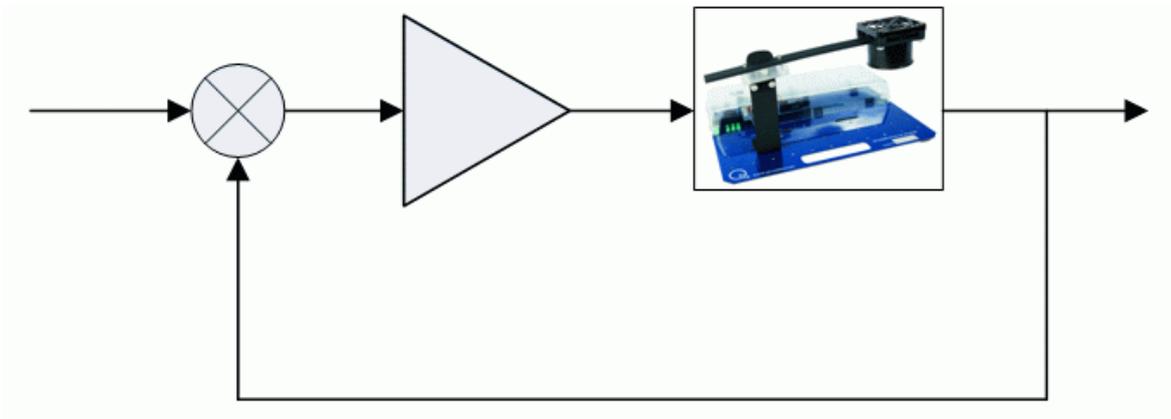




QNET: HVACТ, DCMCT, ROTPENT, MECH-KIT, VTOL и MYOELECTRIC

Инженерный тренажер Quanser для NI-ELVIS

Руководство к практикуму по системам управления QNET



Согласно законам об авторском праве, это руководство нельзя воспроизводить и распространять в любой форме, электронной или печатной, в том числе путем ксерокопирования, перезаписи, хранить в информационно-поисковых системах, а также переводить полностью или частично без предварительного письменного разрешения компании Quanser Inc.

Copyright ©2009, Quanser Inc. Все права защищены.

Благодарности

Спасибо Karl J. Åström за неоценимый вклад в этот проект.

Содержание

1. Введение	1
2. Практика управления	5
3. Релейное и ПИД-регулирование	8
3.1. Релейное регулирование	8
3.2. ПИД-регулирование	9
3.3. Время пика и перерегулирование	11
3.4. Фильтрация	12
3.5. Взвешивание уставки	13
3.6. Интегральное насыщение	14
4. LabVIEW.....	17
4.1. PID-регуляторы в LabVIEW	17
5. Управление процессами.....	22
5.1. Релейное регулирование	23
5.2. ПИ-регулирование	24
6. Управление движением	27
6.1. Моделирование	27
6.1.1. Метод ударных испытаний.....	28
6.1.2. Проверка модели	29
6.2. Управление скоростью.....	30
6.2. Управление положением	32
6.3.1. Расчет ПД-системы	33
6.3.2. Реакция на возмущения	33
7. Управление, основанное на описании задач.....	36
7.1. Портальный кран	37
7.2. Балансирование.....	40
7.3. Управление энергией	41
7.4. Гибридное управление колебаниями.....	43
7.5. Оптимальное управление балансом.....	44
8. Управление вертикальным взлетом и посадкой.....	46
8.1. Каскадное регулирование	47
8.2. Управление по току	47
8.3. Моделирование VTOL с одной степенью свободы.....	49
8.3.1. Действие вращающего момента на VTOL	49
8.3.2. Уравнение движения	50
8.3.3. Передаточная функция модель процесса	50
8.3.3.1. Собственная частота отклика	51
8.4. Управление полетом.....	51
8.4.1. Анализ статической ошибки	51
8.4.2. Проектирование системы ПИД-регулирования	53
9. Мехатронные датчики.....	55
9.1. Свойства датчиков.....	56
9.1.1. Разрешение.....	56
9.1.2. Диапазон.....	56
9.1.3. Абсолютные и инкрементные	56
9.1.4. Измерения аналоговыми датчиками.....	56
9.2. Компоненты тренажера с мехатронными датчиками	57
9.2.1. Датчики вибрации и деформации	57
9.2.1.1. Пьезодатчики	57
9.2.1.2. Тензодатчик.....	58

9.2.2. Измерение углов	58
9.2.2.1. Поворотный потенциометр.....	58
9.2.2.2. Инкрементный оптический поворотный энкодер	59
9.2.3. Датчик давления	60
9.2.4. Датчики температуры	61
9.2.5. Датчики расстояния дальнего действия	63
9.2.5.1. Звуковой датчик.....	63
9.2.5.2. Инфракрасный датчик.....	63
9.2.6. Датчики расстояния ближнего действия	64
9.2.6.1. Оптические датчики положения	64
9.2.6.2. Датчик магнитного поля	64
9.2.7. Переключатели	65
9.2.7.1. Микровыключатель	65
9.2.7.2. Нажимная кнопка	65
9.2.7.3. Оптический переключатель.....	66
9.2.7.4. Подавление дребезга	66
9.2.8. Светодиоды	67
10. Обработка ЭМГ-сигналов.....	68
10.1. ЭМГ-сигнал.....	69
10.2. Обработка ЭМГ-сигнала.....	70
10.3. Миоэлектрическое управление	71
10.3.1. Управление направлением сервомеханизма	71
10.3.2. Управление положением сервомеханизма.....	73
11. Литература	74

1. Введение

Обратная связь имеет много полезных качеств, например, позволяет разрабатывать хорошие системы из компонентов низкого качества, стабилизировать нестабильные системы и сглаживать эффекты возмущающих воздействий. Объединение этих полезных свойств с достижениями вычислительной техники и программного обеспечения облегчает разработку и снижает стоимость реализации, поэтому легко понять причины быстрого развития управляющих приложений. Концепции управления также жизненно важны для понимания естественных и созданных человеком систем. В работе [1] приводятся следующие рекомендации:

Инвестируйте в новый подход к образованию и распространяйте концепции и инструменты управления в нетрадиционных аудиториях. Далее в статье говорилось: первым шагом для внедрения этой рекомендации должна стать разработка новых курсов и учебников как для экспертов, так и для людей, не являющихся экспертами. Управление должно стать обязательной частью учебных планов подготовки инженеров и ученых в большинстве университетов, включая не только механическую, электрическую, химическую и аэрокосмическую отрасль инженерии, но также и компьютерные науки, прикладную физику и биоинженерию. Также важно, чтобы в этих курсах делался акцент на принципах управления, а не просто предоставлялись инструменты, которые могут использоваться в данной области деятельности. Важный элемент образования и внедрения - непрерывное использование экспериментов и развитие новых лабораторных работ и программных инструментов. Сейчас сделать это значительно проще, чем раньше, и это тоже имеет значение. Лабораторные работы и программные средства должны быть интегрированы в учебные планы.

Эксперименты, описанные в этой книге, разработаны для реализации некоторых из этих рекомендаций. Поскольку управление – это задача системная, то чтобы досконально понять управление, необходимо изучать как теорию, так и практическое применение. Навыки, требуемые для решения задач управления, включают моделирование, симуляцию, реализацию, настройку при вводе в эксплуатацию собственно эксплуатацию системы управления. Многим задачам можно научиться по книгам и компьютерным симуляциям, но лабораторные эксперименты необходимы для овладения всеми навыками и глубокого понимания предмета. Эксперименты, описанные в этой книге, могут быть использованы в самостоятельном курсе. Также они могут применяться как дополнение к традиционным учебникам - [3], [4], [5] и [6] с лабораторным практикумом. Эксперименты могут выполняться различным образом, как в организованных классах, так и на демонстрациях и в процессе самостоятельного обучения. Кроме того, их можно давать студентам, изучающим естественные науки и биологию, как введение в теорию управления.

Комплекс экспериментов тщательно подобран таким образом, чтобы продемонстрировать основные идеи, типовые процессы и приложения. Две распространенные прикладные области - управление технологическим процессом и управление движением. В управлении процессом типичной задачей является поддерживать переменную процесса постоянной, несмотря на возмущения. Подобная задача называется *задачей регулирования*. В управлении движением типичная задача - заставить объект передвигаться заданным образом. Эта задача также называется *задачей управления сервомеханизмом*.

Типичные примеры регулирования встречаются в обрабатывающей промышленности, например, в нефтехимической и при производстве бумаги, в системах отопления, вентиляции и кондиционирования, в лабораторных системах. В управлении процессами разработка математических моделей процесса обычно требует много времени и сил. Поэтому информацию, требуемую для управления процессом, часто получают непосредственно в ходе экспериментов над процессом. Контроллеры также могут быть установлены и настроены в ходе экспериментов без обращения к модели. Мы выбрали процесс нагревания как типичный пример для иллюстрации задачи регулирования.

Типичными примерами управления движением встречаются в обрабатывающей промышленности, в сканерах, принтерах, видеокамерах, роботах, cd-плеерах, транспортных средствах и измерительных приборах. Отличительной чертой управления движением является то, что часто оказывается возможным получить математические модели систем из основных принципов, возможно, при проведении нескольких дополнительных экспериментов. Мы выбрали простой электродвигатель постоянного тока для иллюстрации управления движением. Типичные эксперименты – управление частотой вращения или углом поворота двигателя желаемым способом.

Кроме множества приложений задач регулирования и управления сервомеханизмами, существуют и другие типы задач управления. Одна из них – стабилизация неустойчивой системы, типичным примером которой является управление двухколесным скутером "Сигвей". Среди других примеров можно привести гашение колебаний раскачивающегося груза на погрузочном кране, планирование перемещения мобильного робота, управление тяговым усилием автомобиля. Эти задачи управления, как правило, сложнее регулирования и управления сервомеханизмами, и могут потребовать более сложного моделирования и управления. Тем не менее, мы посчитали, что важно провести простую демонстрацию управления, основанного на описании задач. Мы выбрали в качестве примеров вращающийся маятник и систему вертикального взлета и посадки. Маятник – классическая система, уже давно используемая для обучения динамике и управлению. Хотя процессы в ней очень просты, они иллюстрируют многие реальные системы управления. Вертикальный взлет и посадки представляет другой набор задач моделирования и управления, связанных с аэрокосмическими приложениями.

Хотя это включает управление реальным устройством, применение приборов - очень важный аспект управления. Для этого необходимо понимать, как используются различные типы датчиков и переключателей. Различные датчики применяются во всех отраслях промышленности. Преобразователи магнитного поля используются в прерывателях в автомобилях. Звуковые и инфракрасные датчики часто используются в мобильных роботах для измерения расстояния до окружающих объектов. Мы выбрали мехатронные датчики для иллюстрации использования различных типов датчиков, переключателей и светодиодов.

Процессы управляются при помощи ПК, на котором выполняется среда программирования LabVIEW компании National Instruments. Эти процессы разработаны Quanser и называются Quanser Engineering Trainers for NI ELVIS (Инженерные тренажеры Quanser для NI ELVIS), или сокращенно QNET. Процесс связывает с компьютером National Instruments Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite (NI ELVIS) – Учебная лаборатория виртуальных измерительных приборов. Как показано на рисунке 1.1, плата QNET вставляется в систему NI ELVIS II. QNET совместима как с традиционным NI ELVIS, называемым NI ELVIS I, так и с ELVIS II. Рабочая станция ELVIS I подключается к многофункциональной плате сбора данных, установленной внутри ПК. NI ELVIS II отличается тем, что содержит встроенное DAQ-устройство, подключаемое к ПК через

USB. При помощи LabVIEW можно реализовывать легкие в использовании пользовательские интерфейсы. Например, на рисунке 1.2 показана лицевая панель процесса ПИ-регулирования тренажера QNET HVAC. Также возможно заглянуть «за лицевую панель» и посмотреть, как именно реализованы контроллеры и пользовательский интерфейс.

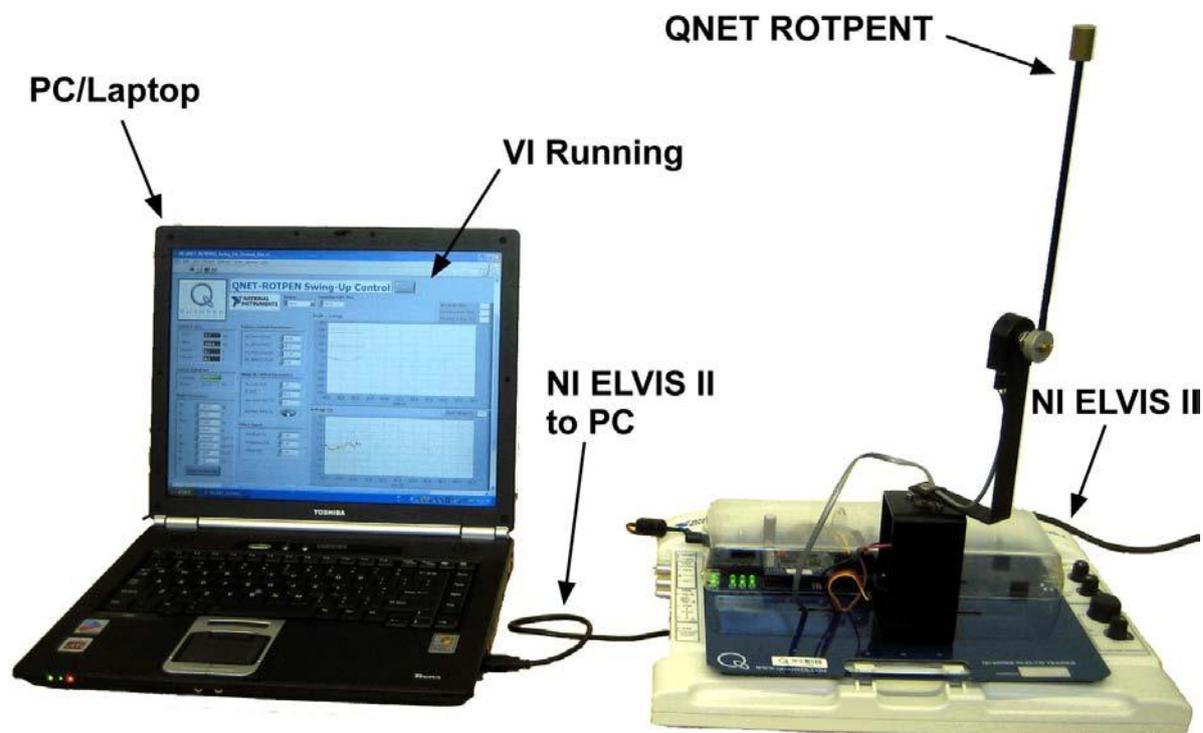


Рис. 1.1: Тренажер QNET с вращающимся маятником и установка NI-ELVIS II

Эксперименты могут выполняться различными способами, два из которых отличаются принципиально: выполнение в формате традиционной лаборатории и в формате «экспромта». Традиционный режим включает раздачу заданий до лабораторной работы, выполнение лабораторной задания и написание отчета. Это более аналитический и детальный подход. Второй способ более интуитивный – в ходе лабораторной работы сразу запускаются VI для экспериментов и выполняется процедура, приведенная в руководстве к лабораторной работе. Руководства к лабораторной работе – это набор кратких пошаговых инструкций, в соответствии с которыми пользователь выполняет некоторый эксперимент. В руководстве содержатся также упражнения для проверки знаний студента. Режим «экспромта» также рекомендуется для быстрых демонстраций (например, с использованием проектора) и для студентов, которые могут работать с менее структурированными указаниями. Промежуточные формы преподавания могут быть получены путем комбинации этих двух форматов. Некоторые эксперименты можно проводить в традиционном формате, а другие – в формате «экспромта».

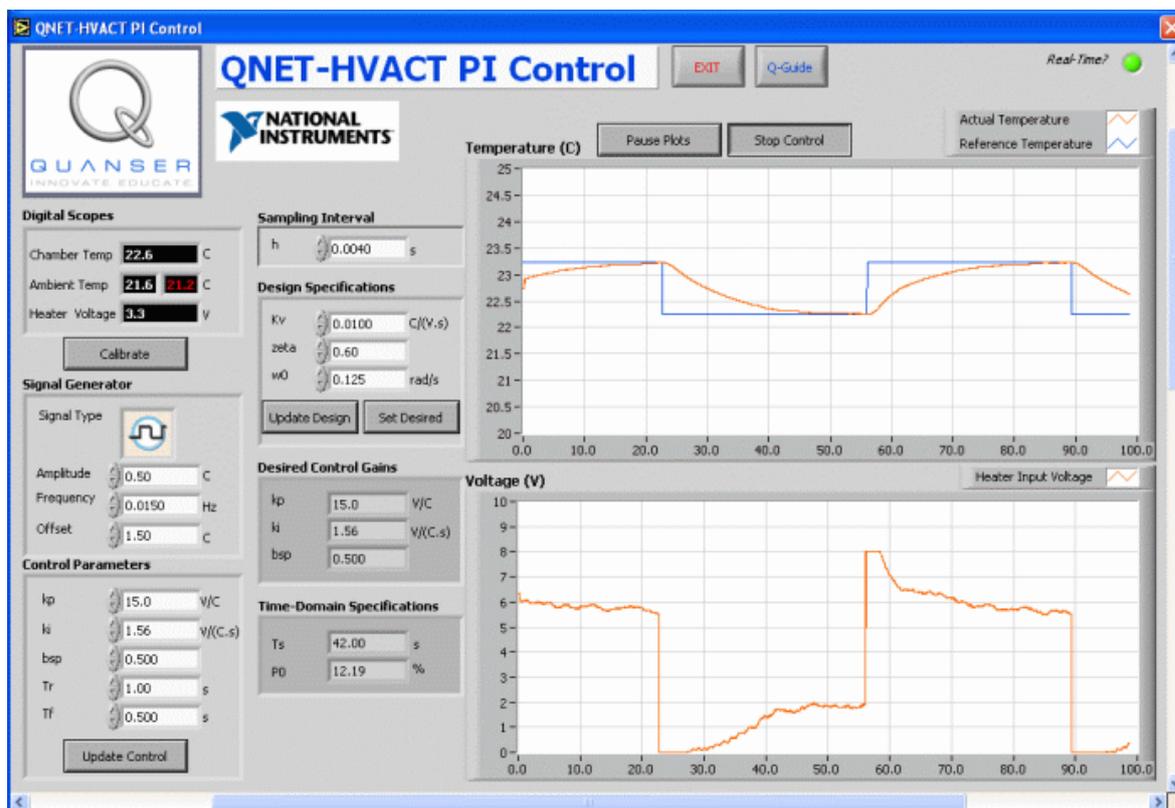


Рис 1.2. Типичная лицевая панель QNET VI

Руководство организовано следующим образом. В разделе 2 даются некоторые сведения о практических проблемах управления. В разделе 3 представлен обзор релейных и ПИД-регуляторов. Этот материал необходим для выполнения экспериментов, но его можно заменить аналогичным материалом из используемых студентами учебников. Раздел 4 – краткое введение в LabVIEW. В нем демонстрируется, как контроллеры могут быть реализованы в LabVIEW и как использовать LabVIEW для симуляции систем управления. Короткие описания процессов и экспериментов, реализуемых в QNET, представлены в разделах с 5 по 9. В разделе 11 приведен список цитируемых источников.

