

Движитель – это устройство, обеспечивающее перемещение аппарата в пространстве. Например, колеса обеспечивают движение автомобиля за счет силы трения их поверхности о поверхность дорожного покрытия. Если сила трения вследствие каких-либо причин отсутствует, колеса не могут привести автомобиль в движение. Другим примером движителя является винт или пропеллер. Он действует за счет возникающего сопротивления воздуха или воды. В условиях отсутствия среды (газа, жидкости или твердой опоры) винт не может обеспечить перемещение аппарата.

На аппарат может быть установлен маятник или устройство с возвратно-поступательным движением некоторой массивной части. Это может привести к небольшим ответным перемещениям остальной части аппарата. При этом центр масс всех частей аппарата остается неизменным, если нет ответного действия от внешней среды или опоры.

Поэтому при отсутствии возможности такого контакта со средой перемещение аппарата можно обеспечить лишь за счет реактивной части, то есть аппарат должен испустить часть своей массы, отталкиваясь от нее. Никакие иные способы в безвоздушной (и безопорной) среде не работают.

Утверждение о создании движителя, который бы работал вопреки указанным принципам, следует обосновать экспериментально, поскольку теоретически их обосновать нельзя, теория такие движители исключает.

В научно-популярных публикациях зачастую вследствие путаницы рассмотренных понятий проекты безопорных нереактивных движителей (существование которых наука исключает) отождествляют с так называемыми «вечными двигателями», которые наука также исключает, но совершенно по иной причине. «Вечным двигателем» называют гипотетическое устройство, которое способно приводить в движение одну часть относительно другой без потребления энергии, причем указанная форма движения должна, как минимум, расходовать часть энергии на создание полезного движения (выполнение полезной работы) с обязательным преодолением сил сопротивления. Именно в этом

должно состоять полезное действие этого двигателя. Существование «вечного двигателя» невозможно вследствие невозможности создания одного вида энергии без затрат какого-либо иного вида энергии.

Причины невозможности создания «вечного двигателя» не совпадают с причинами невозможности «безопорного нереактивного движителя».

Вернемся к терминам «гравитационные двигатели» и «гравитационные приемники».

Тело, обладающее массой, находясь в гравитационном поле, подвержено действию силы со стороны этого поля. Если иных сил нет, то тело движется в направлении действия этой силы. Поскольку ускорение равно частному от деления силы на массу, а сама сила пропорциональна массе, то массы сокращаются. Поэтому любое тело, обладающее массой, приобретает в гравитационном поле ускорение, не зависящее от его массы. Движение под действием гравитационного поля, таким образом, не управляемое произвольно, если нет иных сил.

Использование гравитационных сил с целью осуществления управляемого перемещения аппарата потребовало бы выполнения одного из следующих действий: а) изменение внешнего гравитационного поля; б) изменение результата взаимодействия аппарата с внешним гравитационным полем.

Изменение массы аппарата, как видно из приведенных выше рассуждений, не может вызвать изменения результата взаимодействия аппарата с внешним гравитационным полем, то есть вариант «б» исключается. Вариант «а» предполагает, что автор изобрел способ изменения внешнего гравитационного поля. Если это так, то следовало бы именно этот вопрос изложить, то есть указать, каким путем предлагается изменять внешнее гравитационное поле. Теоретических путей для таких действий наука не знает. Поэтому утверждение о существовании «гравитационных двигателей» на нынешнем ее этапе антинаучно.

То же самое можно сказать и в отношении гравитационных приемников. А именно: любая часть аппарата или системы тел, обладающих массой, реагирует на изменения гравитационного поля точно так же, как и вся остальная часть этого аппарата или системы тел.

Если аппарат находится в гравитационном поле, которое изменяется по каким-либо внешним причинам, то любая его часть реагирует так же, как и весь аппарат в целом. Это является прямым следствием простого рассуждения, приведенного выше: получаемое телом ускорение в гравитационном поле не зависит от массы тела. Если на массивном теле установлен малоинерционный датчик, то надежды на то, что массивное тело не будет откликаться на быстрые изменения гравитационного поля, а малоинерционный

датчик будет на них откликаться, необоснованны. Ровно во столько раз, во сколько масса массивного тела превосходит массу датчика, во столько же раз сила действия гравитационного поля на это массивное тело, превосходит силу действия этого поля на малоинерционный датчик. Так что датчик и основание, на котором он установлен, будут совершать идентичные движения под действием изменения гравитационного поля. А это означает, что датчик будет неподвижен относительно той конструкции, на которой он установлен. В силу этого создание гравитационного приемника невозможно.

Автор статьи [1] далее обвиняет конкретных руководителей науки и научно-исследовательских институтов в противодействии прогрессу, в решениях, которые якобы препятствуют внедрению передовых отечественных разработок. Без ссылок на источники утверждается и о положительных результатах разработок двигателя, принцип работы которого «противоречит основополагающим законам механики», а также утверждается о распоряжениях, запрещающих испытания таких устройств. Поскольку автор не ссылается на источники, остается предположить, что он сам является свидетелем работы таких устройств и свидетелем противодействий властных структур и конкретных лиц. Обвинение выдвигается в адрес всего руководства Российской академии наук (РАН). Автор не скупится на восклицательные знаки. Раздел 4.3 не отвечает элементарным принципам написания научных статей: избегать утверждений, которые не общеизвестны, не известны из цитируемой литературы, и не являются результатом исследований, описываемых в данной статье.

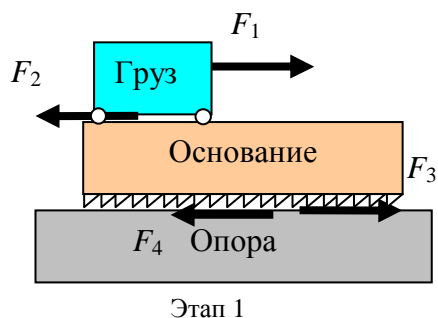
В отношении двигателя Шипова [11–13] – даже в названии этого устройства содержится

ошибка. В данном случае речь идет не о двигателе, а о движителе, то есть устройстве, приводящем объект в движение (см. выше). Реактивные движители осуществляют выброс вещества, за счет чего объект движется. В условиях действия силы трения можно предложить движитель, который будет приводить объект в движение, не выбрасывая вещество. В частности, так работает любой автомобиль – за счет вращения колес.