2. Практика управления

Управление – основательно проработанная дисциплина, с хорошей методологией проектирования и хорошей поддержкой программным обеспечением. Система управления состоит из объекта (процесса), датчиков, актюаторов и контроллера. Закон управления – это алгоритм, который описывает как сигнал, посылаемый на актюатор, получается после обработки сигналов с датчиков. Алгоритм управления, как правило, описывается дифференциальным или разностным уравнением и реализуется в виде компьютерной программы. Интегрированная разработка всей системы, включая разработку процесса, расстановку датчиков и актюаторов, имеет большие преимущества. Однако специалистов по системам управления часто просят управлять процессом с уже заданными датчиками и актюаторами.

Существует два различных подхода к практическому решению задачи управления: эмпирическая или аналитическая настройка. При использовании эмпирической настройки стандартный контроллер подключается к датчикам и актюаторам, и параметры получают путем эмпирических корректировок. Аналитическая настройка предполагает предварительную разработку математической модели процесса, а затем с помощью различных аналитических процедур получают алгоритм управления. На практике широко распространены комбинации этих подходов. Однако, даже если используется эмпирическая настройка, систему необходимо хорошо знать, прежде чем пробовать ей управлять.

Хотя практически инженеры промышленных систем управления обычно не получают модели систем, они ими управляют (авторы видели эвристическую ручную настройку некоторых весьма сложных приложений). Этот эксперимент подчеркивает важность принципа **«знать систему, прежде чем управлять ею»**. Поэтому необходимо также хорошо понимать управление. Студенты получают теоретическую модель системы с разомкнутой обратной связью и оценивают границы ее производительности. Системы разработаны так, что хорошая модель может быть получена из основных принципов. Физические параметры могут быть определены простыми экспериментами. Используя VIs и QNET, студенты выполняют эксперименты, задавая входные воздействия и наблюдая за состояниями выходов системы. Проводятся испытания разомкнутой системы, и параметры системы оцениваются с использованием результатов статических и динамических измерений. Первая симуляция полученной модели запускается параллельно с настоящей системой и выполняется тест на скачок входного параметра для определения правильности расчетной модели.

Процедура, используемая при эмпирической настройке, может быть сведена к следующим шагам:

- Изучение системы
- Выбор контроллера и подключение его к системе
- Запуск системы
- Выполнение и оценка

Главный шаг в эмпирической настройке – выбор алгоритма управления. В первом приближении это очень просто, поскольку, по счастью, ПИ или ПИД-регуляторы достаточно часто (по крайней мере для процессов) используются с одним входом и выходом. Поэтому важно, чтобы любой человек, работающий с системами управления, хорошо понимал принцип действия ПИД-регулятора. Именно по этой причине ПИД-регулятор подробно рассматривается в данных экспериментах. Разработка более сложных контроллеров требует больше знаний, чем охватываются во вводных курсах управления. Опыт показывает, что эмпирически сложно настраивать более двух параметров. Именно поэтому большинство промышленных контроллеров основаны на ПИ-регулировании, дифференцирующее воздействие используется редко.

Процедура, используемая при аналитической настройке, может быть описана следующими действиями:

- Изучение системы
- Разработка математической модели
- Разработка контроллера
- Симуляция и подтверждение правильности
- Реализация контроллера
- Запуск системы
- Выполнение и оценка

В аналитической настройке больше шагов, и она более сложная. Однако большое ее преимущество - возможность определения факторов, которые ограничивают достижимую производительность. При использовании эмпирической настройки мы никогда не знаем, возможно ли улучшить результаты с более сложным контроллером. Традиционные курсы по системам управления делают основной упор на разработку контроллеров, охватывая также моделирование и симуляцию. Доступность систем, подобных LabVIEW, значительно упрощает реализацию контроллеров, поскольку в LabVIEW есть стандартные блоки для ПИД-регулирования. Так же легко может быть реализован контроллер, заданный дифференциальным или разностным уравнением.

Обратите внимание, что существует несколько шагов как в процедуре эмпирической, так и в процедуре аналитической настройки, которые в обычных курсах по системам управления не содержатся, а именно:

- Изучение системы
- Запуск системы
- Выполнение и оценка

Целью данной книги и предлагаемых экспериментов – изучить эти аспекты. Поскольку управление применяется во множестве областей, первый шаг весьма зависит от области применения. В данном случае нам требуется, чтобы студент хорошо понял конкретную лабораторную систему. Одновременно это хорошая возможность рассмотреть другие инженерные курсы.

Управление – это системная проблема. Чтобы систему ввести в эксплуатацию, все ее компоненты нужно состыковать друг с другом, и обеспечить правильную работу всей системы - непростая задача. Для ввода системы в эксплуатацию необходимо хорошо понимать работу всех ее элементов, процессов, датчиков, компьютера, ПО и актюаторов. Введение в эксплуатацию большой системы может показаться страшной задачей, но когда она выполнена, инженер испытывает чувство гордости: у меня получилось! С первого раза система редко работает правильно, поэтому необходимо научиться находить ошибки. В больших компаниях работают инженеры, специализирующиеся на

решении подобных задач. Лабораторные работы по системам управления могут послужить хорошим вводным курсом для изучения проблем запуска в эксплуатацию. Навыки ввода в эксплуатацию лучше всего постигаются в режиме наставник-ученик. Можно дать несколько наставлений. Хорошая система должна иметь кнопку останова, чтобы немедленно отключить ее, если что-то пойдет не так. Для начала полезно убедиться в том, что управляющие сигналы влияют на объект управления, а с датчиков поступают правдоподобные сигналы. Для стабильных систем неплохо слегка изменить управляющую переменную в разомкнутой системе и посмотреть, как отреагирует система и сигналы. Убедитесь в том, что полярность всех сигналов правильная. Если петля разомкнута, на выходе контроллера вы также увидите, как контроллер реагирует на сигналы. Наконец, можно замкнуть петлю с небольшими коэффициентами усиления контроллера. Далее систему можно осторожно испытать изменением задающих значений и возмущений.

3. Релейное и ПИД-регулирование

Идея обратной связи заключается в том, чтобы вводить корректирующие воздействия, основываясь на разности между заданным (опорным) и действительным значением. Эта идея может быть реализована различными способами. В этой главе мы опишем релейные (двухпозиционные) и ПИД-регуляторы – типичные примеры применения обратной связи.

3.1. Релейное регулирование

Простой механизм обратной связи может быть описан следующей формулой:

$$u = \begin{cases} u_{max} & 0 < e \\ u_{min} & e < 0 \end{cases}, \quad [3.1]$$

где

$$e = r - y \quad [3.2]$$

- ошибка регулирования, равная разности между опорным сигналом r и выходным сигналом системы y . Закон регулирования подразумевает, что всегда используется максимальное корректирующее воздействие, что объясняет наименование «двухпозиционное регулирование».

Системы с двухпозиционным регулированием всегда будут колебаться, во многих случаях амплитуда колебаний так мала, что их можно проигнорировать. Амплитуда колебаний может быть уменьшена путем изменения выходных уровней регулятора. Это будет обсуждаться в разделе 5 при рассмотрении управления температурой. Релейные характеристики двухпозиционного регулятора также могут быть изменены путем введения мертвой зоны или гистерезиса, как показано на рисунке 3-1.

Релейный регулятор может использоваться для получения информации о динамике процесса. Это используется для автоподстройки ПИД-регулятора, рассматриваемого в главе 5.

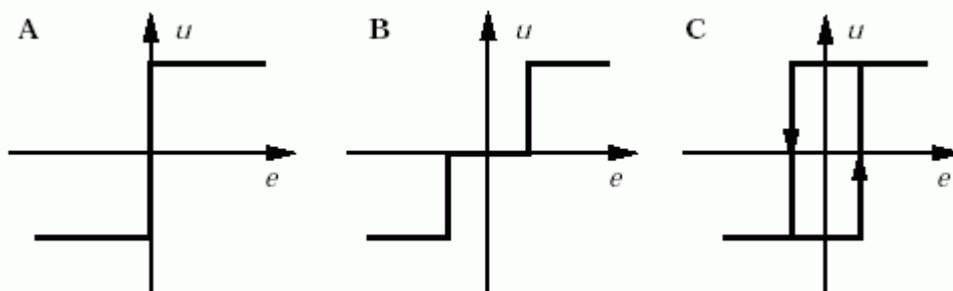


Рис. 3.1. Варианты релейного регулирования

3.2. ПИД-регулирование

Пропорционально-интегрально-дифференциальное, или ПИД-регулирование, помогает решить широкий спектр задач управления. Считается, что около 90 процентов всех задач управления могут быть решены с помощью ПИД-регулятора. Более того, большинство этих проблем могут быть решены при помощи только ПИ-регулятора, поскольку дифференциальное воздействие используется значительно реже.

Причина, почему релейные регуляторы часто входят в колебания – слишком чуткая реакция системы, из-за которой при небольшом изменении ошибки управляемая переменная меняется на всем диапазоне. Этот эффект устраняется в пропорциональном регулировании, где характеристика контроллера пропорциональна ошибке регулирования для небольших ошибок. Это обеспечивается формирование управляющего сигнала пропорционально ошибке:

$$u = \begin{cases} u_{max} & e_{max} < e \\ u_{min} & e < e_{min} \\ ke & e_{min} \leq e \text{ and } e \leq e_{max} \end{cases}, \quad [3.3]$$

где k – коэффициент усиления контроллера, а e определяется уравнением [3.2].

$$e_{min} = \frac{u_{min}}{k}, \quad [3.4]$$

и

$$e_{max} = \frac{u_{max}}{k}. \quad [3.5]$$

Интервал (e_{min}, e_{max}) называется *интервалом пропорциональности*, потому что поведение контрольно линейно, когда ошибка находится в этом интервале. Линейное поведение контроллера описывается формулой:

$$u = (k(r - y) = ke). \quad [3.6]$$

Недостаток пропорционального регулирования в том, что переменная процесса часто отличается от опорного значения. Этого можно избежать, сделав управляющее воздействие пропорциональным интегралу ошибки:

$$u(t) = k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad [3.7]$$

Эта вид управления называется интегральным управлением, а k_i – интегральным коэффициентом. Из уравнения [3.7] следует, что если существует устойчивое состояние, когда управляющий сигнал и ошибка постоянны, то есть $u(t) = u_0$ и $e(t) = e_0$, соответственно, то

$$u_0 = k_i e_0 t, \quad [3.8]$$

При $e_0 = 0$ это выражение доказывает, что в устойчивом состоянии не существует ошибки. Обратите внимание, что это заключение верно для любого процесса и для любого регулятора, в котором выполняется интегрирование. Ловушка в том, устойчивое состояние не обязательно существует, поскольку система может колебаться. Это свойство, которые мы называем *Волшебством интегрального управления* - одна из причин, почему ПИД-регуляторы так распространены.

Еще одно усовершенствование регулятора – снабжение его способностью к предсказанию. Ошибки могут быть предсказаны путем линейной экстраполяции. Экстраполятор

$$e(t + T_d) \approx e(t) + T_d \left(\frac{d}{dt} e(t) \right) \quad [3.9]$$

дает приближенное значение ошибки через T_d временных единиц.

Объединяя пропорциональное, интегральное и дифференциальное регулирование, мы получаем регулятор, который математически описывается следующей формулой:

$$u(t) = k e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \left(\frac{d}{dt} e(t) \right) \quad [3.10]$$

Таким образом, управляющее воздействие является суммой трех термов, называемых пропорциональным (P), интегральным (I) и дифференциальным (D). Как показано на рисунке 3.2, пропорциональная компонента определяется текущим значением ошибки, интегральная зависит от прошлых ошибок, а дифференциальная прогнозирует будущие ошибки. Современные, основанные на модели, контроллеры отличаются от ПИД-регулятора использованием модели процесса для прогнозирования.

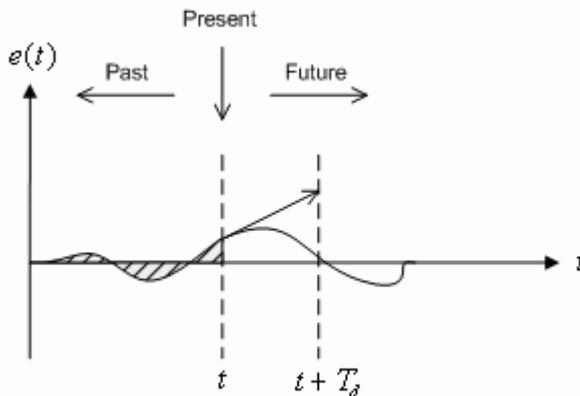


Рис. 3.2. ПИД-регулятора основаны на прошлых, настоящей и будущих ошибках управления

Регулятор [3.10] также может быть описан передаточной функцией

$$C(s) = k s + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad [3.11]$$

Кроме того, в промышленности широко применяется параметризация ПИД-регулятора [3.10] следующим образом:

$$u(t) = k \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \left(\frac{d}{dt} e(t) \right) \right) \quad [3.12]$$

где k - пропорциональный коэффициент усиления, T_i – постоянная времени интегрирования, T_d - постоянная времени дифференцирования.

ПИД-регулятор, описываемый уравнениями [3.10] или [3.11] - это идеальный ПИД-регулятор. Попытки реализовать эти формулы не привели к хорошим результатам. Большинство измеряемых сигналов содержат шум, а производная от шумового сигнала дает очень большие флуктуации. У многих актюаторов есть ограничения, которые могут привести к *перенасыщению* интегратора. Кроме того, отклик на опорные сигналы может

быть значительно улучшен усовершенствованием контроллера. Далее эти эффекты будут рассмотрены по отдельности.

3.3. Время пика и перерегулирование

Стандартная передаточная функция второго порядка имеет вид

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad [3.13]$$

где ω_n - собственная незатухающая частота, а ζ - коэффициент демпфирования. Свойства отклика зависят от значений параметров ω_n и ζ . Рассмотрим, что происходит, когда на систему второго порядка, описанную в уравнении [3.13], подается ступенчатое воздействие

$$R(s) = \frac{R_0}{s} \quad [3.14]$$

с амплитудой $R_0 = 1.5$. Полученный отклик показан на рисунке 3.3, красный график – выходной отклик, $y(t)$, а синий – опорное ступенчатое воздействие $r(t)$.

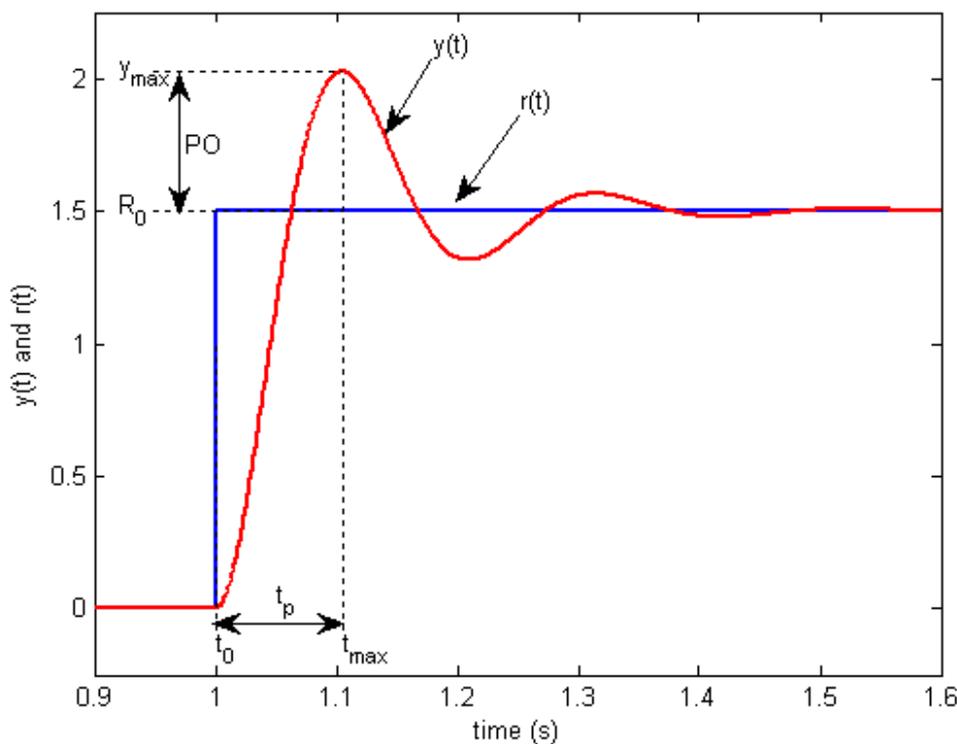


Рис. 3.3: Стандартная переходная характеристика второго порядка

Максимальное значение отклика отмечено y_{max} и происходит в момент времени t_{max} . Для отклика, подобного показанному на рисунке 3.3, процент перерегулирования находится по формуле

$$PO = \frac{100 (y_{max} - R_0)}{R_0}, \quad [3.15]$$

Если скачок входного воздействия происходит в момент t_0 , то время, требуемое для достижения откликом максимального значения, составляет

$$t_p = t_{max} - t_0 \quad [3.16]$$

Это называется временем пика системы.

В системе второго порядка величина перерегулирования зависит только от величины коэффициента демпфирования и может быть рассчитано по формуле

$$PO = 100 e^{\left(- \frac{\pi \zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right)} \quad [3.17]$$

Время пика зависит как от коэффициента демпфирования, так и от собственной частоты системы, и это время можно определить следующим соотношением:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad [3.18]$$

В общем, можно сказать, коэффициент демпфирования влияет на форму отклика, а собственная частота – на скорость отклика.

3.4. Фильтрация

Недостатком управляющего воздействия по производной является то, что у дифференцирования очень высокий коэффициент усиления для высокочастотных сигналов. Это значит, что высокочастотный шум измерения будет вызывать большие отклонения управляющего сигнала. Влияние помех можно понизить, заменив воздействие по производной k_d*s в уравнении [3.11] на

$$D_a = - \frac{k_d s}{1 + T_f s} \quad [3.19]$$

Это можно интерпретировать как идеальную производную, пропущенную через НЧ-фильтр первого порядка с постоянной времени T_f . Для небольших значений s передаточная функция составляет примерно k_d*s , а для больших значений s - примерно k_d/T_f . Такая аппроксимация ведет себя как производная для низкочастотных сигналов и как постоянный коэффициент усиления, равный k_d/T_f , для высокочастотных сигналов. Время фильтрации выбирается как

$$\frac{k_d}{kN} = \frac{T_d}{N}, \quad [3.20]$$

где N лежит в диапазоне от 2 до 20. Передаточная функция ПИД-регулятора с отфильтрованной производной составляет

$$C(s) = k + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{1 + s T_f} \quad [3.21]$$

Высокочастотный коэффициент усиления контроллера равен $k*(1+N)$ - значительное улучшение по сравнению с идеальным ПИД-регулятором.