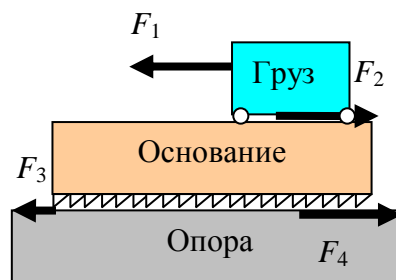
«Двигатель Шипова», а точнее «движитель» может использовать возвратно-поступательное или неравномерное вращательное движение некоторой массы в составе механизма, которая будет последовательно создавать воздействие на остальную часть объекта в противоположном направлении.

Корень ошибки состоит в том, что если этот груз движется в разных направлениях с разным ускорением или если опора в разных направлениях имеет различную силу трения, то результат перемещения в разных направлениях будет различным, то есть в итоге будет некоторая ненулевая составляющая перемещения. Автор такого движителя ошибочно полагает, что аналогичный результат будет и при отсутствии контакта со средой.

Рассмотрим простейший пример неодинакового трения. Как показано на Рис.1, аппарат состоит из нижней части (основание) и верхней части (груз), а также механизма, приводящего верхнюю часть в движение. Нижняя поверхность основания такова, что его трение при движении по опоре мало, а при движении направо велико. На этапе 1 груз за счет внутренних сил F_1 движется относительно основания направо, при этом он воздействует на основание с равной по величине силой F_2 . Центр масс системы из груза и основания в отсутствии сторонних сил должен остаться на месте.



Этап 1



Этап 2

Рис. 1. Принцип действия движителя без выброса вещества

Для этого основание должно было бы переместиться налево, чтобы уравновесить перемещение груза налево. Но сцепление основания с опорой в этом направлении велико, поэтому опора оказывает соответствующей силе F_4 противодействующее воздействие F_3 . В итоге основание остается на месте. За счет силы трения перемещение груза относительно основания не уравновешивается перемещением

основания относительно груза. На втором этапе груз движется обратно под действием такой же силы, F_1 изменившей знак на противоположный. Основание опять со стороны груза получает воздействие F_2 . Для сохранения центра масс в равновесии основание стремится двигаться направо, поэтому возникает сила F_4 . Однако, на этот раз сцепление основания с опорой намного меньше,

оно равно F_3 . Разность этих сил приводит к перемещению основания вместе с грузом в направлении действия силы F_4 , то есть направо.

В другом варианте сила трения может не зависеть от направления движения, но ускорение движения груза в разных направлениях различно, а поэтому и сила отталкивания различна. На одном из циклов ускорение мало, сила мала, она не превышает силы трения, основание остается неподвижным. На другом цикле ускорение велико, сила велика, она превышает силу трения, система из основания и груза сдвигается поступательно. В итоге аппарат движется. Но движение осуществляется вследствие наличия силы трения. Если трение в обоих случаях равно нулю, аппарат будет перемещаться на разных этапах в различных направлениях, но в целом он будет оставаться на своем исходном месте. Центр масс аппарата при отсутствии силы трения не будет перемещаться никуда.

Таким образом, «двигатель Шипова» является двигателем, использующим силу трения, и в этом смысле никаких законов физики не нарушает. Предположение, что такой двигатель способен осуществить перемещение в безопорной безвоздушной среде ошибочно.

Вместо приведенной структуры может быть применено вращательное движение, а вместо перемещаемого груза может быть применено вращение одного или нескольких грузов. В частности, встречное вращение двух маятников создаст эффект поступательного перемещения груза, поскольку центр тяжести двух маятников перемещается именно поступательно взад-вперед.

Работа такого двигателя создает видимость того, что перемещение масс внутри механизма способно создать тягу механизма в целом, без участия взаимодействия со средой. На самом деле отталкивание от среды имеет место, как минимум, на одном из циклов. Поэтому ссылка на двигатель Шипова как на устройство, «работа которого противоречит основополагающим законам механики» ошибочна. Такой двигатель может приводить механизм в движение на поверхности Земли и вызывать восторг лишь у некомпетентных наблюдателей. Это не противоречит законам механики. Это устройство также может заставить перемещаться космический корабль, но лишь колебательно, без постоянной компоненты. Одностороннего поступательного движения таким путем без трения с внешней средой получить нельзя.

Часто в публикациях путают невозможность создания «вечного двигателя» с невозможностью создания «безопорного нереактивного двигателя». Вследствие этой путаницы «двигатель Шипова» ошибочно называют «двигателем без топлива» [13].

Специалист по механике, казалось бы,

должен это знать.

Надо отметить, что эти сведения широко известны. Так, Википедия пишет: «Инерциод, инерциод, инерционный движитель (ошибочное название «инерционный двигатель») – механизм, устройство или же аппарат, якобы способные придать в поступательное движение в пространстве (или по поверхности) без взаимодействия с окружающей средой, а лишь за счет перемещения рабочего тела, находящегося внутри. Авторы инерциодов, показывая действующие модели, либо дают некорректное обоснование их работы, основанное на известных законах физики, либо утверждают, что для создания движения используются некие «новые» (неизвестные современной науке) свойства взаимодействующих инерционных масс и гравитационных полей.

Возможность создания такого двигателя отрицается современной наукой из-за противоречия закону сохранения импульса. Критики, не отрицая возможности существования неизвестных физических взаимодействий, настаивают на том, что их эффекты, если и существуют, должны быть на много порядков слабее, чем нужно для их обнаружения и использования в устройствах наподобие предлагаемых авторами» [14].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Автор публикации [1] надеется, что приведенный «краткий анализ некоторых задач и моделей электродинамики, гравитации и неоднородного физического вакуума является полезным и возбудит интерес к рассматриваемым вопросам у профессионалов, преподавателей ВУЗов и учителей школ». Маловероятно, что приведенные рассуждения с обрывками математических выкладок могут быть поняты учителями школ. Если статья предназначена специалистам, углубленно занимающимся именно этими вопросами, то «Этюд № 1» явно лишний, как и многие соотношения без раскрытия смысла примененных обозначений. Если же статья адресована более широкому кругу читателей, то приведенных цитируемых соотношений не достаточно, чтобы понять, о чем речь.

Наличие ошибок делает статью не только бесполезной, но и вредной. Путаница в понятиях и абсурдные выводы выявляют недостаточную компетентность автора в поднимаемых вопросах.

Приглашаем автора ответить на вышеизложенные замечания.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Родионов А.И. Этюды об электродинамике, гравитации и неоднородном физическом вакууме.

Сборник научных трудов НГТУ. 2013. № 3(73). С. 103–124.

[2] Википедия. Этюд. Электронный ресурс: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Этюд>

[3] Анатолий Русанов. Этюд о цитируемости. Отклик на заметку С. Кутателадзе. Электронный ресурс: <http://www.forum.zanauku.ru/index.php?topic=1985.0>

[4] Контрреволюция науки (Этюды о злоупотреблениях разумом). Перевод Е.И. Николаенко. Электронный ресурс: <http://www.libertarium.ru/contrrev>

[5] Реквием по академии (этюд о раскулачивании). Электронный ресурс: <http://maxpark.com/community/603/content/2074661>

[6] Википедия. Физика. Электронный ресурс: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Физика>

[7] Тригг. Дж. Решающие эксперименты в современной физике. Электронный ресурс: <http://films.slvnet.ru/forum/viewtopic.php?t=3146458>

[8] Lewis Gilbert N. The Nature of Light. Proc Natl Acad Sci U S A. 1926 Jan;12(1):22–29. Электронный

ресурс:

<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC1084392/pdf/pnas01838-0032.pdf>

[9] Википедия. Фотон. Электронный ресурс: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Фотон>

[10] Михайлович П.В. Альтернативная энергетика XXI века. Гравитационные двигатели. Электронный ресурс:

http://www.enginrussia.ru/blog/kolonka/aliternativnaya_energetika_XXI_veka_gravitatsionnye_dvigateli/

[11] Российский ученый изобрел «Вечный движатель» Электронный ресурс: <http://www.aif.ru/society/science/6695>

[12] Торсионные поля и торсионный двигатель Шипова. <http://www.wikipravda.ru/economy/energy/479-torsionnye-polya-i-torsionnyy-dvigatel-shipova-inercioid-tolchina-shemy-video-skachat.html>

[13] Двигатели без топлива или ШИПов в тыльницу РАН. Электронный ресурс: <http://forum.lightray.ru/viewtopic.php?f=19&t=3421>

[14] Википедия. Инерциоиды. Электронный ресурс: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Инерциоиды>

К вопросу об обобщении диаграммы Вышнеградского

В.А. Жмудь
ФГБОУ ВПО НГТУ, Новосибирск

Аннотация: В кратком сообщении исправляются ошибки статьи [1].

Ключевые слова: обобщение диаграммы Вышнеградского, устойчивость, корни квадратного уравнения

$$q(q^2 + Aq + B) = 0. \quad (1)$$

ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] приведена так называемая «диаграмма Вышнеградского для уравнения (3)», воспроизведенная на Рис. 1.

В обсуждаемой статье отсутствует уравнение, помещенное цифрой (3).

Из порядка следования уравнений можно понять, что этой цифрой должно быть помещено следующее уравнение:

Указанная диаграмма размечает положение корней в зависимости от значений параметров A и B . Предполагается, что на этой диаграмме выделены области, которые сопровождаются разметкой, указывающей положение корней по отношению к действительной и мнимой осям.

Несмотря на то, что на Рис. 1 нелегко рассмотреть наличие трех корней во всех случаях, можно предположить, что кратные корни сливаются воедино. Так, например, в начале координат все три корня принимают нулевые значения.

Обсудим ошибки, найденные на этой диаграмме.

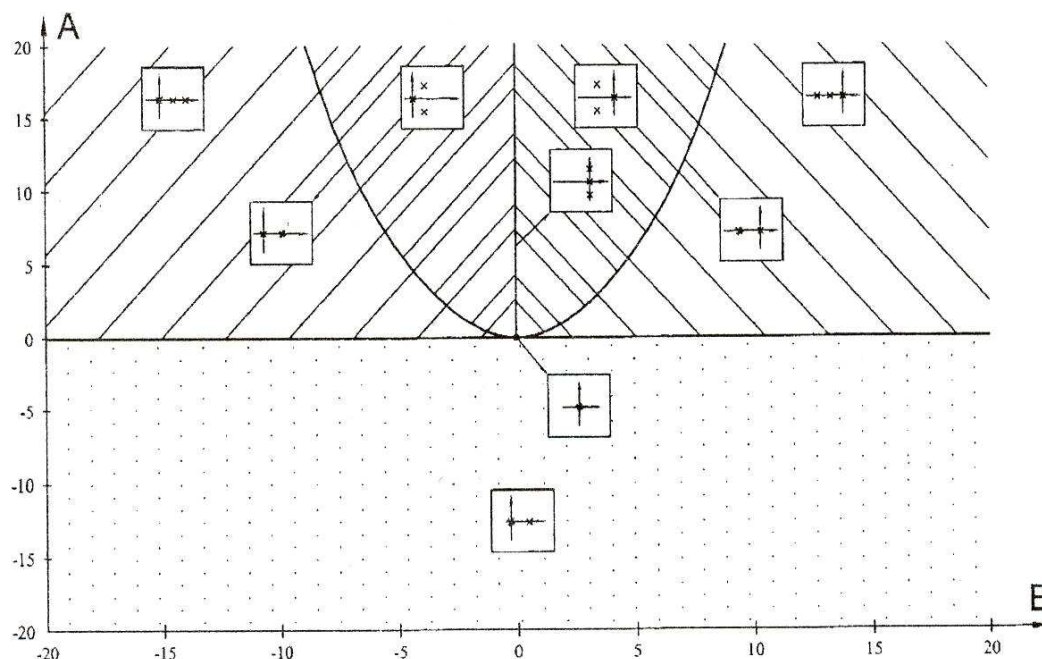


Рис. 1. Диаграмма, приведенная в статье [1]

Ошибка № 1. По оси абсцисс должна быть буква A , по оси ординат должна быть буква B . Если же настаивать на используемых обозначениях, то всю диаграмму следует развернуть.

Ошибка № 2. В нижней полуплоскости показано, что имеется один корень нулевой, и два кратных действительных положительных корня. На самом деле должно быть так: один корень нулевой, один действительный

отрицательный и один действительный положительный.

Неполнота. Граничные значения между областями размечены не все. Так, линия, соответствующая значению $A = 0$ (которая при отсутствии ошибок должна была соответствовать значению $B = 0$), не снабжена пометками о расположении корней.