Вместо фильтрации производной, можно также использовать идеальный контроллер и фильтровать измеренный сигнал. Передаточная функция такого контроллера с фильтром второго порядка равна

$$C(s) = \frac{k + \frac{k_i}{s} + k_d s}{1 + s T_f + \frac{1}{2} s^2 T_f^2} \quad [3.22]$$

3.5. Взвешивание уставки

Рассматриваемые до сих пор контроллеры называются контроллерами с *обратной связью по ошибке*, потому что управляющее воздействие в них основано на ошибке, равной разности между опорным сигналом r и выходным сигналом процесса y . Выгоднее, когда управляющее воздействие зависит от опорного сигнала и выхода процесса, а не только от разности между ними. Простой способ добиться этого – заменить идеальный ПИД-регулятор [3.10] на регулятор следующего вида

$$u(t) = k (b_{sp} r(t) - y(t)) + k_i \int_0^t r(\tau) - y(\tau) d\tau - k_d \left(\frac{d}{dt} y(t) \right) \quad [3.23]$$

где параметр b_{sp} называется весом уставки или весом опорного сигнала. В таком контроллере пропорциональное воздействие действует только на долю b_{sp} опорного сигнала, а дифференцирующее воздействие на уставку не влияет. Интегральное воздействие продолжает воздействовать на ошибку в целом, чтобы в установившемся состоянии ошибка стремилась к нулю. Замкнутые системы с идеальным ПИД-регулятором [3.10] или ПИД-регулятором со взвешенной уставкой [3.23] одинаково откликаются на возмущения, но по-разному реагируют на опорные сигналы.

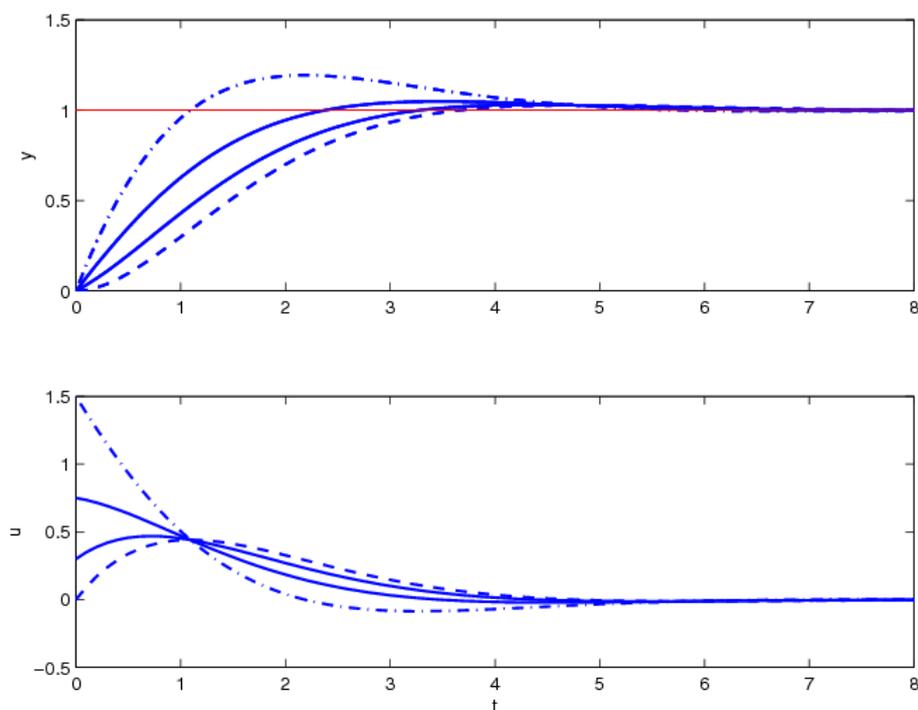


Рис. 3.4. Влияние взвешивания уставки на переходную характеристику

На рисунке 3.4 показано влияние взвешивания уставки на переходную характеристику процесса

$$P(s) = \frac{1}{s}, \quad [3.24]$$

при коэффициентах контроллера $k_p = 1.5$ и $k_i = 1$. Как видно на рисунке 3.4, перерегулирование при изменении уставки наименьшее при $b_{sp}=0$, то есть когда опорный сигнал введен только в интегральном звене, и увеличивается с увеличением b_{sp} . Веса уставки на рисунке 3.4 составляют: $b_{sp}=0$ для пунктирной линии, $b_{sp}=0.2$ и $b_{sp}=0.5$ для двух сплошных линий и $b_{sp}=1$ для штрихпунктирной линии. Вес уставки обычно задается в диапазоне от 0 до 1.

3.6. Интегральное насыщение

Многие аспекты систем управления можно понять из линейных моделей. Однако некоторых нелинейных феноменов нельзя избежать. Как правило, в актюаторах существуют ограничения: скорость двигателя ограничена, клапан нельзя открыть или закрыть больше, чем на максимум, и так далее. В системе управления с широким диапазоном рабочих условий управляющая переменная может достичь пределов актюатора. Когда это случится, обратная связь разрывается, и система работает как разомкнутая. Пока актюатор насыщен, он остается на пределе независимо от состояния выхода процесса. Если интегральная компонента велика, то в течение длительного времени ошибка должна быть противоположного знака, чтобы интегратор вышел из насыщения. Это может привести к длительным переходным процессам. Этот феномен называется *насыщением интегратора* и появляется во всех системах с насыщением актюатора и контроллерами, формирующими управляющее воздействие с учетом интеграла от ошибки.

Эффект насыщения показан на рисунке 3.5 красной пунктирной линией. Начальное значение опорного сигнала было столь велико, что актюатор вошел в насыщение по верхнему пределу. Поскольку ошибка сначала была положительной, интегральная компонента увеличивалась. Выходной сигнал достиг уставки в момент, равный примерно $t=4$. Однако интегратор накопил столько энергии, что актюатор остается в насыщенном состоянии. Это заставляет выходной сигнал процесса по-прежнему увеличиваться, превышая уставку. Большое значение выходного сигнала интегратора, вызывающее насыщение, уменьшится, только если ошибка станет отрицательной и будет удерживаться достаточно длительное время. При $t=6$ управляющий сигнал наконец начинает уменьшаться, в то время как выход процесса достигает самого большого значения. Контроллер насыщает актюатор на нижнем пределе, и явление повторяется. В конце концов выходной сигнал подходит ближе к уставке, и актюатор не насыщается. Система ведет себя линейно и быстро выходит на установившееся значение. Влияние насыщения на выход процесса проявляется в большом перерегулировании и затухающих колебаниях, когда управляющий сигнал переключается между двумя пределами, как в релейном регуляторе.

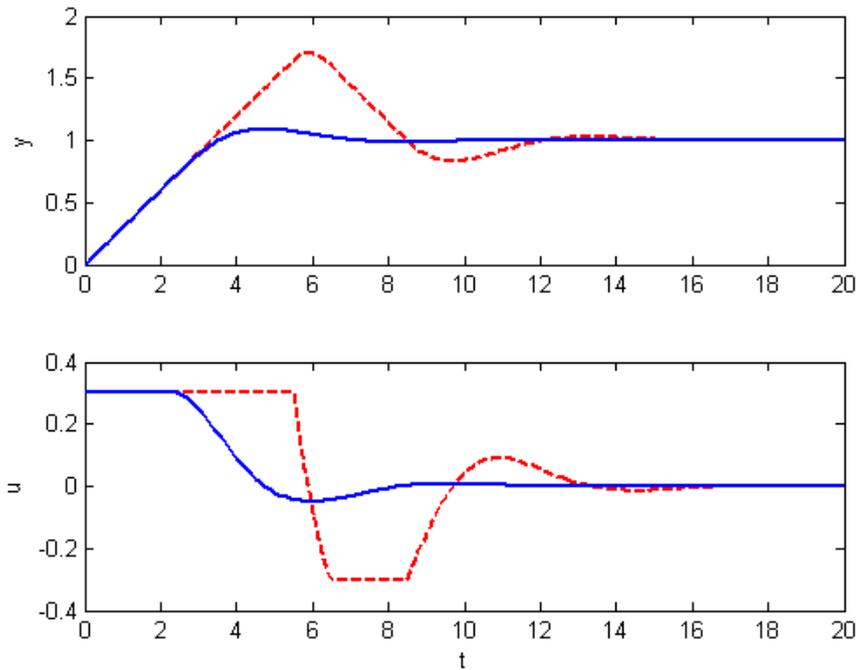


Рис. 3.5. Иллюстрация насыщения интегратора. Пунктирные линии соответствуют контроллеру без защиты от насыщения. Сплошными линиями показан выходной сигнал контроллера с защитой от насыщения. На верхнем графике показаны выходной сигнал y и опорный сигнал r . На нижнем графике показаны управляющие сигналы u .

Существует много способов избежать насыщения, один из них показан на рисунке 3.6. В систему вводится дополнительная цепь обратной связи, которая устанавливает значение интегратора таким, чтобы выход контроллера всегда был близок к пределу насыщения. Это достигается измерением разности e_s между действительным выходом актюатора и подачей этого сигнала, с масштабирующим коэффициентом $1/T_r$, на интегратор.

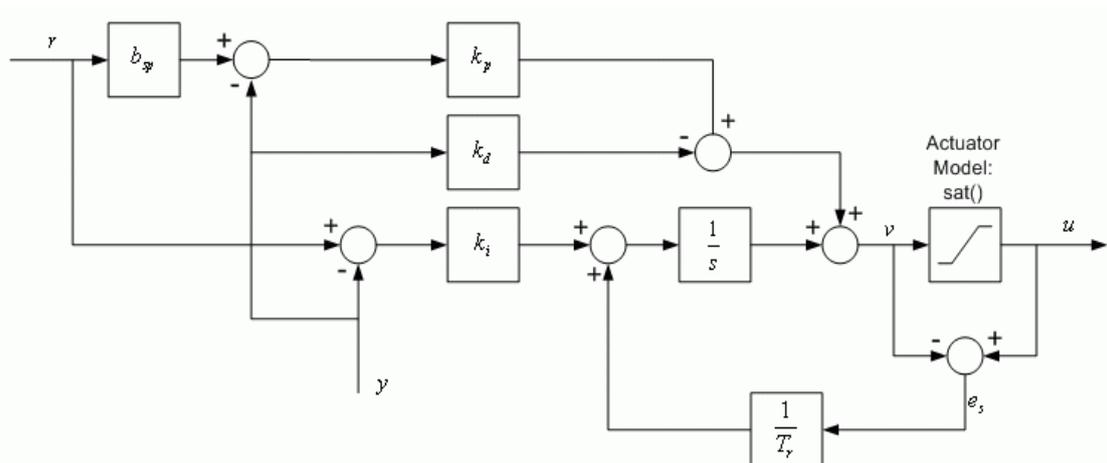


Рис. 3.6. ПИД-регулятор с защитой от насыщения

Сигнал e_s равен нулю, когда насыщение отсутствует, и дополнительная петля обратной связи не оказывает влияния на систему. Когда актюатор насыщается, сигнал e_s отличается от нуля. Обычная петля обратной связи процесса разорвана, поскольку вход процесса остается постоянным. Цепь обратной связи, охватывающая интегратор, уменьшает

значение e_s до нуля. Таким образом, выход контроллера остается вблизи границы насыщения, что позволяет избежать насыщения интегратора.

Скорость восстановления выхода контроллера определяется коэффициентом усиления в цепи обратной связи $1/T_r$, постоянная времени отслеживания T_r определяет скорость восстановления интегратора. Большее значение этой константы замедляет восстановление, а меньшее - ускоряет. Постоянная времени отслеживания не может быть слишком мала, поскольку шум измерения может вызвать нежелательный процесс восстановления. Разумный компромисс - выбрать значение T_r равным части времени восстановления интегратора T_i для пропорционального управления и

$$T_r = \sqrt{T_i T_d}, \quad [3.25]$$

для ПИД-регулирования. Постоянные времени T_i и T_d определены в параметризованном ПИД-регуляторе, уравнение [3.12].

Сплошные кривые на рисунке 3.5 иллюстрирует эффект защиты от насыщения. Выход интегратора быстро возвращается к такому значению, при котором выход контроллера находится вблизи к границе насыщения, а интегральная компонента имеет отрицательное значение в начальной фазе насыщения актюатора. Обратите внимание на резкое улучшение характеристик при применении защиты от насыщения по сравнению с обычным ПИ-контроллером, представленным пунктирными линиями на рисунке 3.5.

4. LabVIEW

LabVIEW - это среда графического программирования, первоначально созданная компанией National Instruments для реализации виртуальных измерительных приборов. Основной идеей было описание, как данные протекают от датчика до индикатора, и быстрое создание приятных глазу дисплеев. Среда LabVIEW впервые появилась в 1986 году и с тех пор непрерывно развивается. В настоящее время прикладываются значительные усилия по созданию расширений для разработки управляющих приложений. Ключевым фактором является то, что программирование осуществляется графически путем копирования и вставки, а пользовательский интерфейс является неотъемлемой частью системы. Программы LabVIEW, называемые VI (виртуальными приборами), состоят из двух частей, лицевой панели и блок-диаграммы. Лицевая панель – это графический интерфейс пользователя, содержащий индикаторы, регуляторы и переключатели. Блок-диаграмма описывает подключение данных к датчикам и актюаторам и поток данных от датчиков и актюаторов и лицевой панели. Лицевая панель и блок-диаграмма взаимосвязаны: если прибор вставлен в блок-диаграмму, он также появится на лицевой панели. Вычисления описываются графом, узлы или вершины которого соединены ребрами или дугами. Узлы представляют собой вычисления, а дуги – данные, передающиеся между вычислениями. Существуют множество различных типов узлов, как для простых задач, например, сложения двух сигналов, так и более сложных, например, вычисления БПФ или решения дифференциального уравнения. Язык способен к расширению при добавлении различных типов узлов. Программирование блок-диаграммы также выполняется графически на языке потока данных G, скрытого от пользователей, которые имеют доступ только к графическому интерфейсу. Существует семантика, позволяющая убедиться, что данные, передаваемые дугами, имеют верный тип. Концептуально программу LabVIEW можно представить как способ описания потоков данных от датчиков через вычислители к актюаторам, что является естественной концепцией управления. Кроме того, в LabVIEW имеются средства для разработки интерфейса пользователя.

Подробную информацию о LabVIEW можно найти на сайте <http://www.ni.com/labview/power/#3>

Статья

http://www.ni.com/devzone/lvzone/view_archived1.htm

написанная создателем LabVIEW's Джеффом Кодоски, дает короткий, но глубокий обзор философии LabVIEW.

4.1. PID-регуляторы в LabVIEW

Существуют различные способы реализации регуляторов в LabVIEW. Простой способ – использование узлов симуляции, которые описывают объекты и процессы на языке высокого уровня блок-диаграмм и передаточных функций. Такое описание может быть введено графически путем помещения узла симуляции на блок-диаграмму. На рисунке 4.1 показана диаграмма ПИД-регулятора со взвешиванием уставки, фильтрацией

производной и защитой от насыщения интегратора. Обратите внимание на высокое сходство рисунка с блок-диаграммами, приводимыми в учебниках.

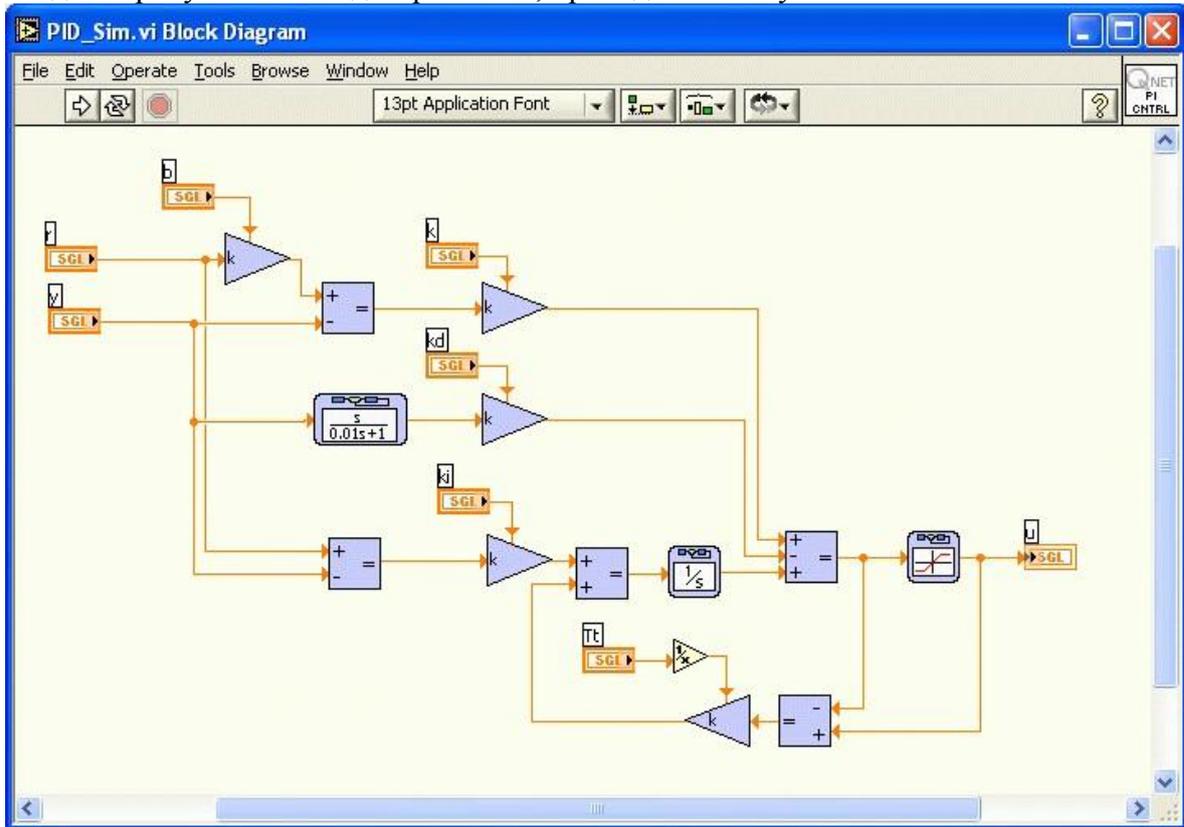


Рис. 4.1. Симуляция в LabVIEW ПИД-регулятора с фильтрацией производной

Рисунку 4.1 соответствует нелинейное дифференциальное уравнение. Цифровой компьютер может выполнить алгебраические операции, но не может интегрировать дифференциальные уравнения. Поэтому необходимо выполнить несколько шагов для получения приближения дифференциальных уравнений, которые сможет обработать компьютером. В LabVIEW при использовании узла симуляции это выполняется автоматически. Реализация на цифровом компьютере непрерывного во времени закона управления, такого, как ПИД-регулятор, требует аппроксимации производных и интегралов, используемых в этом алгоритме управления. Нелинейное дифференциальное уравнение аппроксимируется разностным уравнением, которое может быть реализовано в циклически. Существует несколько способов выполнить аппроксимацию.

Пропорциональное звено имеет вид:

$$P(t) = k_p (b r(t) - y(t)) \quad [4.1]$$

Это звено реализуется простой заменой непрерывных переменных их дискретными версиями. Учитывая, что АЦП получают значения опорной переменной r и выхода процесса y в моменты взятия отсчетов t_k , пропорциональное звено ПИД-регулятора описывается уравнением

$$P(t_k) = k_p (b r(t_k) - y(t_k)) \quad [4.2]$$

Т.е. для пропорционального воздействия не требуется аппроксимации.

Интегральное звено аппроксимируется по формуле

$$I(t_{k+1}) = I(t_k) + k_i h e(t_k), \quad [4.3]$$

где

$$h = t_{k+1} - t_k \quad [4.4]$$

- период дискретизации, а

$$e(t_k) = r(t_k) - y(t_k) \quad [4.5]$$

- ошибка в дискретном времени.

Дифференциальное звено с фильтром первого порядка представляется передаточной функцией

$$D(s) = - \frac{k_d s Y(s)}{1 + s T_f} \quad [4.6]$$

Поэтому дифференциальное звено выражается дифференциальным уравнением

$$T_f \left(\frac{\partial}{\partial t} D \right) + D = -k_d \left(\frac{\partial}{\partial t} y \right) \quad [4.7]$$

Обратите внимание, что производится дифференцирование только выхода процесса. Это уравнение может быть аппроксимировано так же, как интегральное звено. Если производная в уравнении [4.7] аппроксимируется обратной разностью, получается следующее уравнение:

$$\frac{T_f (D(t_k) - D(t_{k-1}))}{h} + D(t_k) = - \frac{k_d (y(t_k) - y(t_{k-1}))}{h} \quad [4.8]$$

Решая уравнение относительно $D(t_k)$, получаем

$$D(t_k) = \frac{T_f D(t_{k-1})}{T_f + h} - \frac{k_d (y(t_k) - y(t_{k-1}))}{T_f + h} \quad [4.9]$$

Если постоянная времени фильтра $T_f = 0$, дифференцирующее звено превращается в простую разность выходов. Когда $T_f > 0$, разность будет отфильтрована. Обратите внимание, что $T_f / (T_f + h)$ в уравнении [4.9] всегда лежит в диапазоне от 0 до 1. Это подразумевает, что аппроксимации всегда устойчива.

Введя состояние

$$x(t) = D(t) + \frac{k_d y(t)}{T_f + h}, \quad [4.10]$$

и подставив уравнение [4.9] в дискретную версию [4.10], получаем

$$x(t_k) = \frac{T_f x(t_{k-1})}{T_f + h} + \frac{k_d h y(t_{k-1})}{(T_f + h)^2} \quad [4.11]$$

Таким образом, ПИД-регулятор может быть представлен следующими разностными уравнениями:

$$u(t_k) = b k_p r - \left(k_p + \frac{k_d}{T_f + h} \right) y(t_k) + I(t_k) + x(t_k)$$

$$I(t_k) = I + k_i h (r(t_{k-1}) - y(t_{k-1}))$$

$$x(t_k) = \frac{T_f x(t_{k-1})}{T_f + h} + \frac{k_d h y(t_{k-1})}{(T_f + h)^2}$$

[4.12]

ПИД-регулятор имеет два состояния: I и x , и семь параметров: пропорциональный коэффициент k_p , интегральный коэффициент k_i , дифференциальный коэффициент k_d , вес уставки b , постоянная времени T_f , постоянную времени слежения T_i , и период дискретизации h .

Разностные уравнения [4.12] могут быть реализованы при помощи узла формул, как показано в VI на рисунке 4.2. Временные параметры могут быть предоставлены помещением узла формулы в тактируемый блок. Мы также добавили защиту от насыщения на основании модели насыщения. На рисунке 4.2 показано, как можно ускорить вычисления, если заранее рассчитать некоторые параметры. Эти вычисления требуются только при изменении параметров. Обратите внимание, что в каждой итерации выполняются всего 6 умножений и 7 сложений.

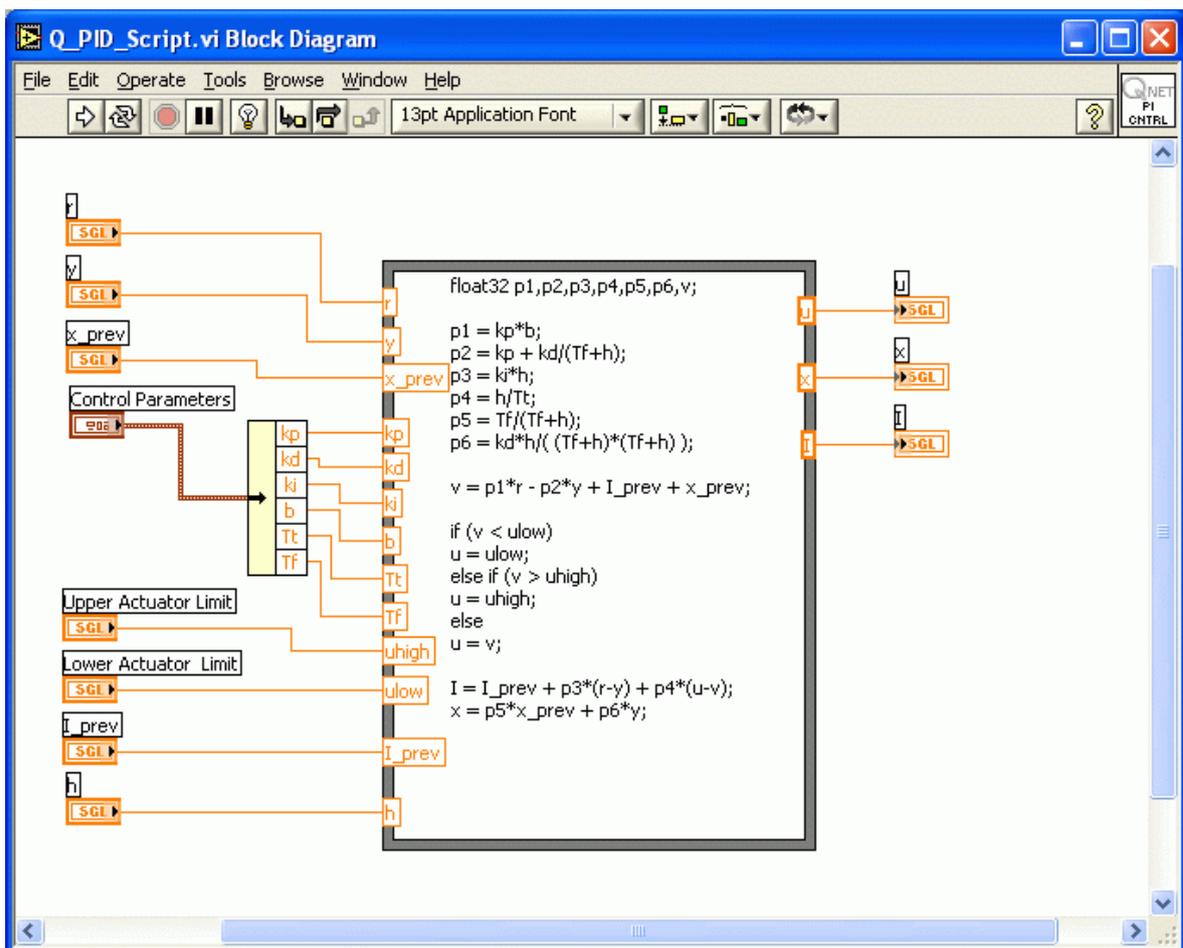


Рис. 4.2. Реализация ПИД-регулятора при помощи узла формулы

Существует много других способов аппроксимации. Обычно наблюдается небольшое различие при использовании других способов, если частота дискретизации выше, чем динамика системы. Однако в экстремальных ситуациях различие может быть значительным. В системах с большими помехами на датчики следует рассмотреть ПИД-регуляторы с постоянным коэффициентом усиления на высоких частотах, но с фильтрацией высокого порядка.

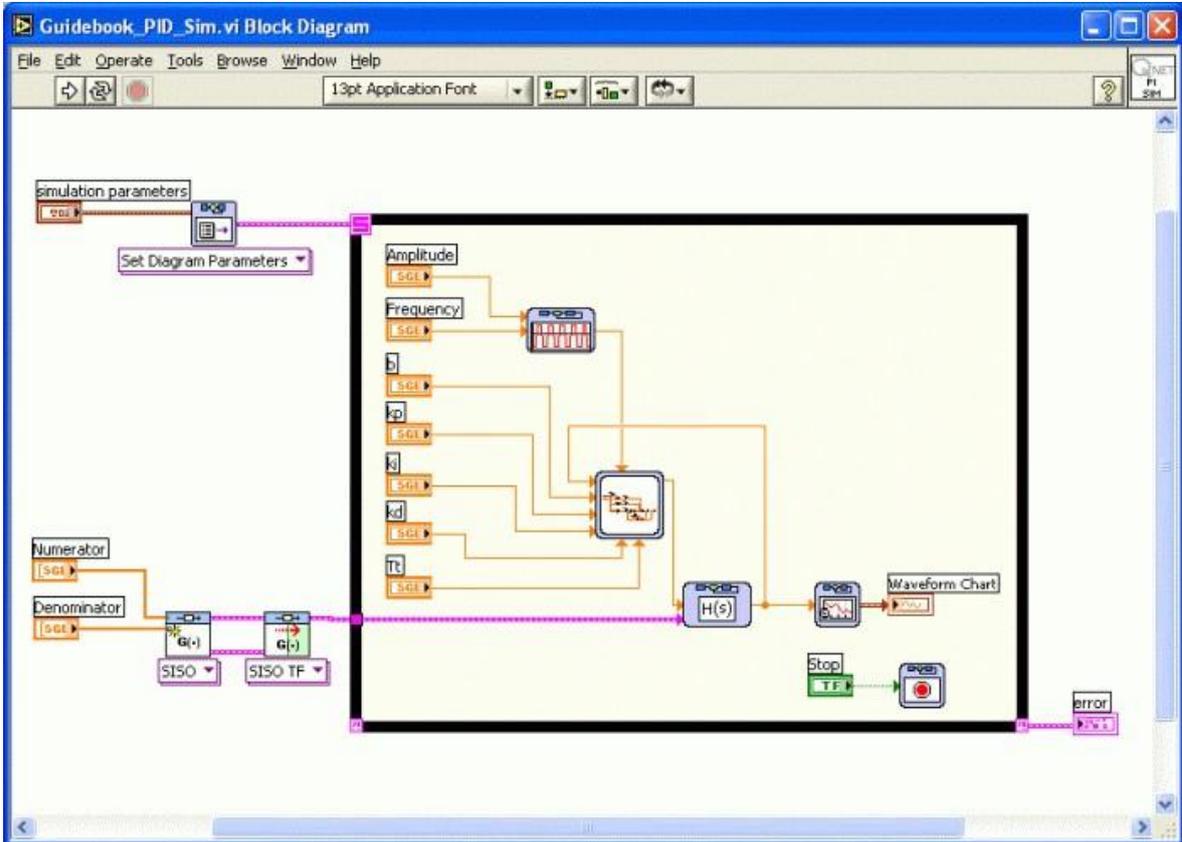


Рис. 4.3. LabVIEW VI для симуляции ПИД-регулятора

LabVIEW может также использоваться для симуляций. На рисунке 4.1 показан узел симуляции ПИД-регулятора. Полная симуляция получается при добавлении узла в тактируемый цикл, содержащий симуляцию процесса вместе с генератором сигнала задания уставки. На рисунке 4.3 показана полная симуляция ПИД-регулятора.

5. Управление процессами

На рисунке 5.1 показан тренажер для изучения процессов управления нагреванием и вентиляцией QNET-012 (HVACT). Система состоит из плексигласовой камеры с нагревателем в одном конце и нагнетателем воздуха на другом. Нагревателем служит галогеновая лампа, а нагнетателем воздуха – вентилятор с переменной скоростью вращения. Внутри камеры помещен термистор – датчик для измерения температуры в камере, а другой термистор находится снаружи камеры для измерения температуры окружающей среды.



Рис. 5.1. Тренажер QNET для изучения процессов управления нагреванием и вентиляцией (HVACT)

Температура, измеряемая термистором внутри термокамеры, регулируется значением напряжения, подаваемого на обогреватель, в то время, как вентилятор работает с постоянной скоростью. Тепло передается термистору путем излучения от нагревателя и конвекции воздушного потока. Процесс излучения тепловой энергии характеризуется высокой нелинейностью, поэтому смоделировать систему, используя основные принципы, сложно. По этой причине при управлении системой будет производиться эмпирическая настройка. Такая установка для передачи тепловой энергии очень похожа на те, что используются для управления температурой пластин в производстве полупроводников.

Приведены два эксперимента: релейное регулирование и ПИ-регулирование. Эти эксперименты могут выполняться независимо друг от друга.

5.1. Релейное регулирование

Двухпозиционное регулирование или релейная обратная связь – одна из простейших стратегий управления. Нагреватель включается, когда температура опускается ниже требуемого значения, и выключается, когда температура превышает это значение. Во избежание частых переключений принято задавать зону гистерезиса для релейного переключателя. Блок-схема системы с релейной обратной связью показана на рисунке 5.2.

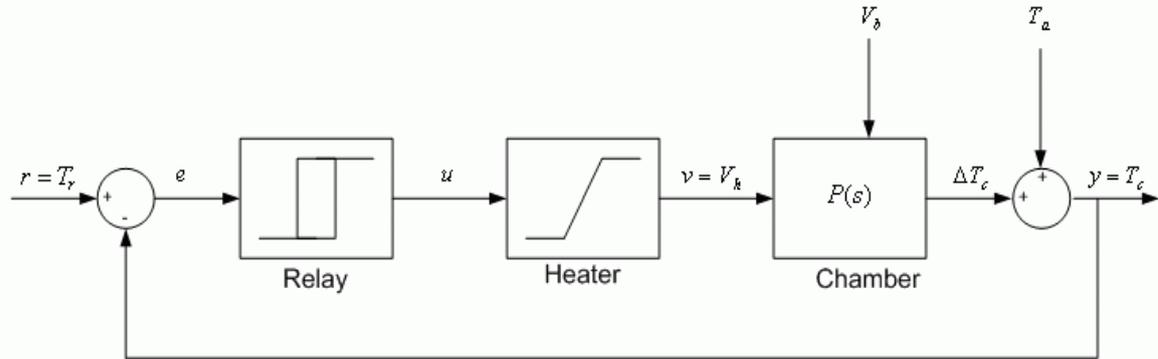


Рис. 5.2. Блок-схема системы нагрева с релейной обратной связью
Relay – реле (переключатель), Heater – нагреватель, Chamber - камера

Ошибка, переменная e на рисунке 5.2, это разность между заданной температурой T_r и действительной температурой в камере T_c . Релейный регулятор реализуется на основе релейного переключателя с гистерезисом, как показано на рисунке 5.3. Актуатор (нагреватель) представлен блоком с насыщением, а объект управления (термокамера) - передаточной функцией $P(s)$.

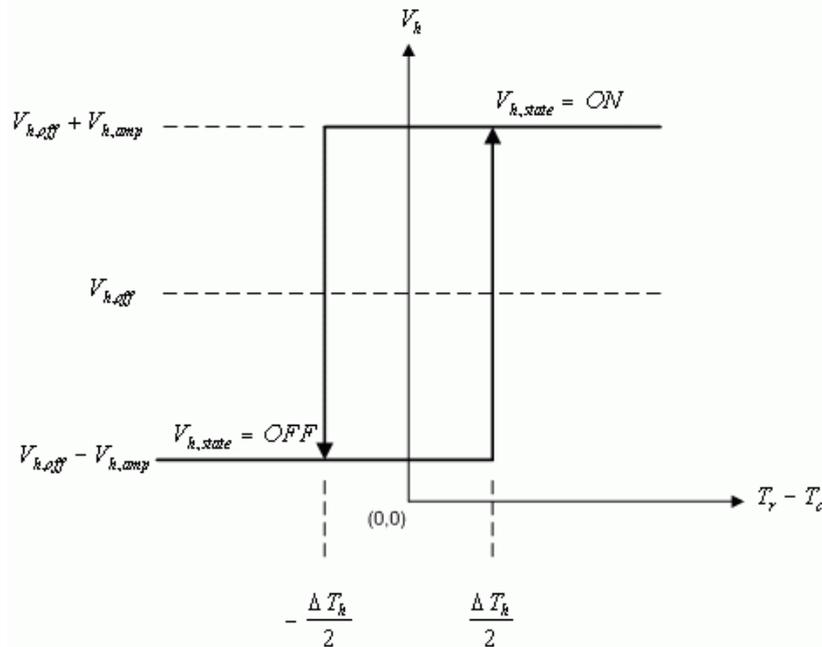


Рис. 5.3. Зависимость выхода от входа для релейного контроллера с гистерезисом

Ширина зоны гистерезиса ΔT_h на рисунке 5.3 выбрана таким образом, чтобы значительный шум измерений не вызывал случайных переключений. В соответствии с рисунком 5.3, напряжение выходного управляющего сигнала релейного регулятора может быть настроено при помощи среднего или смещения, $V_{h,off}$, и амплитуды $V_{h,amp}$.

В этом эксперименте будет изучено поведение системы нагрева при различных значениях параметров регулятора. А именно, мы будем наблюдать за изменениями управляющего сигнала и измеряемой температуры.

Виртуальный прибор LabVIEW релейного регулирования показан на рисунке 5.4.