ОБОСНОВАНИЕ ИСПРАВЛЕНИЙ

Приведенное уравнение уже разбито на два сомножителя, поэтому один корень, нулевой, присутствует при всех значениях A и B .

Оставшееся квадратное уравнение решается легко, в соответствии с широко известным соотношением для корней квадратного уравнения:

$$q_{1,2} = \frac{-A \pm \sqrt{A^2 - 4B}}{2}. \quad (2)$$

Важной границей раздела областей будет соотношение, на котором детерминант принимает нулевое значение:

$$A^2 - 4B = 0. \quad (3)$$

Это соотношение описывает параболу:

$$B = A^2 / 4. \quad (4)$$

Из этого видно, что оси на *рис. 1* перепутаны. **Исправляем** Ошибку № 1.

Далее полагаем $B = 0$.

Получаем

$$q_{1,2} = \frac{-A \pm \sqrt{A^2}}{2}. \quad (5)$$

Отсюда один корень всегда нулевой, другой корень равен $-A$ (минус A). **Дополняем** график.

Наконец, полагая $B < 0$, например, для определенности $B = -b$, где b - положительное число, получаем:

$$q_{1,2} = \frac{-A \pm \sqrt{A^2 + 4b}}{2}. \quad (6)$$

Под корнем стоит положительное число. Следовательно, имеем два действительных корня, не равных друг другу, за исключением случая, когда под корнем ноль. При $b > 0$ (по определению), под корнем ноль только при равенстве нулю одновременно A и b , то есть в начале координат. В остальных случаях величина добавки от корня по абсолютной величине превышает A . Следовательно, имеем два действительных корня, расположенных симметрично относительно точки $\{-A/2; 0\}$. Для случая $A = 0$ оба корня симметричны относительно начала координат. На *Рис. 1* ошибочно указаны только правые корни (и правильно указан всегда присутствующий нулевой корень).

Исправляем Ошибку №2.

Получаем диаграмму, показанную на *Рис. 2*.

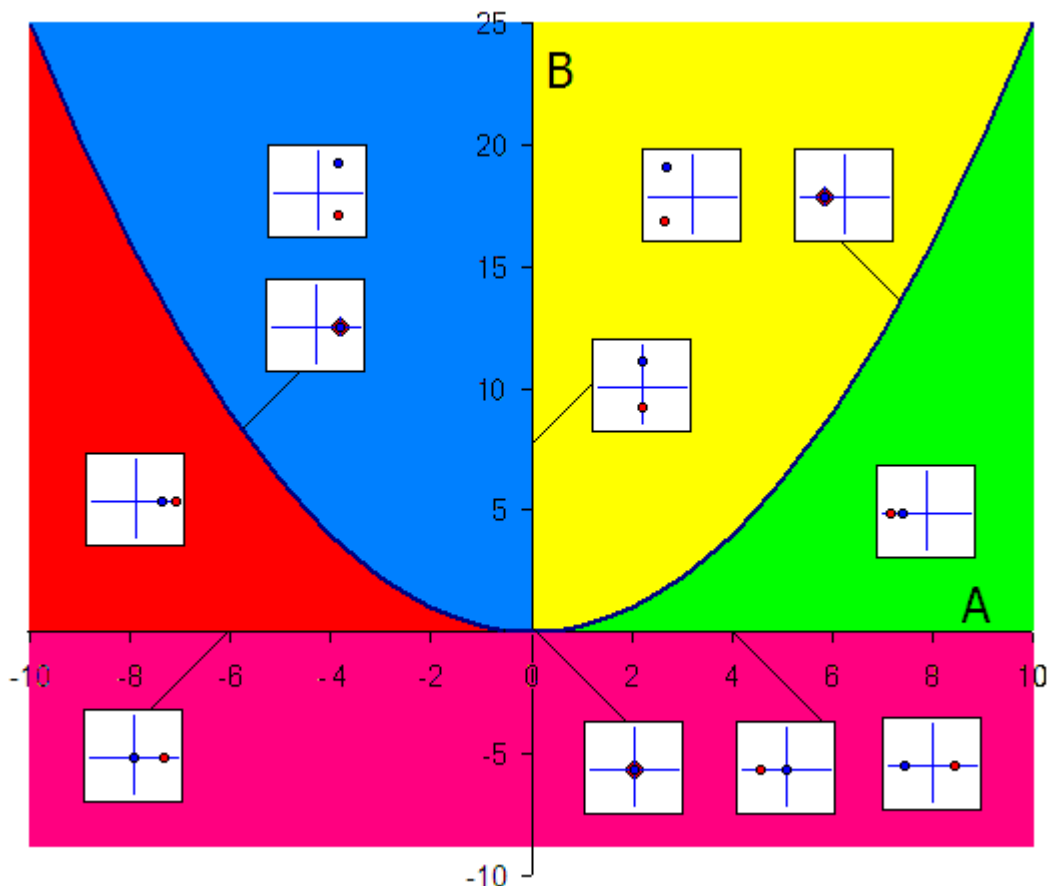


Рис. 2. Диаграмма Вышнеградского со всеми необходимыми исправлениями и дополнениями: *третий нулевой корень не показан, поскольку он присутствует во всех случаях*