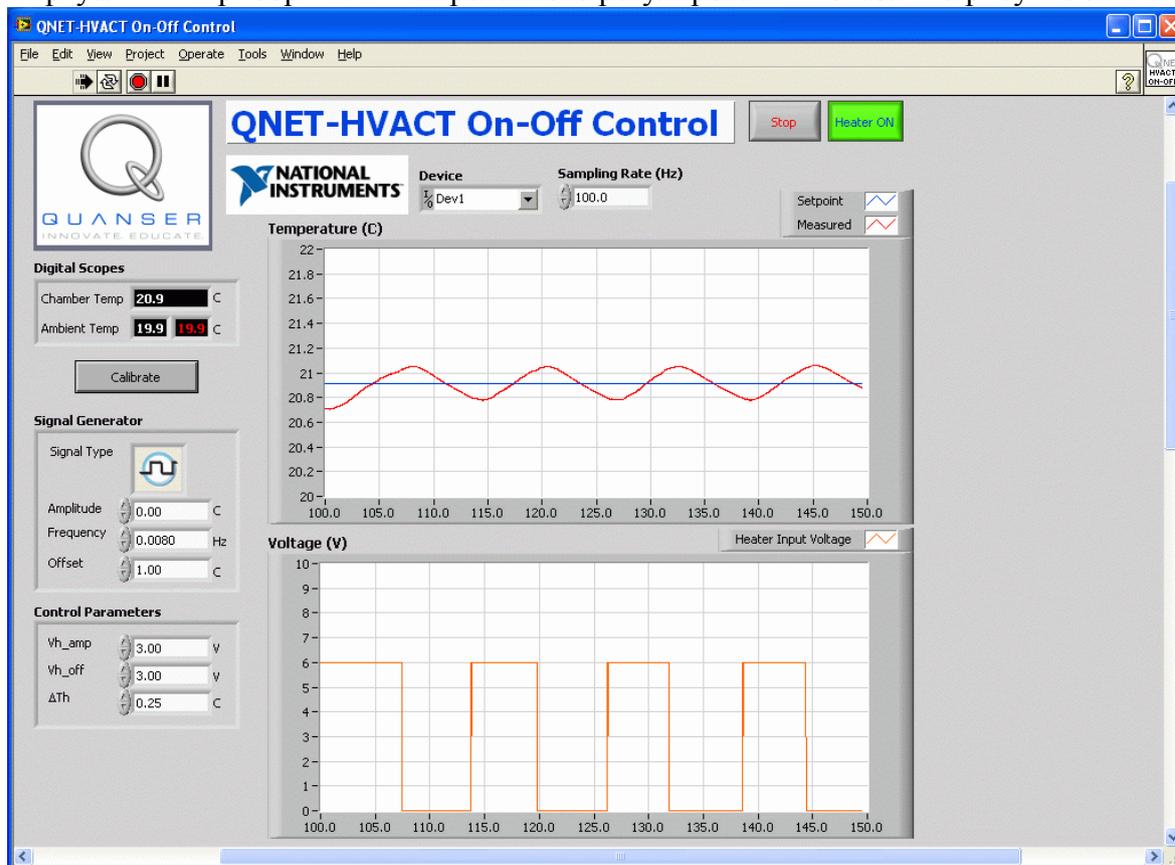


Рис. 5.4. Виртуальный прибор релейного регулирования

Вход релейного регулятора и результат измерения температуры, показанные на рисунке 5.4, обладают интересным свойством, которое делает возможным определение простой модели процесса. В ответ на скачок напряжения температурный сигнал изменяется пилообразно, поэтому температура – это интеграл от напряжения. При условиях, показанных на рисунке 5.4., процесс может быть представлен простой передаточной функцией

$$P(s) = \frac{K_v}{s}, \quad [5.1]$$

где параметр K_v - уклон наклона.

Обратитесь к Википедии для получения дополнительной информации о реле, гистерезисе, математической модели, передаточной функции и теории линейных стационарных систем.

5.2. ПИ-регулирование

Колебаний, появляющихся при релейном регулировании, можно избежать, используя линейный пропорциональный и интегральный регулятор. Для разработки такого регулятора аналитически требуется простая модель реального объекта управления. Поскольку условия, показанные на рисунке 5.4, представляют процесс регулирования

температурой, рассчитать контроллер можно, используя передаточную функцию модели объекта [5.1]. На рисунке 5.5 показана блок-схема системы с обратной связью.

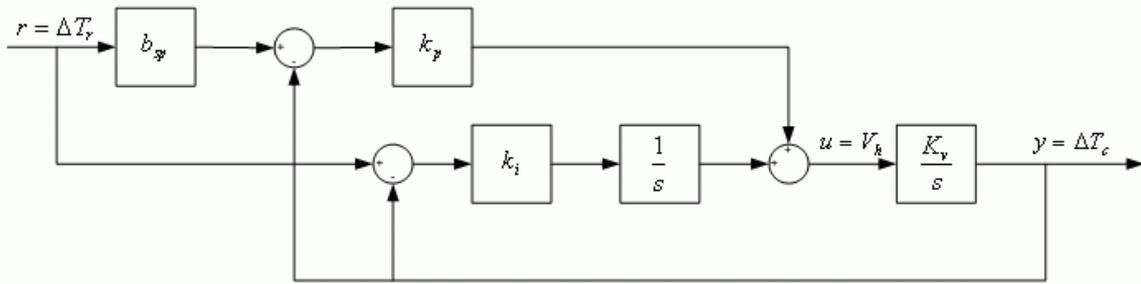


Рис. 5.5. Блок-схема замкнутой системы нагрева с ПИ-регулированием

Передаточная функция процесса – это функция по уравнению [5.1], а зависимость выхода от входа для ПИ-регулятора со взвешиванием уставки равно

$$U(s) = k_p (b_{sp} R(s) - Y(s)) + \frac{k_i (R(s) - Y(s))}{s} \quad [5.2]$$

Передаточная функция замкнутой системы для приращения опорной температуры $\Delta T_r = T_r - T_a$, и выходной температуры, которая измеряется относительно температуры окружающей среды $\Delta T_c = T_c - T_a$, равна

$$G_{\Delta T_c, \Delta T_r}(s) = \frac{K_v (k_p s b_{sp} + k_i)}{s^2 + K_v k_p s + K_v k_i} \quad [5.3]$$

Характеристический многочлен системы с обратной связью:

$$s^2 + K_v k_p s + K_v k_i, \quad [5.4]$$

а характеристический многочлен проектируемой системы с обратной связью равен

$$s^2 + 2 \zeta \omega_0 s + \omega_0^2, \quad [5.5]$$

где ω_0 - собственная частота замкнутой системы, а ζ - коэффициент затухания.

Характеристическое уравнение [5.4] соответствует уравнению [5.5] с коэффициентом пропорционального управления

$$k_p = \frac{2 \zeta \omega_0}{K_v} \quad [5.6]$$

и интегральным коэффициентом

$$k_i = \frac{\omega_0^2}{K_v} \quad [5.7]$$

Большие значения ω_0 дают большие значения коэффициента усиления регулятора. Это подразумевает, что помеха вызовет большие изменения управляющего сигнала. Параметр взвешивания уставки b_{sp} может использоваться для настройки перерегулирования отклика.

Сигнал с датчика зашумлен, и поэтому измеренный сигнал необходимо фильтровать. Простой фильтр первого порядка имеет передаточную функцию

$$k_i = \frac{\omega_0^2}{K_v}, \quad [5.8]$$

где $T_{c,meas}$ – результат измерения температуры, а T_f – постоянная времени передаточной функции. Увеличение T_f уменьшает частоту среза и минимизирует шум сигнала, однако при этом также изменяет его форму.

При регулировании температуры обычно используются большие коэффициенты усиления регулятора. Следствием этого является возможность насыщения выхода контроллера, что приводит к насыщению интегратора. Поэтому нагреватель полезен для иллюстрации необходимости обратной связи по интегралу.

Виртуальный прибор LabVIEW, реализующий ПИ-регулирование температуры, показан на рисунке 5.6. Можно настраивать все параметры регулирования k_p , k_i , b_{sp} , постоянную времени слежения T_r , и постоянную времени фильтра T_f .

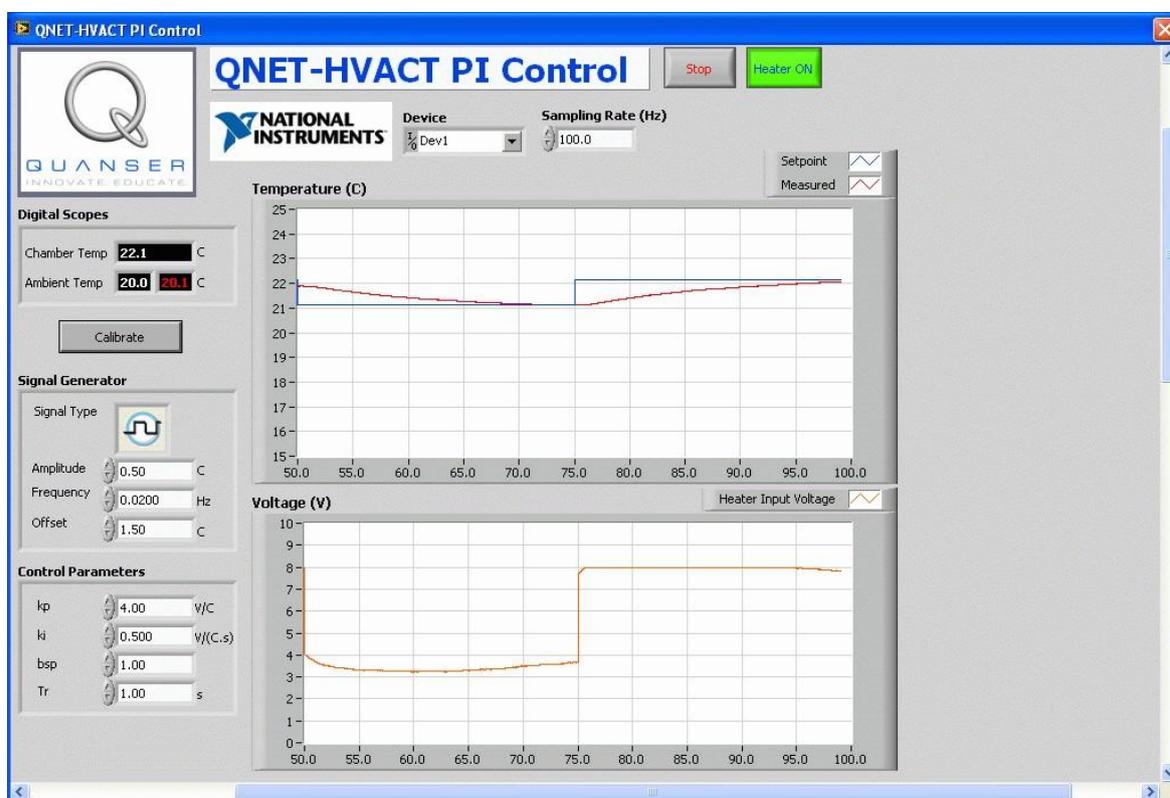


Рис. 5.6. Виртуальный прибор ПИ-регулятора нагрева

Обратитесь к Википедии для получения дополнительной информации об управлении процессами, теории управления и ПИД-регулировании.

6. Управление движением

На рисунке 6.1 показан тренажер управления двигателем постоянного тока. Система состоит из электродвигателя постоянного тока с энкодером и инерционным маховиком на валу электродвигателя. Двигатель управляется сигналами с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), усиленных усилителем мощности. Энергия подается на усилитель через силовой кабель QNET из настенного трансформаторного блока питания, а энкодер питается от устройства ELVIS. Выходные и выходные сигналы системы доступны на контактах модуля и стандартных разъемах платы сбора данных. Управляющая переменная – напряжение, подаваемое на усилитель системы, а выходная переменная – частота либо угол поворота маховика. Возмущения могут быть введены вручную манипуляциями с колесом, либо в цифровом виде через LabVIEW.



Рис. 6.1. Тренажер для изучения процесса управления двигателем постоянного тока QNET (DCMCT)

Приведены три эксперимента: моделирование, управление скоростью и управление положением. Эти эксперименты могут проводиться независимо друг от друга.

6.1. Моделирование

Тренажер управления двигателем отлично подходит для физического моделирования. Момент инерции маховика может быть определен измерением его размеров и веса. Уравнения движения для двигателя определяются законами механики и

электромагнетизма. Ключевые параметры – постоянная двигателя и электрическое сопротивление якоря электродвигателя. Их можно найти, выполнив простейшие эксперименты. Получившаяся модель есть передаточная функция между напряжением и частотой вращения двигателя.

$$G_{\omega, V}(s) = \frac{K}{\tau s + 1}, \quad [6.1]$$

где K - коэффициент усиления в установившемся режиме, а τ - постоянная времени.

6.1.1. Метод ударных испытаний

Метод ударных испытаний – простой тест, основанный на переходной характеристике устойчивой системы. Он выполняется следующим образом. На вход подается постоянное воздействие. При этом устойчивая система достигнет равновесия. Далее вход быстро изменяется до нового уровня, и регистрируются значения выходного сигнала.

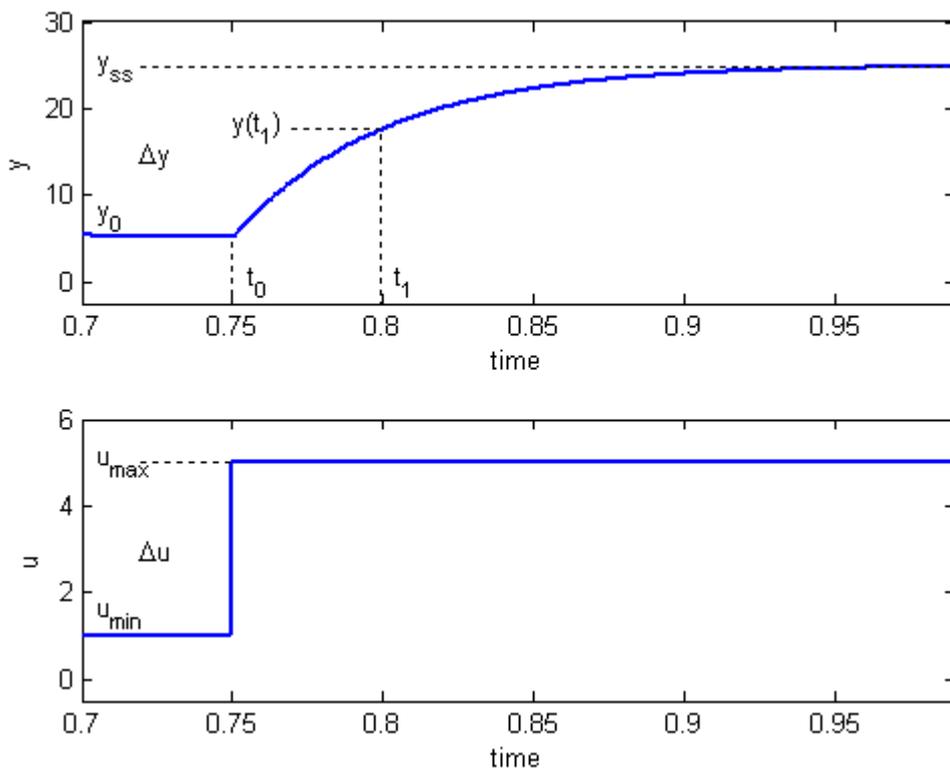


Рис. 6.2. Входной и выходной сигналы, используемые в методе ударных испытаний

Переходная характеристика, показанная на рисунке 6.2., сформирована передаточной функцией

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1}, \quad [6.2]$$

с параметрами

$$K = 5.0 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s V}} \right], \quad [6.3]$$

и

$$\tau = 0.05 \text{ [s]}. \quad [6.4]$$

Входной сигнал u – ступенчатый сигнал, начинающийся в момент времени t_0 . Входной сигнал принимает минимальное значение u_{\min} и максимальное значение u_{\max} .

Результирующий выходной сигнал вначале равен y_0 . При подаче ступенчатого воздействия, выход в конце концов устанавливается равным устойчивому значению y_{ss} . Коэффициент усиления в установившемся состоянии равен отношению выходного и входного сигналов.

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u}, \quad [6.5]$$

где

$$\Delta y = y_{ss} - y_0 \quad [6.6]$$

и

$$\Delta u = u_{\max} - u_{\min}. \quad [6.7]$$

Чтобы найти постоянную времени модели τ , необходимо измерить выходной сигнал $y(t_1)$. Он определяется как

$$y(t_1) = 0.632 y_{ss} + y_0, \quad [6.8]$$

а время равно

$$t_1 = t_0 + \tau, \quad [6.9]$$

откуда постоянная времени моделирования равна

$$\tau = t_1 - t_0. \quad [6.10]$$

6.1.2. Проверка модели

Когда моделирование завершено, модель нужно проверить, запуская ее и реальный процесс без обратной связи. Т.е. напряжение подается одновременно на модель и настоящее устройство так, что смоделированный и измеренный отклик можно рассматривать в одном масштабе. Тонкой подстройкой параметров модели можно достичь соответствия модулируемой и измеренной частоты вращения двигателя. Виртуальный прибор LabVIEW для моделирования показан на рисунке 6.3.

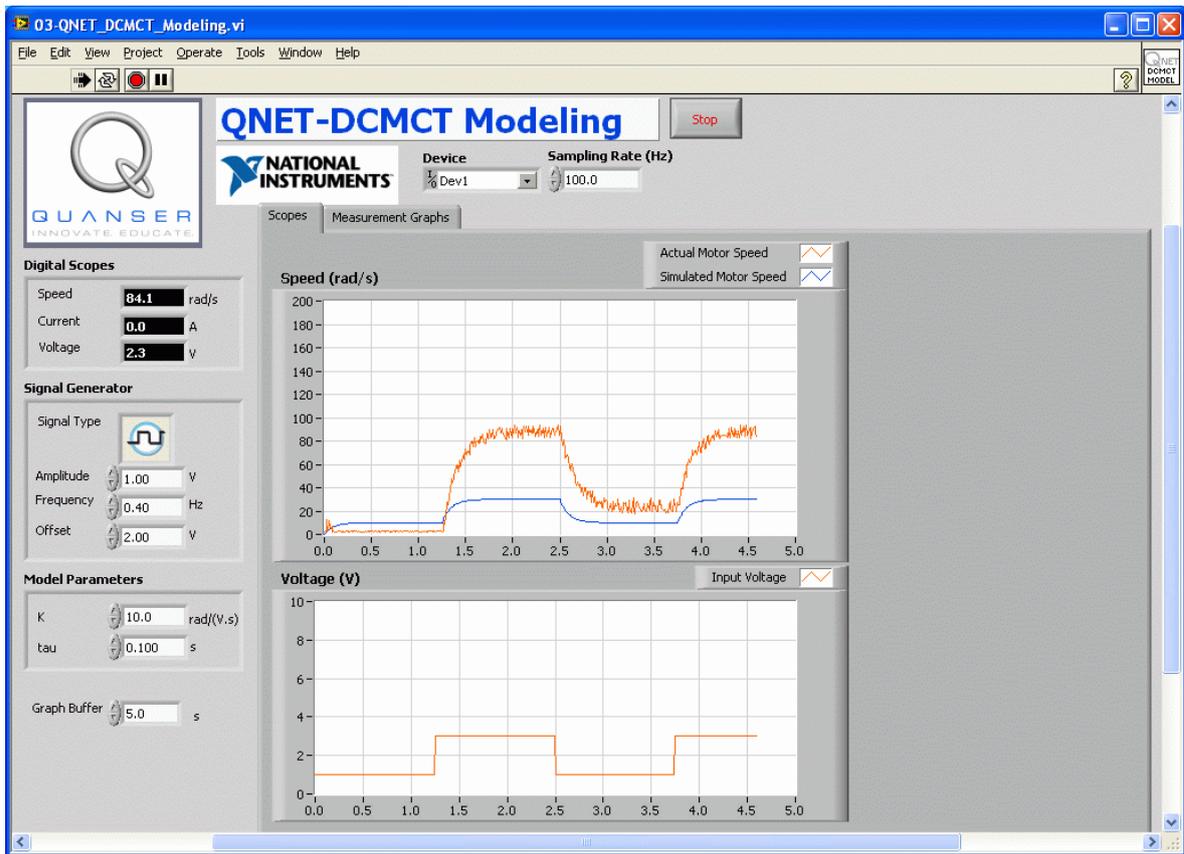


Рис. 6.3. LabVIEW VI для моделирования двигателя постоянного тока QNET

Обратитесь к Википедии для получения дополнительной информации об электродвигателе, математической модели, передаточной функции и теории линейных стационарных систем.

6.2. Управление скоростью

Частота вращения двигателя постоянного тока регулируется пропорционально-интегральной системой управления. Блок-диаграмма замкнутой системы показана на рисунке 6.4.

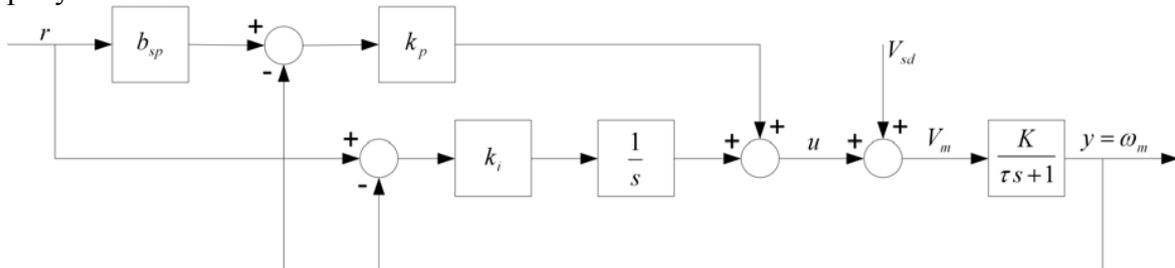


Рис. 6.4. Блок-диаграмма замкнутой системы с ПИ-регулированием для управления двигателем постоянного тока

Для разработки ПИ-регулятора используется передаточная функция [6.1], показывающая зависимость частоты вращения двигателя от управляющего напряжения. Во временной области зависимость выхода от входа ПИ-регулятора со взвешиванием уставки:

$$u = k_p (b_{sp} r - y) + \frac{k_i (r - y)}{s}, \quad [6.11]$$

где k_p – пропорциональный коэффициент усиления, k_i – интегральный коэффициент, а b_{sp} – вес уставки. Передаточная функция замкнутой системы, показывающая соотношение угловой скорости двигателя w_m и заданной опорной скорости r , описывается выражением

$$G_{\omega, r}(s) = \frac{K(k_p s b_{sp} + k_i)}{s^2 \tau + (K k_p + 1)s + K k_i} \quad [6.12]$$

Стандартный характеристический многочлен требуемой замкнутой системы равен

$$s^2 + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2, \quad [6.13]$$

где ω_0 – собственная частота замкнутой системы, а ζ – коэффициент затухания. Характеристическое уравнение [6.12], то есть знаменатель передаточной функции, может соответствовать желаемому характеристическому уравнению [6.13] со следующими коэффициентами:

$$k_p = \frac{-1 + 2\zeta \omega_0 \tau}{K} \quad [6.14]$$

и

$$k_i = \frac{\omega_0^2 \tau}{K}. \quad [6.15]$$

Большие значения ω_0 дают большие значения коэффициента усиления регулятора. Коэффициент затухания ζ и величина взвешивания уставки b_{sp} могут использоваться для настройки скорости и перерегулирования реакции на опорные значения.

В системе QNET DC нет тахометра, измеряющего скорость. Вместо него на плате усилителя имеется схема, которая вычисляет производную сигнала энкодера, то есть цифровой тахометр. Однако для минимизации шума измеряемого сигнала и увеличения общей робастности системы используется фильтр первого порядка:

$$\omega_m = \frac{\omega_{meas}}{T_f s + 1}. \quad [6.16]$$

Параметр T_f – постоянная времени фильтра, определяющая частоту среза, а ω_{meas} – измеряемая скорость.

В ходе лабораторной работы обсуждается отслеживание прямоугольного сигнала при различных коэффициентах ПД, а также влияние взвешивания уставки и насыщения интегратора. оцениваются также статические ошибки при треугольной форме сигнала уставки. Виртуальный прибор для управления скоростью вращения показан на рисунке 6.5.

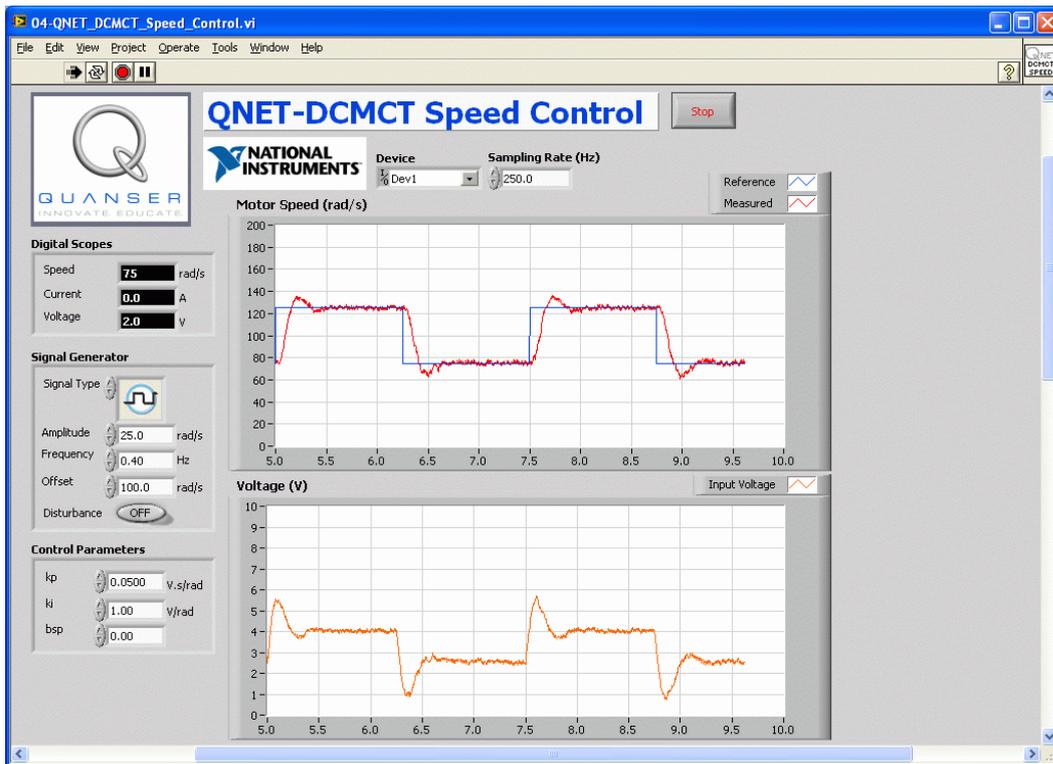


Рис. 6.5. Виртуальный прибор для управления скоростью вращения двигателя постоянного тока

6.2. Управление положением

Управление положением двигателя – естественный способ показать преимущества управляющего воздействия по производной. В этом эксперименте разрабатывается пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор в соответствии с заданием. Блок-диаграмма замкнутой системы ПИД-регулирования показана на рисунке 6.6.

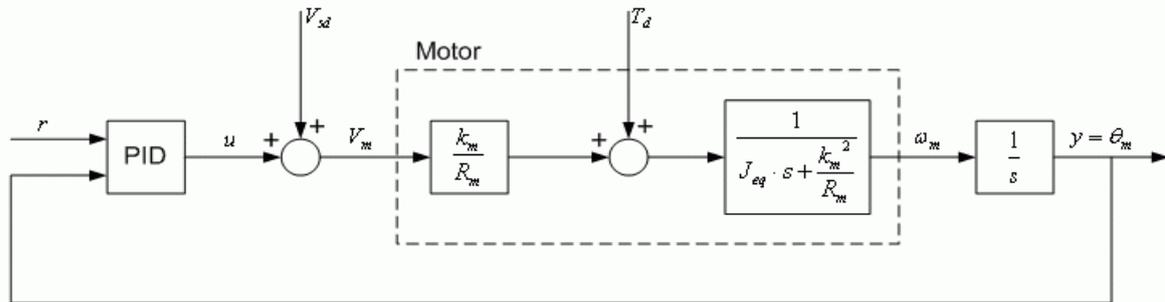


Рис. 6.6. Блок-диаграмма замкнутой системы ПИД-регулирования положения двигателя

Передаточная функция ПИД-регулятора с двумя степенями свободы (рисунок 6.6) равна

$$u(t) = k_p \left(b_{sp} r(t) - y(t) \right) + k_i \int_0^t r(\tau) - y(\tau) d\tau + k_d \left(b_{sd} \left(\frac{d}{dt} r(t) \right) - \left(\frac{d}{dt} y(t) \right) \right), \quad [6.23]$$

где k_p - пропорциональный коэффициент усиления, k_d – дифференциальный коэффициент, k_i – интегральный коэффициент усиления, b_{sp} - вес уставки положения $r(t)$, а b_{sd} - вес уставки скорости $r(t)$. Окруженный пунктиром блок *Motor* на рисунке 6.6 – модель двигателя в на основе постоянной противо-эдс двигателя k_m , сопротивления якоря электродвигателя R_m и эквивалентного момента инерции оси вращения двигателя J_{eq} . Непосредственные возмущения, прилагаемые к инерционному маховику, представлены переменной возмущающего момента T_d и напряжением симулированного возмущения, обозначенным переменной V_{sd} .

6.3.1. Расчет ПД-системы

Характеристики управления положением двигателя вначале рассмотрим, используя принцип ПД-управления. Задав $k_i = 0$ в уравнении ПИД-регулирования [6.23] и выполнив преобразование Лапласа, получим передаточную функцию ПД-регулятора, равную

$$u = k_p (r - y) + k_d s (b_{sd} r - y). \quad [6.24]$$

Объединив модель процесса позиционирования

$$\frac{\theta_m(s)}{V_m(s)} = \frac{K}{s(\tau s + 1)} \quad [6.25]$$

с ПД-регулированием [6.24], получаем передаточную функцию замкнутой системы управления положением двигателя

$$G_{\theta, r}(s) = \frac{(s k_d b_{sd} + k_p) K}{s^2 \tau + (K k_d + 1) s + K k_p}. \quad [6.26]$$

Как и в лабораторной работе по управлению скоростью, стандартная характеристическая функция [6.13] может быть получена, если задать пропорциональный коэффициент усиления равным

$$k_p = \frac{\omega_0^2 \tau}{K}, \quad [6.27]$$

а дифференциальный коэффициент равным

$$k_d = \frac{-1 + 2 \zeta \omega_0 \tau}{K}. \quad [6.28]$$

6.3.2. Реакция на возмущения

Далее рассматривается поведение замкнутой системы с ПИД-регулированием при возмущающем воздействии. Блок-диаграмма на рисунке 6.7 представляет реакцию по положению на нагрузочное возмущение при равенстве 1 коэффициентов b_{sp} и b_{sd} .

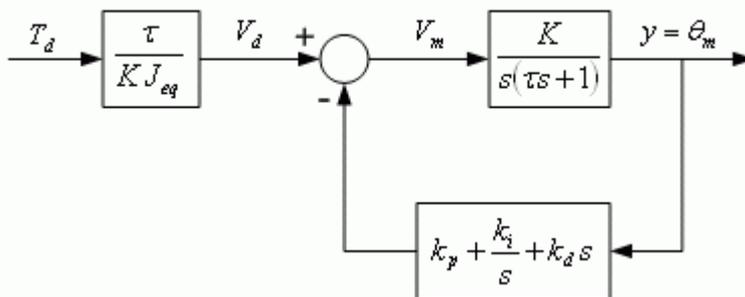


Рис. 6.7. Блок-диаграмма замкнутой PID-системы со входом возмущения по нагрузке

Передаточная функция позиционирования относительно возмущения замкнутой системы:

$$G_{\theta, T}(s) = \frac{s \tau}{J_{eq} (s^3 \tau + (K k_d + 1) s^2 + K k_p s + K k_i)}, \quad [6.29]$$

При скачкообразном возмущении с амплитудой T_{d0}

$$T_d(s) = \frac{T_{d0}}{s}, \quad [6.30]$$

угол поворота замкнутой системы в установившемся состоянии составляет

$$\theta_{ss} = T_{d\theta} \left(\lim_{s \rightarrow 0} G_{\theta, T}(s) \right) \quad [6.31]$$

Угол поворота в установившемся состоянии системы с ПД-регулированием при $k_i = 0$ в уравнении [6.29], равен

$$\theta_{ss_PD} = \frac{\tau T_{d\theta}}{J_{eq} K k_p}, \quad [6.32]$$

а угол в установившемся состоянии в системе с интегральным воздействием

$$\theta_{ss_PID} = 0 \quad [6.33]$$

Таким образом, когда система подвергается возмущающему воздействию, при использовании системы с ПД-управлением наблюдается постоянная статическая ошибка. Однако возмущение подавляется при использовании интегрального регулирования и ошибка по углу в установившемся состоянии стремится к нулю.

При проектировании системы ПИД-регулирования используется стандартное характеристическое уравнение системы третьего порядка

$$(s^2 + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2)(s + p_0) = s^3 + (2\zeta \omega_0 + p_0)s^2 + (\omega_0^2 + 2\zeta \omega_0 p_0)s + \omega_0^2 p_0, \quad [6.34]$$

где ω_0 - собственная частота, ζ - коэффициент затухания, p_0 - ноль. Характеристическое уравнение передаточной функции замкнутой ПИД-системы, то есть знаменатель передаточной функции [6.29], равен

$$s^3 + \left(\frac{K k_d}{\tau} + \frac{1}{\tau} \right) s^2 + \frac{K k_p s}{\tau} + \frac{K k_i}{\tau}, \quad [6.35]$$

Характеристическое уравнение ПИД [6.35] соответствует уравнению [6.34] при использовании пропорционального коэффициента

$$k_p = \frac{\omega_0 \tau (\omega_0 + 2\zeta p_0)}{K}, \quad [6.36]$$

дифференциального коэффициента

$$k_d = \frac{-1 + 2\zeta \omega_0 \tau + p_0 \tau}{K} \quad [6.37]$$

и интегрального коэффициента

$$k_i = \frac{\omega_0^2 p_0 \tau}{K}, \quad [6.38]$$

При изменении положения нуля p_0 меняется время, необходимое для восстановления положения замкнутой системы при изменении возмущения.

Первым в данной лабораторной работе изучается отслеживание ПИД-регулятором опорного прямоугольного сигнала. Далее изучается влияние возмущения, создаваемого вручную или симулируемого переключателем в VI при использовании ПД- и ПИД-регулирования.

Виртуальный прибор LabVIEW для регулирования положения показан на рисунке 6.8.

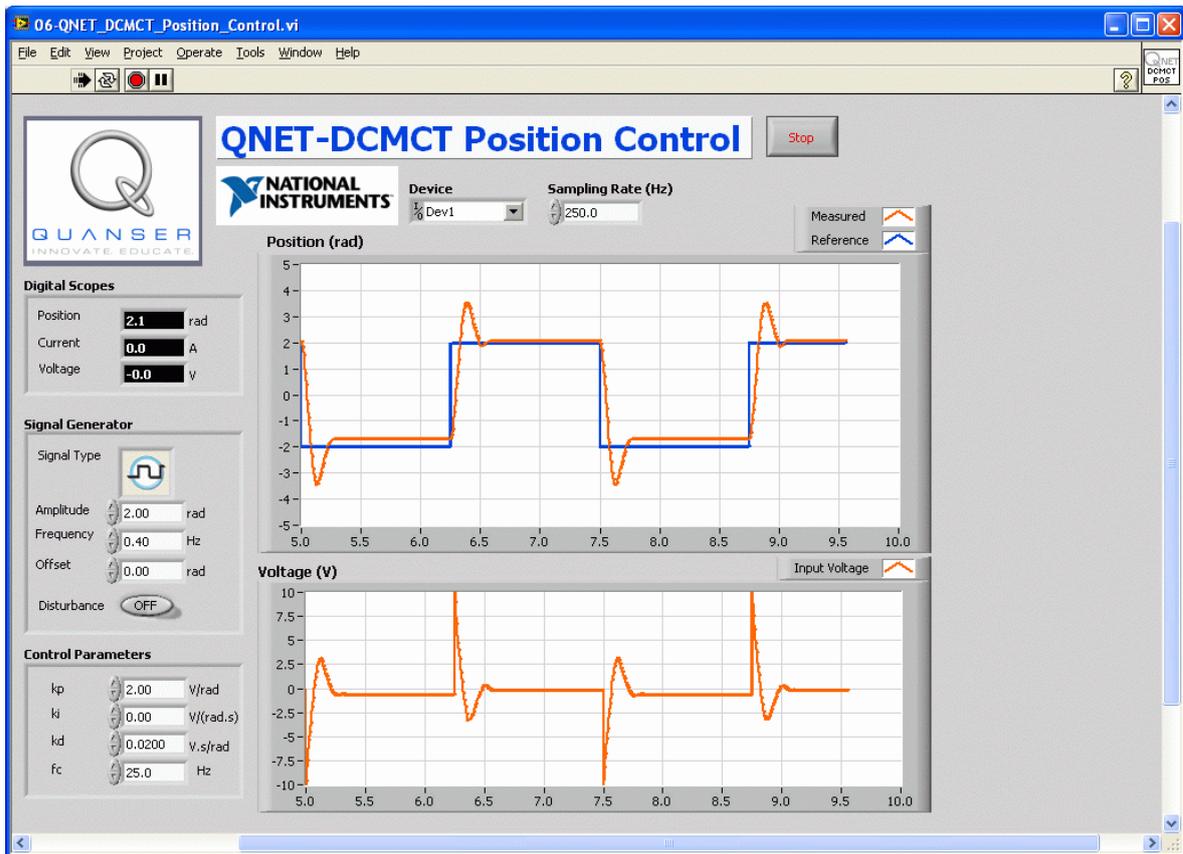


Рис. 6.8. Виртуальный прибор управления положением двигателя постоянного тока

Обратитесь к *Википедии* для получения дополнительной информации об управлении движением, теории управления и ПИД-регулировании.