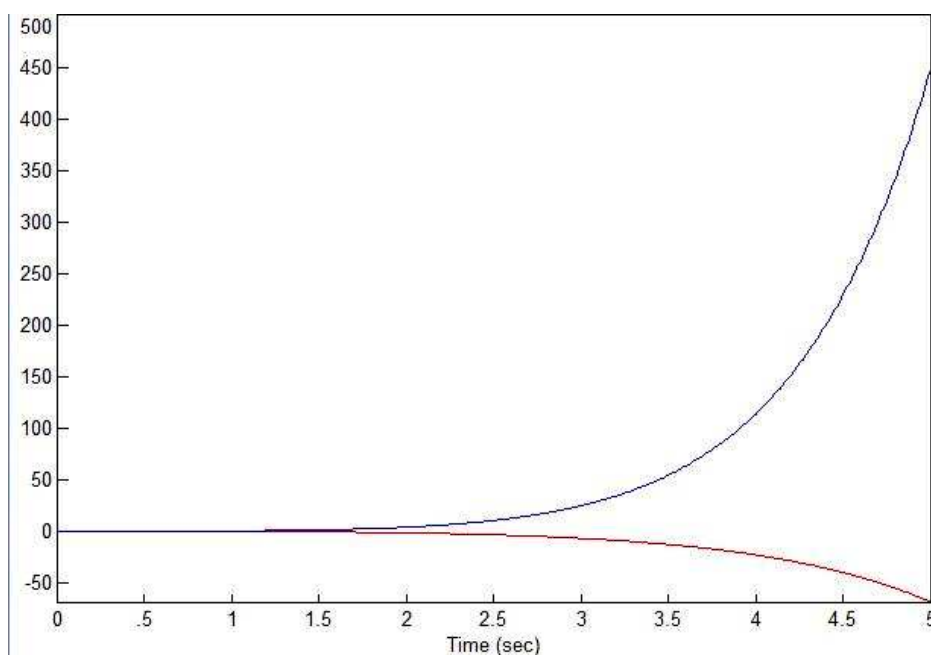


Рис. 3. Пример переходных процессов в системе с корнями $q_1=0$, $q_2=1$, $q_3=1$ (верхняя линия) и $q_1=0$, $q_2=1$, $q_3=-1$ (нижняя линия)

ОБСУЖДЕНИЕ

В диссертационной работе одного из авторов (В.В. Воронова) ошибка № 1 исправлена, неполнота также исправлена. Ошибка № 2 осталась не исправленной. Следовательно, авторы не обнаружили ее в течение года от даты опубликования.

По-видимому, это можно объяснить тем, что полностью данная диаграмма не имеет такой практической полезности, как ее правая верхняя часть.

Действительно, левая половина и нижняя часть правой половины описывают положение корней для неустойчивой системы, поскольку во всех этих случаях имеется, по меньшей мере, один корень с положительной действительной частью. Если система неустойчива, то достаточно знать, что она не устойчива, а как именно она неустойчива, по-видимому, уже не важно.

Действительно, для примера на рис. 3 приведены переходные процессы (отклик на ступенчатое единичное воздействие) в разных системах: с корнями, как показано на рис. 1 в нижней полуплоскости, и с корнями, как показано на рис. 2 в нижней полуплоскости. Разница имеется, но обе системы неустойчивы. Поэтому указанная разница не представляет практического значения.

Оставшаяся верхняя правая часть также не представляет существенного интереса, поскольку в этом случае в системе имеется корень с отрицательной действительной частью, но третий корень все же нулевой, поэтому такая система находится на границе устойчивости, то есть практической ценности не представляет.

Таким образом, вся представленная

диаграмма является иллюстрацией поведения корней системы, когда ее устойчивость не обеспечена. Не ясно, какую практическую пользу может принести такая диаграмма. По-видимому, отсутствием практической полезности диаграммы для уравнения (1) объясняется тот факт, что авторами не все ошибки выявили и исправили.

Но «истина дороже», а математика ошибок не терпит.

ВОЗМОЖНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ РАЗВИТИЯ ИДЕИ ОБОБЩЕНИЯ ДИАГРАММЫ ВЫШНЕГРАДСКОГО ДЛЯ УРАВНЕНИЯ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

Вернемся к истокам идеи диаграммы Вышнеградского. Отметим несколько тезисов.

1. Диаграмма Вышнеградского ставит своей целью наглядную демонстрацию зависимости расположения корней уравнения от значения коэффициентов этого уравнения.

2. Исследование положения корней требуется для анализа устойчивости системы. Наиболее важно анализировать именно устойчивые системы. Система устойчива, если все корни имеют отрицательную вещественную часть, если же среди корней встречаются корни с нулевой действительной частью, то система находится на границе устойчивости (такая система также не представляет большого практического интереса).

3. Поскольку традиционно диаграмма представляется на плоскости, она отображает зависимость положения корней от двух параметров.

4. Диаграмма Вышнеградского для квадратного уравнения широко известна.

По-видимому, предпринятая авторами попытка развития состоит в отыскании путей представления этой диаграммы для уравнения третьего порядка, где количество коэффициентов равно четырем.

Общий вид уравнения третьего порядка таков:

$$a_3 q^3 + a_2 q^2 + a_1 q + a_0 = 0. \quad (7)$$

Для уменьшения количества коэффициентов можно разделить уравнение на свободный член при условии, что он не равен нулю. Для уравнения (1) это условие не соблюдается. В частном случае (1) уравнения (7) параметров уравнения уже на один меньше, вместо четырех – три. Поэтому множитель q можно вынести за скобку. Исследование устойчивости требует анализа поведения всех корней. Поскольку один корень нулевой, исследование поведения остальных корней большого практического интереса не представляет, а с позиции теории исследование поведения корней квадратного уравнения также не является новым, поскольку корни квадратного уравнения могут быть записаны простым аналитическим соотношением (2). Именно поэтому исследование поведения корней уравнения (7) представляется нам не существенным, как с практической, так и с теоретической точки зрения.

Анализ поведения корней с прикладной точки зрения необходим для уяснения условий устойчивости системы с некоторым запасом устойчивости. Систему на границе устойчивости нельзя назвать удовлетворительной.

Если хотя бы один из коэффициентов a_i уравнения (7) отрицателен, корни этого уравнения не будут отвечать требованиям, предъявляемой к устойчивой системе.

Поэтому еще до начала построения диаграммы Вышнеградского можно указать, что в случае $a_0 = 0$, или в случае отрицательного значения хотя бы одного коэффициента a_i , дальнейший анализ не требуется, уравнение описывает не достаточно устойчивую систему.

На этом основании исходным условием анализа с построением диаграммы Вышнеградского можно считать условие:

$$a_i \geq 0, i \in [1,3], a_0 > 0. \quad (8)$$

Кроме того, если $a_3 = 0$, порядок уравнения уменьшается до второго, анализ этого случая широко известен, поэтому можно для определенности положить также $a_3 > 0$.

Для уменьшения количества параметров, таким образом, при указанных условиях вполне допустимо деление всех коэффициентов уравнения на a_0 . Получаем

$$a_{30} q^3 + a_{20} q^2 + a_{10} q + 1 = 0. \quad (9)$$

Здесь $a_{i0} = a_i / a_0$.

Теперь введем новую переменную $p = kq$, то есть введем масштабный коэффициент для аргумента уравнения, равный кубическому корню из коэффициента при старшей степени $k = a_{30}^{1/3}$.

Это позволит получить еще один единичный коэффициент – при старшей степени аргумента, при этом для анализа результата достаточно будет лишь учесть изменение масштаба для всех полученных корней. То есть графики будут иметь тот же вид, изменится лишь масштаб на его осях. В итоге получаем уравнение (7) в следующем виде:

$$p^3 + Cp^2 + Dp + 1 = 0. \quad (10)$$

Здесь $C = a_{20} / k^2$; $D = a_{10} / k$.

Теперь лишь остается построить области в плоскости параметров C, D , где корни изменяют свой качественный вид.

Очевидны следующие утверждения:

1. Нулевых корней нет, поскольку подстановка $p = 0$ дает невыполнимое уравнение « $1 = 0$ ».

2. Как минимум, один корень действительный. Два других могут быть либо действительными, либо комплексными (в том числе и чисто мнимыми).

3. Если два корня комплексные, то действительный корень имеет отрицательную действительную часть при $C > 0, D > 0$.

Если последнее утверждение не кажется очевидным, покажем его справедливость.

Обозначим один из действительных корней h . Два других корня можно обозначить $(g + \delta f)$ и $(g + \delta f)$. Символ δ означает мнимую единицу, если корни комплексные, или единицу, если корни действительные. Уравнение (10) в этом случае можно записать в следующем виде:

$$(p - h)(p - g - \delta f)(p - g + \delta f) = 0. \quad (11)$$

$$(p - h)(p^2 - 2gp + g^2 - \delta^2 f^2) = 0. \quad (12)$$

$$p^3 - 2gp^2 - hp^2 + (g^2 - \delta^2 f^2 - 2hg)p - h(g^2 - \delta^2 f^2) = 0. \quad (13)$$

Отсюда получаем:

$$C = -2g - h, \quad (14)$$

$$D = g^2 - \delta^2 f^2 - 2hg, \quad (15)$$

$$-h(g^2 - \delta^2 f^2) = 1. \quad (16)$$

Из (16) следует, что в случае комплексных корней, $\delta^2 = -1$, и тогда требование $h < 0$ выполняется автоматически, а интерес представляет зона, когда $g < 0$ (вследствие

выполнения $h < 0$).

Если два другие корня не мнимые, то $\delta^2 = 1$. Следовательно, в первом случае достаточно проанализировать знак величины g в зависимости от значений C и D . Во втором случае один или два дополнительных действительных корня также могут быть положительными.

Исследование поведения действительных частей корней в зависимости от C и D представляет практический интерес, особенно – детальное исследование этого для случая всех отрицательных значений действительных частей корней.

АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Наряду с построением диаграммы Вышнеградского можно непосредственно исследовать зависимость переходного процесса системы от коэффициентов уравнения (10).

Для начала для простоты положим $C = D$. Заддим значения $C = D = 1$, затем 2, затем 3 и получим соответствующие переходные процессы. Результат показан на рис. 4. Видим, что при $C = D = 1$ переходный процесс на границе устойчивости или около того, если он и устойчив, то не удовлетворительный (перерегулирование достигает 70 %). При $C = D = 2$ переходный процесс устойчив, перерегулирование приблизительно равно 10 %. Дальнейшее увеличение этих коэффициентов не нарушает устойчивости, но длительность переходного процесса увеличивается. Поэтому представляет интерес промежуточное значение, в частности, $C = D = 1,5$. Этот график также дан на рис. 4.

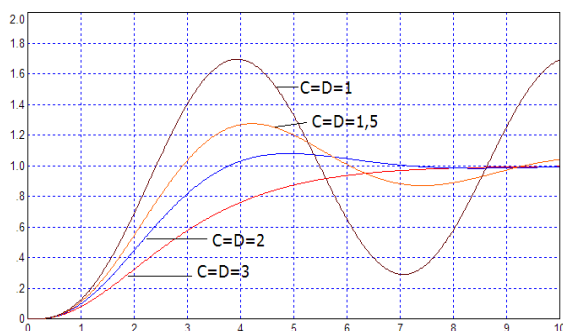


Рис. 4. Переходные процессы фильтра с полиномом в знаменателе из уравнения (10), в числителе единичный коэффициент, значения C и D показаны на графике

Можно предположить, что дальнейшее увеличение этого общего параметра более величины 3 будет вызывать увеличение длительности переходного процесса, не нарушая его устойчивости, а дальнейшее уменьшение этого параметра менее 1 будет ухудшать устойчивость. Это предположение легко проверяется. Результат проверки показан на рис. 5 и 6.

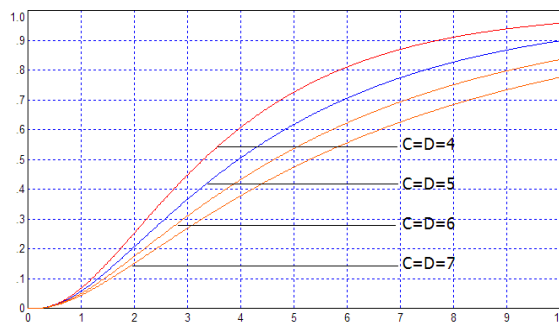


Рис. 5. То же, что на рис. 4 при других C и D

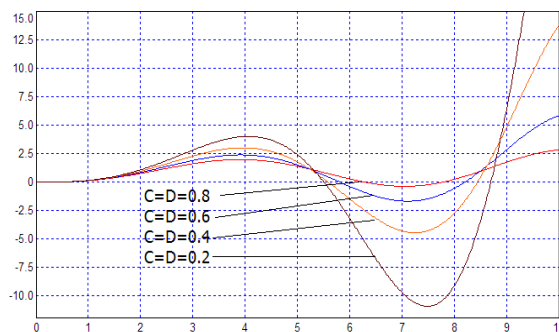


Рис. 6. То же, что на рис. 4 при других C и D

Далее можно исследовать зависимость вида переходного процесса от различных значений параметров C и D при их несовпадении. Например, можно зафиксировать один из этих параметров и изменять другой, затем также поступить с другим параметром.