7. Управление, основанное не описании задач

Задачи регулирования и управления сервомеханизмами очень распространены, но обратная связь имеет и другие полезные применения. Управление, основанное на описании задач - распространенный классификатор широкого спектра задач. Например, стабилизацию неустойчивой системы можно рассматривать как проблему, основанную на описании задачи. Однако это – пограничный пример, который может также рассматриваться как проблема регулирования. Управление двухколесным скутером "Сигвей" - типичный пример, когда стабилизация является ключевой задачей. В этом случае стабилизация также соединяется с функциями рулевого управления. Другими примерами могут быть гашение колебаний раскачивающегося груза на подъемном кране, стабилизация ракеты во время взлета и системы воспроизведения движения человека. В аэрокосмической промышленности также много примеров управления, основанного на описании задачи, например, автоматическое приземление и вывод на орбиту спутников. В робототехнике множество подобных задач, например, избегание столкновений, планирование движения и управление, основанное на машинном зрении. Как правило, управление, основанное на описании задачи, более сложное, чем регулирование и управление сервомеханизмами, и может содержать функции регулирования и управления сервомеханизмами как подзадачи. Мы выбрали вращающийся маятник для иллюстрации управления, основанного на описании задач.

Вращающийся обратный маятник QNET изображен на рисунке 7.1. Двигатель установлен вертикально в металлической камере. L-образное плечо рычага соединено с валом электродвигателя и вращается на ± 180 градусов. Маятник подвешен на горизонтальной оси на конце рычага. Угол отклонения маятника измеряется энкодером. Управляющая переменная - входное напряжение, подаваемое на усилитель ШИМ-сигнала, который управляет двигателем. Выходные переменные – угол отклонения маятника и угол поворота вала двигателя. Некоторые из этих компонентов использовались в эксперименте по управлению движением в разделе 6.



Рис. 7.1. Вращающийся обратный маятник QNET (ROTPENT)

7.1. Портальный кран

Этот эксперимент иллюстрирует некоторые задачи управления портальными кранами. Портал крана - движущаяся платформа или тележка, которая перемещает кран по полу фабрики или склада. Груз висит на кране на тросах, перемещаемых с краном. Как правило, задача состоит в быстром перемещении груза в нужное положение. Быстрое движение, необходимое на производстве, усложняет доставку груза на нужное место из-за его раскачивания. Эту проблему можно симитировать с помощью вращающегося маятника, наблюдая за концом L-образного рычага, когда тележка и маятник движутся, как и перемещаемый груз.

Этот эксперимент мы начнем с моделирования системы и определения стратегий подавления колебаний в ней.

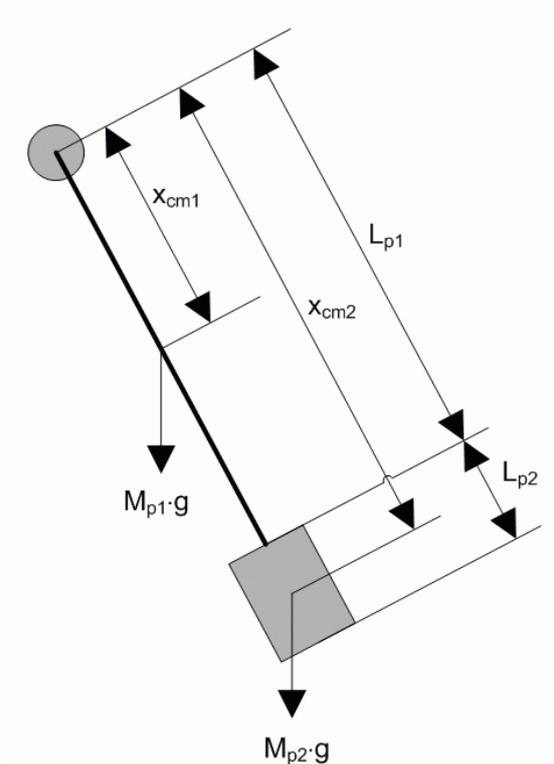


Рис. 7.2. Силовая схема свободного тела маятника

На рисунке 7.2 показана силовая схема свободного тела маятника, состоящая из двух жестких тел: звена маятника с массой M_{p1} и длиной L_{p1} , и груза маятника с массой M_{p2} и длиной L_{p2} . Центр масс звена маятника и груза маятника рассчитываются отдельно в соответствии с выражениями

$$x_{cm} = \frac{\int p x dx}{\int p dx}, \quad [7.1]$$

где x - линейное расстояние от оси вращения, а p - плотность тела. Круг в верхнем левом углу на рисунке 7.2 обозначает ось вращения или ось качания, которая перпендикулярна плоскости рисунка.

Система маятника далее рассматривается как одно жесткое тело с единственным центром масс, как показано на рисунке 7.3.

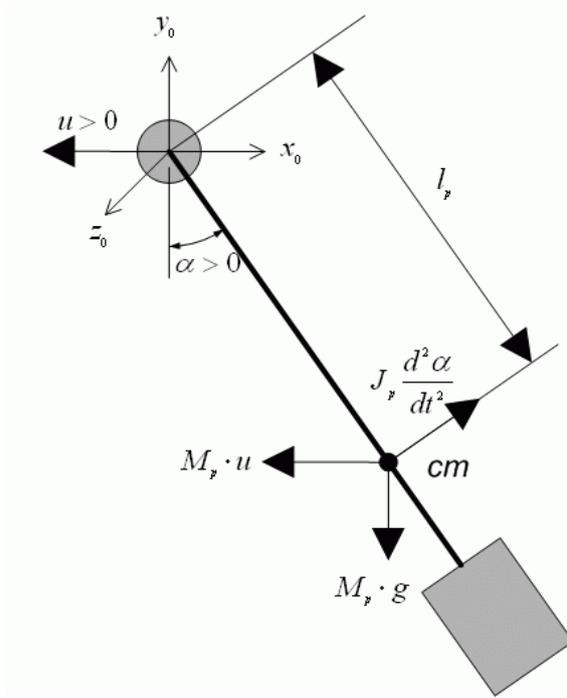


Рис. 7.3. Силовая схема свободного тела составного маятника

Центр масс составного объекта, состоящего из n тел, можно рассчитать по формуле

$$x_{cm} = \frac{\sum_{i=1}^n m_i x_{cm,i}}{\sum_{i=1}^n m_i}, \quad [7.2]$$

где $x_{cm,i}$ – известный центр массы тела i , а m_i – масса тела i .

В соответствии с силовой схемой свободного тела на рисунке 7.3, результирующее нелинейное уравнение движения маятника имеет вид:

$$J_p \left(\frac{d^2}{dt^2} \alpha(t) \right) = M_p g l_p \sin(\alpha(t)) + M_p u l_p \cos(\alpha(t)) \quad [7.3]$$

где J_p – момент инерции маятника относительно оси поворота z_0 , M_p – полная масса сборки маятника, u – линейное ускорение оси вращения, а l_p – положение центра масс, как показано на рисунке 7.3. Таким образом, когда ось вращения ускоряется в левом направлении, инерция маятника заставляет его качнуться вверх, в то время как сила тяжести $M_p g$ и приложенная сила $M_p u$ (член в левой части уравнения [7.3]) тянут маятник вниз.

Момент инерции маятника может быть определен экспериментально. Предполагая, что маятник не приведен в движение, линеаризация уравнения [7.3] и решение дифференциального уравнения дает выражение

$$J_p = \frac{1}{4} \frac{M_p g l_p}{\pi^2 f^2}, \quad [7.4]$$

где f – измеренная частота маятника при неподвижном рычаге. Частота рассчитывается по формуле

$$f = \frac{n_{cyc}}{\Delta t}, \quad [7.5]$$

где $n_{\text{сис}}$ – количество периодов, а Δt - длительность периодов. С другой стороны, J_p может быть рассчитан по выражению для момента инерции

$$J = \int r^2 dm, \quad [7.6]$$

где r – расстояние вертикальной проекции линии между массой элемента dm и осью вращения.

Помимо определения момента инерции в этой лабораторной работе исследуется также присутствующее в системе «прилипание». Ротор двигателя постоянного тока, движущий систему ROTPEN, требует определенного уровня тока для начала движения. Кроме того, масса системы маятника требует еще большего уровня тока, чтобы действительно начать перемещение системы. Трение особенно серьезно для скоростей, близких к нулю, поскольку его знак меняется с направлением вращения.

Виртуальный прибор для изучения физики маятника, установленного на портал, показан на рисунке 7.4.

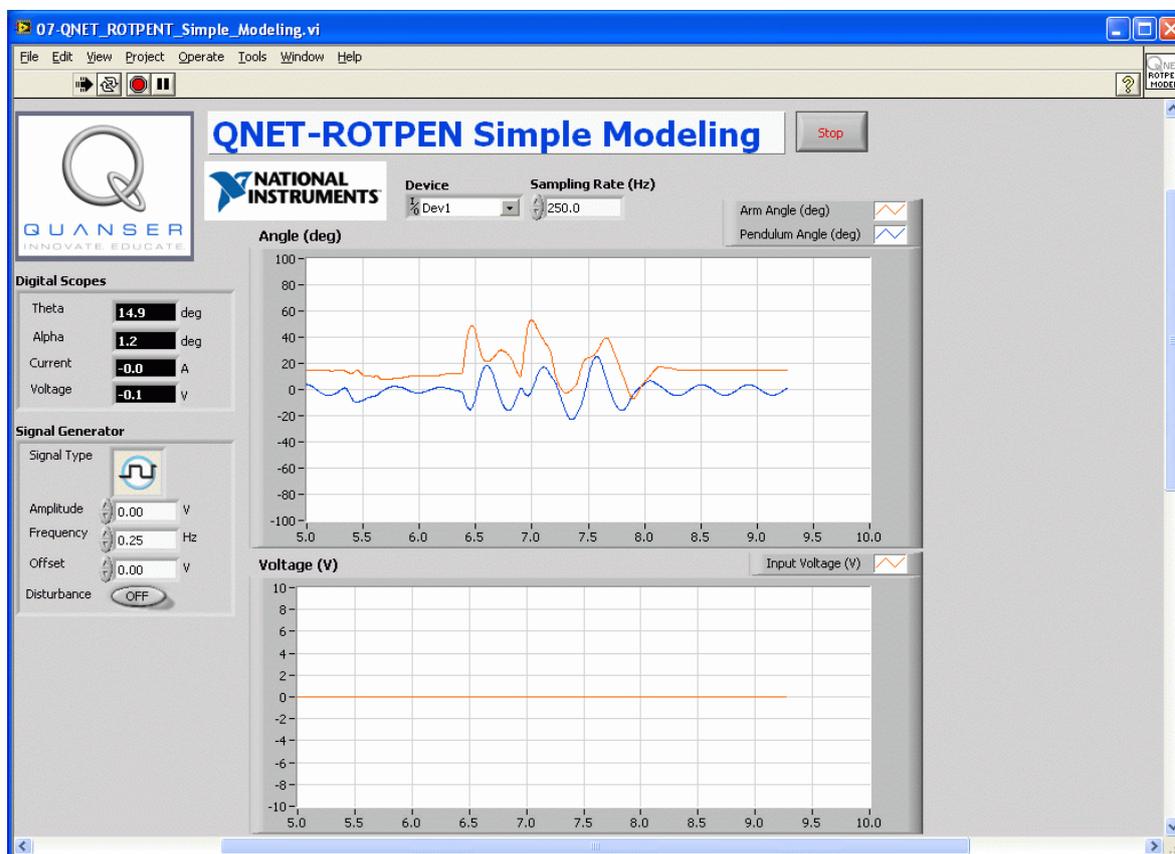


Рис. 7.4. Виртуальный прибор LabVIEW для простого моделирования QNET ROTPENT.

Обратитесь к Википедии за получением дополнительной информации о центре масс, инерции, маятнике и трении.

7.2. Балансирование

Балансирование – распространенная задача управления. В этом эксперименте мы определим стратегии управления балансированием маятника в верхнем положении, при сохранении требуемого положения рычага. В состоянии баланса системы угол отклонения маятника α невелик, и баланс может быть достигнут с помощью простого ПД-регулятора. Если нас также интересует удерживание рычага в зафиксированном положении,

необходимо ввести обратную связь для положения рычага. Закон управления может быть записан как

$$u = -k_{p,\theta} (\theta - \theta_r) - k_{p,\alpha} \alpha - k_{d,\theta} \left(\frac{\partial}{\partial t} \theta \right) - k_{d,\alpha} \left(\frac{\partial}{\partial t} \alpha \right), \quad [7.7]$$

где $k_{p,\theta}$ - пропорциональный коэффициент угла рычага, $k_{p,\alpha}$ - пропорциональный коэффициент угла отклонения маятника, $k_{d,\theta}$ - дифференциальный коэффициент угла поворота рычага, а $k_{d,\alpha}$ - дифференциальный коэффициент угла отклонения маятника. Требуемый угол поворота рычага обозначается как θ_r , а для угла отклонения маятника не задается опорного значения, поскольку оно равно нулю.

Существует много способов определения параметров регулятора. Как упоминалось в разделе 7.5, один из методов основан на и линейно-квадратичном оптимальном управлении. Однако вначале будет изучено поведение системы при использовании параметров по умолчанию.

При балансировании маятника над заданной точкой, рычаг начинает колебаться около опорной точки из-за собственного двигателю трения. Из-за трения двигатель не повернется, пока управляющий сигнал не станет достаточно большим, и сгенерированный вращающий момент не превысит величину прилипания (за подробностями обратитесь в раздел 7.1). Это означает, что маятнику придется упасть на определенный угол, прежде чем двигатель повернется, что приведет к колебательному движению.

Трение может быть скомпенсировано введением возмущающего сигнала в напряжение, подаваемое на электродвигатель постоянного тока. Используемый возмущающий сигнал имеет вид

$$V_d = A_d \sin(f_d t) + V_{d0}, \quad [7.8]$$

где A_d - амплитуда напряжения, f_d - частота синусоиды, а V_{d0} - напряжение смещения сигнала.

Обратитесь к *Википедии* для получения дополнительной информации о ПИД-регулировании и трении.

7.3. Управление энергией

Если угол рычага остается постоянным, и маятнику придано начальное положение, он будет колебаться с постоянной амплитудой. Из-за трения колебания будут затухать. Цель управления энергией – управлять маятником так, чтобы трением было постоянным.

Потенциальная энергия маятника равна

$$E_p = M_p g l_p (1 - \cos(\alpha(t))), \quad [7.9]$$

а кинетическая энергия

$$E_k = \frac{1}{2} J_p \left(\frac{d}{dt} \alpha(t) \right)^2. \quad [7.10]$$

Потенциальная энергия равна нулю, когда маятник находится в покое при $\alpha = 0$ на рисунке 7.3 и равна $2 \times M_p \times g \times l_p$, когда маятник в верхнем вертикальном положении при $\alpha = \pm \pi$. Сумма потенциальной и кинетической энергии маятника составляет

$$E = \frac{1}{2} J_p \left(\frac{d}{dt} \alpha(t) \right)^2 + M_p g l_p (1 - \cos(\alpha(t))) \quad [7.11]$$

Взяв производную выражения [7.11], получаем дифференциальное уравнение

$$\frac{\partial}{\partial t} E = \left(\frac{d}{dt} \alpha(t) \right) \left(J_P \left(\frac{d^2}{dt^2} \alpha(t) \right) + M_P g l_P \sin(\alpha(t)) \right) \quad [7.12]$$

Подставив уравнение [7.3] для ускорения маятника в уравнение [7.12], получим

$$\frac{\partial}{\partial t} E = M_P u l_P \cos(\alpha(t)) \left(\frac{d}{dt} \alpha(t) \right) \quad [7.13]$$

Поскольку ускорение оси вращения пропорционально току, управляющему двигателем рычага, а следовательно возбуждающему напряжению, энергией маятника легко управлять. Закон пропорционального регулирования

$$u = (E_r - E) \cos(\alpha(t)) \left(\frac{d}{dt} \alpha(t) \right) \quad [7.14]$$

приводит энергию к опорному значению энергии E_r . Обратите внимание, что закон управления нелинеен, поскольку коэффициент пропорциональности зависит от угла маятника α . Обратите также внимание, что регулирование меняет знак при изменении знака $d\alpha/dt$, и когда угол равен $\pm 90^\circ$.

Однако для быстрого изменения энергии требуется большая амплитуда управляющего сигнала. В результате в LabVIEW реализован следующий VI контроллера маятника

$$u = sat_{u_{max}} \left(\mu (E - E_r) \text{Sign} \left(\cos(\alpha(t)) \left(\frac{d}{dt} \alpha(t) \right) \right) \right) \quad [7.14]$$

где μ - настраиваемый коэффициент усиления управляющего сигнала, а функция $sat_{u_{max}}$ насыщает управляющий сигнал при максимальном ускорении оси вращения маятника, u_{max} .

Обратитесь к Википедии для получения дополнительной информации о потенциальной и кинетической энергии, теории управления и нелинейном управлении.

7.4. Гибридное управление колебаниями

Управление энергией колебаний по выражению [7.14] может быть объединено с законом управления балансом [7.7] для получения закона, который решает двойную задачу – раскачивает маятника и балансирует его. Как показано на рисунке 7.5, этого можно добиться переключением между двумя системами управления.

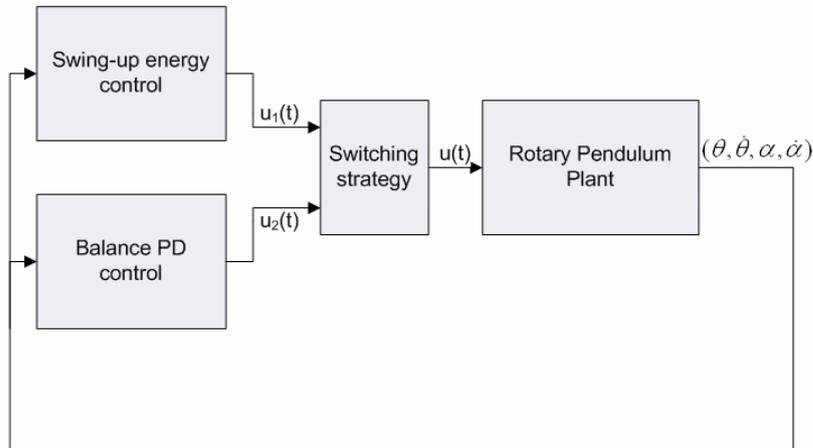


Рис. 7.5. Гибридное управление колебаниями

Swing-up energy control – управление энергией колебаний, Balance PD control – ПД-управление балансом, Switching Strategy – стратегия переключений, Rotary Pendulum Plant – объект управления (вращающийся маятник)

Эту систему можно смоделировать как гибридную. Гибридные системы – это системы, состоящие из непрерывной и дискретной частей. В нашей системе две непрерывных части: замкнутая система с контроллером энергии колебаний и замкнутая система с ПД-регулятором баланса. Стратегия переключения – дискретный элемент, который выбирает какой контроллер или систему запускать. Логику переключения можно получить, определив область в пространстве состояний, где хорошо работает балансировка. Управление балансом будет использоваться в этой области, а управление энергией – за пределами этой области. На рисунке 7.6 показан гибридный автомат, который, для данной конкретной задачи, можно использовать для описания модели системы и логики переключения.