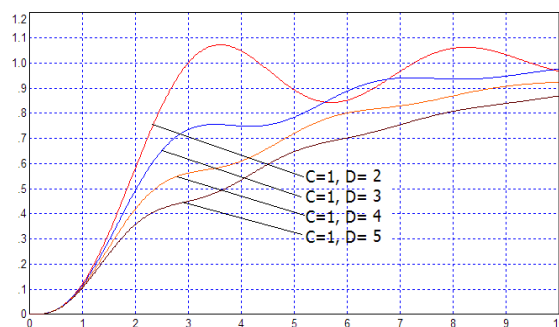


Рис. 7. То же, что на рис. 4 при других C и D

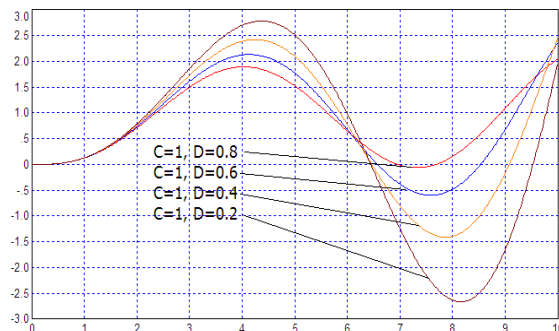
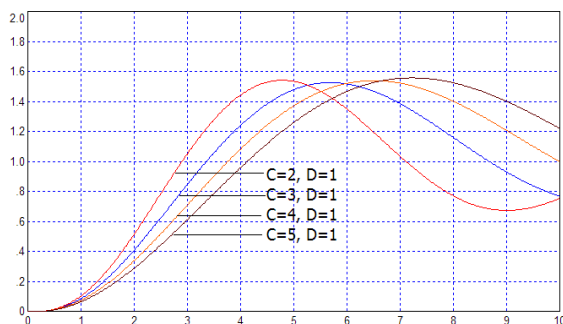
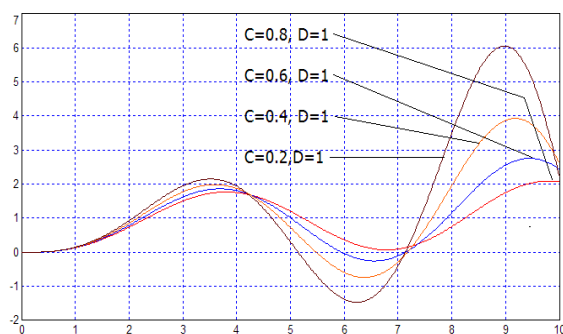
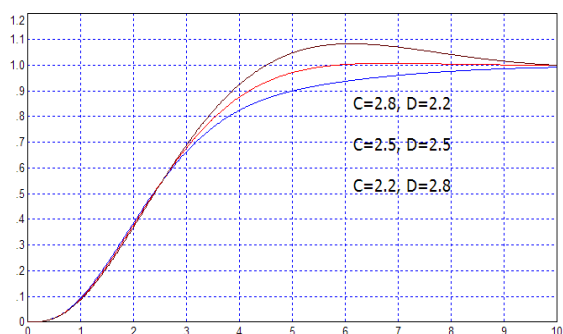


Рис. 7. То же, что на рис. 4 при других C и D

Рис. 8. То же, что на рис. 4 при других C и D Рис. 9. То же, что на рис. 4 при других C и D Рис. 10. То же, что на рис. 4 при других C и D

Из результата анализа можно заключить, что наилучшие значения переходных процессов сосредоточены при значении параметров C и D вблизи значения 2,5.

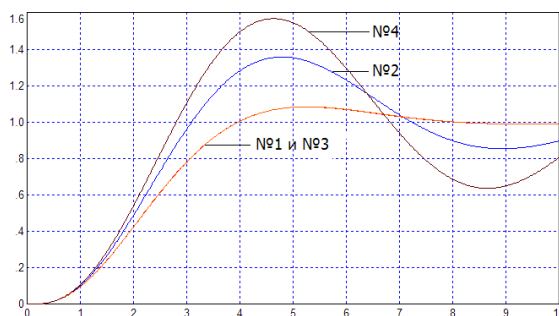
Полученные решения удовлетворительно согласуются с ранее полученными оптимальными значениями для этих коэффициентов в работе [2], которые приведены в Таблице 1. В этой таблице оптимизация осуществлялась с различными критериями качества переходного процесса.

Таблица 1

Результаты оптимизации коэффициентов C и D из работы [1]

№	C	D
1	2.22	2.04
2	2.04	1.32
3	2.23	2.04
4	1.84	0.98

На рис. 11 показаны переходные процессы для соответствующих значений коэффициентов. Варианты №1 и №3, выделенные жирным шрифтом в Таблице 1, по значениям близки к полученным в данной статье результатам. Соответствующие переходные процессы оптимальны с позиции минимума перерегулирования и длительности переходного процесса. Варианты №2 и №4 далеки от оптимальных по этим признакам и численные значения коэффициентов C и D не совпадают с полученным в данной статье результатом.

Рис. 11. Переходные процессы при значениях C и D из Таблицы 1

Таким образом, другим путем получены приблизительно те же результаты, что и ранее в статье [1]. Эти результаты намного полезнее анализа всех возможных значений коэффициентов уравнения третьего порядка.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] А.А. Воевода, В.В. Вороной. Обобщение диаграммы Вышнеградского. Научный вестник НГТУ. 2012. № 4(49). С. 166 – 171.
- [2] Жмудь В.А. Обоснование выбора желаемого характеристического уравнения замкнутой динамической системы. Автоматика и программная инженерия. 2013. № 2 (4). С. 27–32. ФГБОУ ВПО НГТУ (Россия).

Требования к публикациям в научном электронном журнале «Автоматика и программная инженерия»

ТЕМАТИКА ЖУРНАЛА

Автоматика, робототехника, автоматизированные системы, программные системы и средства (программная инженерия), защита информации, сетевые технологии, Национальная программная платформа (НПП), облачные технологии, инновации, информационные технологии, моделирование систем, свободное и открытое программное обеспечение.

ЦЕЛЕВАЯ АУДИТОРИЯ ЖУРНАЛА

Научные, педагогические и инженерные кадры, аспиранты, докторанты и студенты, представители бизнеса в области информационных технологий и автоматике.

ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

К опубликованию принимаются оригинальные научные статьи, ранее не опубликованные ни в каких средствах информации, включая научные и иные журналы и электронные сайты.

Не допускается дословное цитирование без кавычек из чужих источников (плагиат) и из своих источников (автоплагиат), допускается опубликование ранее опубликованных иллюстраций и уравнений, если это требуется для понимания текста. Иллюстрации из чужих источников должны быть снабжены ссылками на эти источники.

Статья должна содержать новые научные результаты и соответствовать тематике журнала.

Иллюстрации – черно-белые или цветные (предпочтительно).

Формат страницы: А4, текст в две колонки, шрифт Times New Roman, размер 10 пт через один интервал, заголовок – в одну колонку шрифт 24 пт, литература – 8 пт. Информация об авторах – в конце статьи, желательна фотография, электронная почта. Перечень авторов – на первой странице (только фамилии, И.О. и место работы).

Статья обязательно должна содержать аннотацию и ключевые слова, литературные ссылки, необходимые для понимания статьи и/или с указанием источников цитирования.

Присланные статьи подвергаются внутреннему анонимному рецензированию. Редакционная коллегия вправе отклонить статью от опубликования с указанием причин

этого отклонения или предложить доработать статью по замечаниям рецензента.

Ответственность за отсутствие плагиата, за научное содержание статей и за качество перевода на английский язык лежит на авторе (авторах) публикации.

Российские авторы должны присылать перед окончательным опубликованием статьи скан-файл **экспертного заключения** о возможности **открытого опубликования** статьи в ее окончательном виде. Бумажный вариант досылается позже.

Все вопросы по опубликованию можно уточнить по электронной почте.

Статьи, написанные в соавторстве действительных членов РАН или РАЕН, а также статьи, сопровождающиеся положительной рецензией действительных членов РАН или РАЕН (твердая копия с оригинальной подписью, заверенной по месту работы, пересылается по почте), могут быть опубликованы по ускоренной процедуре рецензирования. При этом не исключается предложение редакции о редакторской правке и/или о лучшем качестве иллюстративного материала.

ЯЗЫК ПУБЛИКАЦИИ

Научный журнал Автоматика и программная инженерия (АиПИ) издается на двух языках: русском и английском. Английская версия журнала выходит позже. Авторам предлагается присылать на адрес заместителя главного редактора oao_nips@bk.ru свои статьи для публикации в формате Word-2003 на двух языках. Допускается присылать статьи для первого рецензирования на одном языке (русском или английском) с последующим обязательным предоставлением окончательной версии статьи на двух языках. Подписи на иллюстрациях также должны делаться на двух языках, или только на английском (в этом случае в русскоязычном варианте статьи в подрисовочных подписях следует давать перевод этих подписей).

В случае предоставления авторами статьи только на одном языке, **опубликование на другом языке не гарантируется**. В этом случае по усмотрению редакции может быть опубликовано только краткие сведения (аннотация, ключевые слова, тезисы) или статья

в сокращенном виде.

Сопровождение русскоязычной статьи английским переводом названия, ключевых слов и аннотации и транслитерации фамилий авторов редакцией приветствуется: в этом случае указанные сведения помещаются в конце статьи.

Желательно указание индекса УДК и (или) МКИ.

Допускается прием к опубликованию статей только на английском языке для англоязычных авторов. В этом случае по усмотрению редакции либо англоязычная версия публикуется в русскоязычной и англоязычной версии журнала, либо редакция осуществляет самостоятельный перевод статьи на русский язык для русскоязычной версии.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ

Редакционная коллегия предлагает соблюдать сложившиеся стилистические и оформительские признаки стиля АиПИ в части заголовков, подрисуночных подписей, оформления библиографических ссылок и т. д.

Пожалуйста, используйте курсив для латиницы в русскоязычных статьях, для сокращенных наименований физических величин после их численного значения, а также для полных или сокращенных слов «таблица», «рисунок», «приложение», «теорема», «лемма», «пример» и так далее, если после этих слов применена нумерация.

Например, «... как показано на этом рисунке», но «На *рис. 2* показано».

Для чисел использовать курсив не следует, кроме случаев, когда числами обозначаются блоки или элементы на рисунке.

Например: $F_2 = 33,5 \text{ Н}$.

Не следует использовать наименования физических величин в сокращенном виде в разрыве (вследствие переноса на другую строку)

от их численного значения. Чтобы этого избежать, применяйте символ «неразрывный пробел». Также не применяйте эти сокращенные наименования, а также знаки математических операций при отсутствии численного значения.

Например, некорректным по этому признаку является фраза: «Сила тока = 3 А », или «Сила тока составляет несколько А ». Следует применять корректную запись, например: «Сила тока $I = 3 \text{ А}$ » или «Сила тока составляет несколько *Ампер*».

Статьи, оформленные с существенными нарушениями требований к оформлению, могут быть отклонены от опубликования на этом основании.

О РАЗДЕЛЕ «ДИСКУССИИ. ФОРУМ»

В раздел «Дискуссии. Форум» принимаются статьи, которые могут положить начало дискуссиям по актуальным вопросам в русле тематики журнала «АиПИ».

Статьи данного раздела не подвергаются строгому научному рецензированию, а именно: при наличии как положительных, так и отрицательных рецензий, либо при несовпадении точки зрения авторов с точкой зрения большинства членов редакционной коллегии, статьи могут быть опубликованы в этом разделе на правах дискуссионного выступления автора. Редакционная коллегия приветствует научные дискуссии сторонников несовпадающих мнений с целью развития теорий. Редакционная коллегия призывает читателей присылать отклики на статьи, опубликованные в разделе «Дискуссии». Избранные отклики на статьи раздела «Дискуссии» также как избранные мотивированные отклики на другие статьи журнала «АиПИ» будут публиковаться в разделе «Форум» (по усмотрению редакции – в сокращении или в конспективном изложении).

Content

I. Automation. Automated Systems.	6
Features of the Using of LCD NOKIA 5110	8
Concept of Power Saving Regulators	14
II. Robotics. Software and Systems. Free Software. Open Software	22
Eclipse Plug-ins to speed up the Development of Programs of Digital Control Systems	24
System PREMIS as a Platform for the Creating of Unique Controlling Systems	35
III. Innovative Technologies. Promising Technologies. Simulation of Systems.	39
Research of Empirical Methods of Regulators Tuning	41
IV. Measuring Means and Systems	54
Estimation of Optimal Parameters of Multiparameter Threshold Functions of Wavelet Filtering Algorithms	56
V. Popular Papers. Intriduction into Spesialities.	66
The Using of DAC and ADC in the Higher Precision Controlling Systems	68
VI. Discussions. Forum. Information for Authors	80
Among the New Hypotheses in the Field of Interpretation of Concepts of Electrodynamics, the Physical Vacuum and Gravitation Dynamics	82
The Problem of Generalized Vyshnegradskii Diagram	90
Requirements for Publication in Scientific Electronic Journal "Automation and Software Engineering"	96