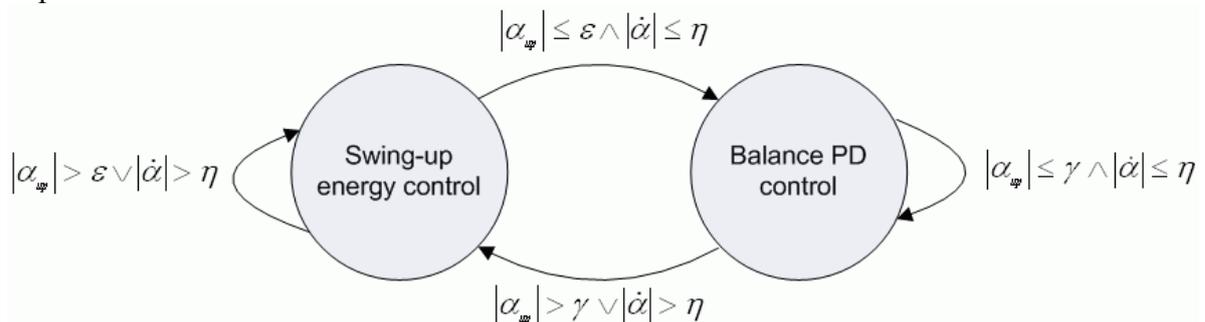


Рис. 7.6. Гибридный автомат контроллера колебаний

Swing-up energy control – управление энергией колебаний, Balance PD control – ПД-управление балансом

Круги на рисунке 7.6 называются *локациями* и отображают две различные непрерывные системы. Стрелки называются *дугами* и отображают дискретные переходы при удовлетворении определенным условиям. Угол, используемый в логике переключения на рисунке 7.6, называется вертикальным углом. Он равен нулю, когда маятник вблизи своего вертикального положения, и выражается математически формулой

$$\alpha_{up} = \left| \text{Mod}(\alpha, 2\pi) \right| - \pi \quad [7.15]$$

Различные параметры переключения могут быть установлены как

$$\begin{aligned} \varepsilon &= 2 \text{ [deg]}, \\ \eta &= 720 \left[\frac{\text{deg}}{\text{s}} \right], \\ \gamma &= 30 \text{ [deg]}. \end{aligned} \quad [7.16]$$

Учитывая, что маятник начинает раскачиваться из нижнего вертикального положения, он находится в локации колебаний гибридного автомата. Контроллер колебаний накачивает энергию в маятник, пока он не начнет раскачиваться в пределах $\pm 2^\circ$ относительно верхнего вертикального положения. Как только маятник попадет в этот диапазон и его скорость колебаний не превысит $720^\circ/\text{с}$ в каждом направлении, дуга выполняет переход для включения регулятора баланса. Он остается в локации ПД-регулирования баланса, пока маятник не превысит угол $\pm 30^\circ$ или скорость колебаний не станет более $\pm 720^\circ/\text{с}$.

Виртуальный прибор для запуска регуляторов колебаний и балансировки в системе обратного маятника QNET показан на рисунке 7.7.

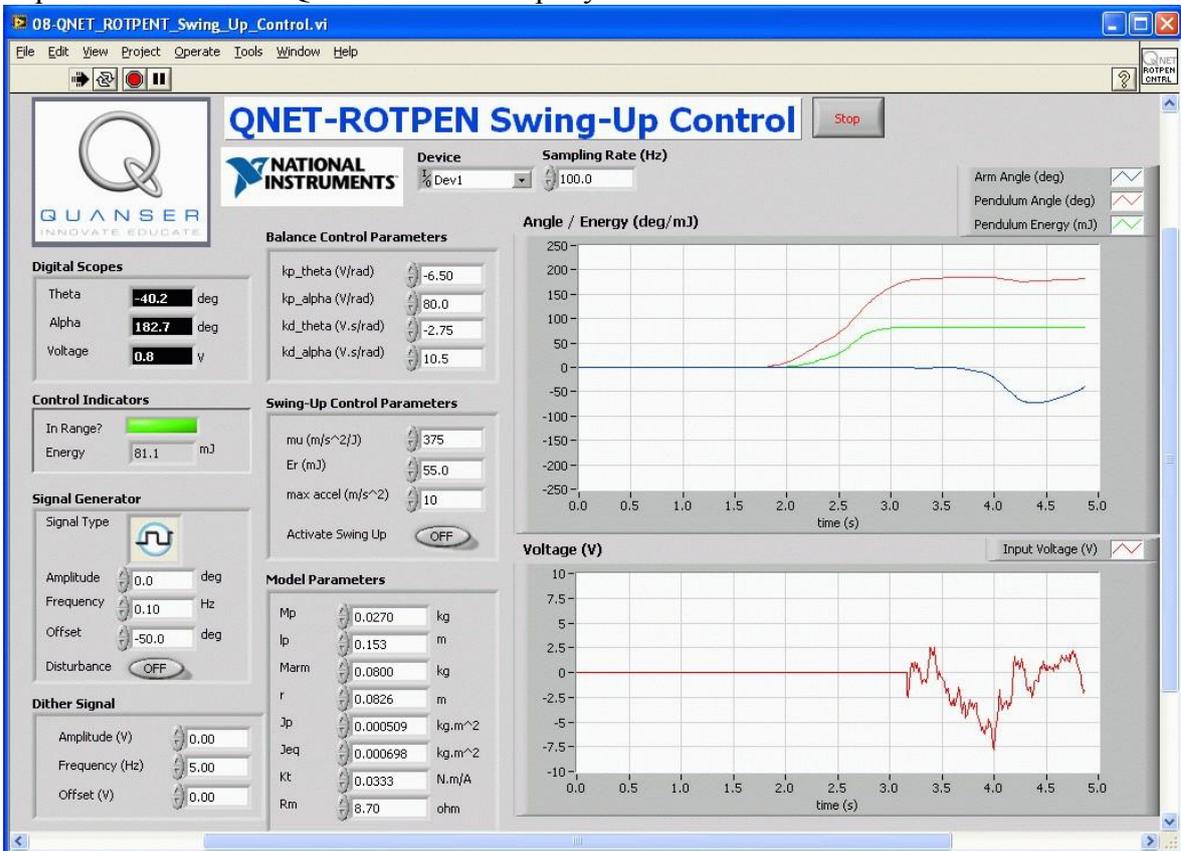


Рис. 7.7. Виртуальный прибор LabVIEW для управления колебаниями QNET-ROTPENT

7.5. Оптимальное управление балансом

Разработано большое количество методов определения параметров стратегий управления. Некоторые из них собраны в инструменты, которые относительно просто использовать. Теория линейно-квадратичного регулятора (LQR) - технология, подходящая для нахождения параметров регулятора баланса в [7.7]. Учитывая, что уравнение движения системы может быть описано как

$$\frac{\partial}{\partial t} x = A x + B u \quad [7.17]$$

алгоритм LQR рассчитывает задачу управления u для минимизации критерия

$$J = \int_0^{\infty} x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t) dt \quad [7.18]$$

Матрица Q определяет штрафной коэффициент переменной состояния, а матрица R - штрафной коэффициент управляющего воздействия. Поэтому при увеличении Q регулятор должен работать интенсивнее для минимизации функции стоимости, и результирующий коэффициент усиления будет больше. В нашем случае вектор состояния x определяется как

$$x = \left[\theta, \alpha, \frac{\partial}{\partial t} \theta, \frac{\partial}{\partial t} \alpha \right]^T \quad [7.19]$$

Поскольку у нас всего одна управляющая переменная, то R – скаляр, и стратегия управления для минимизации функции стоимости J равна

$$u = \left(-K x = -k_{p, \theta} \theta - k_{p, \alpha} \alpha - k_{d, \theta} \left(\frac{\partial}{\partial t} \theta \right) - k_{d, \alpha} \left(\frac{\partial}{\partial t} \alpha \right) \right) \quad [7.20]$$

что отличается от уравнения [7.7] только другим опорным значением угла рычага.

Теория LQR используется в модуле LabVIEW *Control Design and Simulation*. Таким образом, представляя модель системы в виде матриц пространства состояний A и B и матриц весов Q и R , функция LQR в *Control Design Toolkit* вычисляет коэффициент передачи обратной связи автоматически. В этом эксперименте модель уже готова. В лабораторной работе будет изучаться влияние изменения матрицы весов Q при R равном 1, на функцию стоимости J .

Обратитесь к Википедии для получения дополнительной информации об оптимальном управлении.

8. Управление вертикальным взлетом и посадкой

На рисунке 8-1 показан тренажер вертикального взлета и посадки QNET VTOL. Система состоит из вентилятора с регулируемой частотой вращения, укрепленного на рычаге и снабженного защитным ограждением. На другом конце рычага закреплен регулируемый противовес. Это позволяет изменять положение веса, что, в свою очередь, влияет на динамику всей системы. Ось рычага состыкована с осью энкодера. Это позволяет определять угол наклона системы VTOL.



Рис. 8.1. Тренажер вертикального взлета и посадки QNET VTOL

Примерами устройств VTOL в реальном мире являются вертолеты, ракеты, воздушные шары и космические носители. Аэрокосмические устройства, как правило, сложнее моделировать. Обычно при этом необходимо применять программные средства идентификации для определения параметров системы или реальной динамики. Из-за присущей им сложности летающие системы обычно разбивают на подсистемы для облегчения управления. С этими подсистемами можно работать отдельно, а потом интегрировать для получения общего решения.

Приведены три эксперимента: управление по току, моделирование и управление полетом.

8.1. Каскадное регулирование

Устройство VTOL разбивается на две подсистемы: динамика напряжение-ток двигателя и динамика ток-положение рычага VTOL. Схема каскадного регулирования, реализованного в тренажере VTOL, показано на рисунке 8.2. ПИ-регулятор тока во внутреннем цикле, предназначен для регулирования тока в двигателе в соответствии с заданной уставкой по току. Эта уставка генерируется ПИД-компенсатором во внешнем цикле контроллера, который управляет отклонения тренажера VTOL.

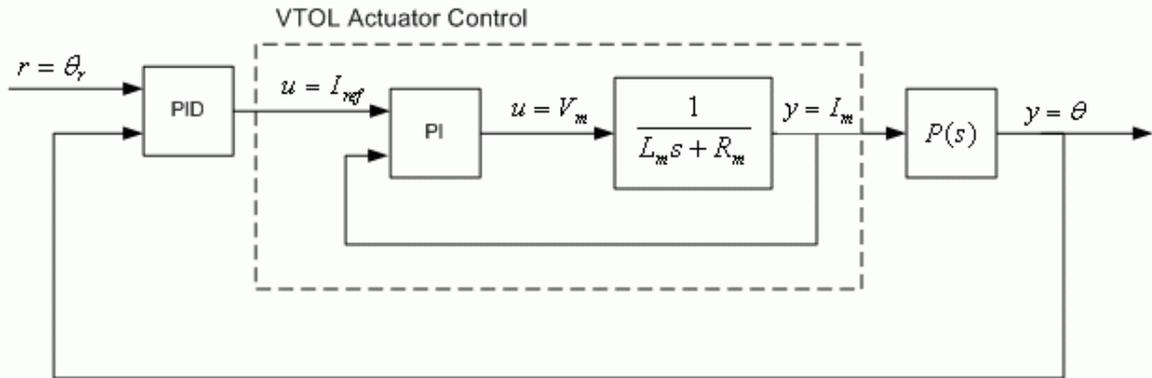


Рис. 8.2: Система каскадного регулирования тренажера VTOL

8.2. Управление по току

В случаях, когда актуатор обладает относительно медленной динамикой, например, как электромагнит с большой индуктивностью, имеет смысл разработать регулятор тока. Как правило, для регулирования тока в нагрузке используется пропорционально-интегральный компенсатор. Это делает динамику актуатора несущественной и упрощает проектирование внешнего цикла.

В этом случае связь напряжения и тока двигателя тренажера VTOL во временной области может быть описана уравнением

$$v_m(t) = R_m i_m(t) + L_m \left(\frac{d}{dt} i_m(t) \right) \quad [8.1]$$

и передаточной функцией

$$I_m(s) = \frac{V_m(s)}{R_m + L_m s} \quad [8.2]$$

На рисунке 8.3 показана реализация системы управления током VTOL. ПИ-компенсатор вычисляет напряжение, необходимое для получения требуемого тока.

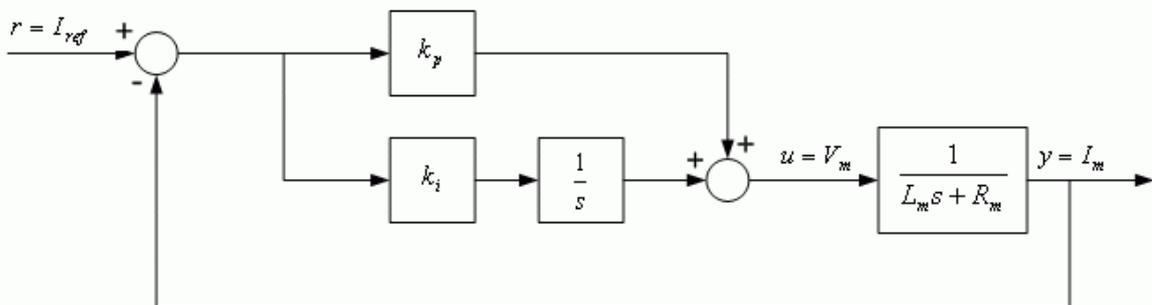


Рис. 8.3. Контур ПИ-регулирования тока двигателя VTOL

Используя ПИ-регулятор

$$v_m(t) = k_{p,c} (i_{ref}(t) - i_m(t)) + k_{i,c} \int i_d(t) - i_m(t) dt \quad [8.3]$$

мы получаем следующую передаточную функцию замкнутой системы:

$$G_{I_{ref} I_m}(s) = \frac{k_{p,c} s + k_{i,c}}{s^2 L_m + (k_{p,c} + R_m) s + k_{i,c}} \quad [8.4]$$

Для соответствия стандартному характеристическому уравнению второго порядка [5.5] нам потребуется пропорциональный коэффициент, равный

$$k_{p,c} = -R_m + 2 \zeta \omega_n L_m, \quad [8.4]$$

и интегральный коэффициент

$$k_{i,c} = \omega_n^2 L_m. \quad [8.4]$$

Эти коэффициенты могут быть определены на основании требуемой собственной частоты ω_n и коэффициента затухания ζ .

Виртуальный прибор, используемый для запуска регулятора тока в системе вертикального взлета и посадки QNET, показан на рисунке 8.4.

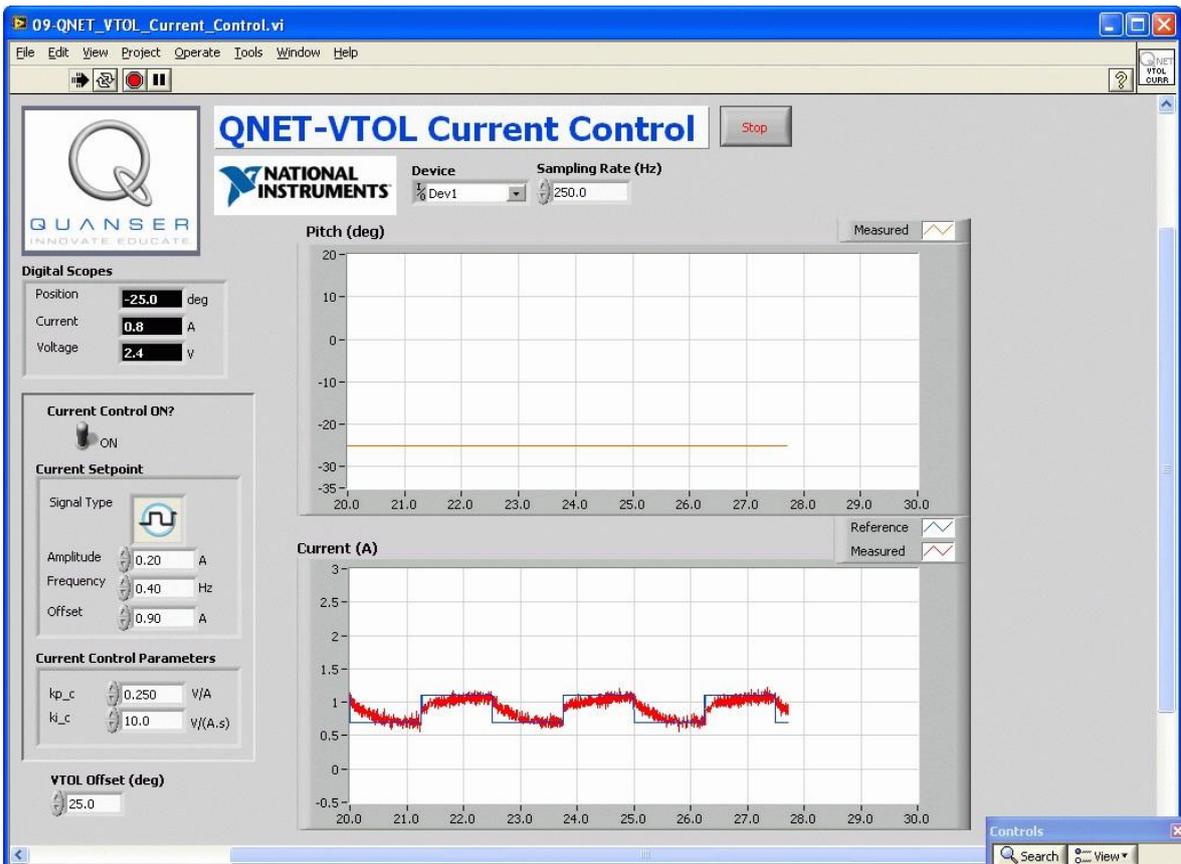


Рис. 8.4. Виртуальный прибор LabVIEW для регулирования тока в тренажере QNET-VTOL

8.3. Моделирование VTOL с одной степенью свободы

В отличие от двигателя постоянного тока, данная система должна быть описана моделью по крайней мере второго порядка. Уравнение движения выводится из основных принципов и используется далее для получения передаточной функции, представляющей соотношение тока и положения VTOL.

Для нахождения параметров модели могут использоваться различные методы. В лабораторной работе параметры сначала находятся вручную путем выполнения измерений в нескольких экспериментах. Затем используется *LabVIEW System Identification Toolkit* для автоматического построения модели. Таким образом демонстрируется использование программных инструментов для определения параметров моделей или даже моделей целиком (что особенно важно в системах высшего порядка). Далее правильность моделирования подтверждается запуском полученной модели параллельно с реальной системой.

8.3.1. Действие вращающего момента на VTOL

Схема сил свободного тела - устройства VTOL вертикального взлета и посадки с одной степенью свободы, которое вращается вокруг оси тангажа, - показана на рисунке 8.5.

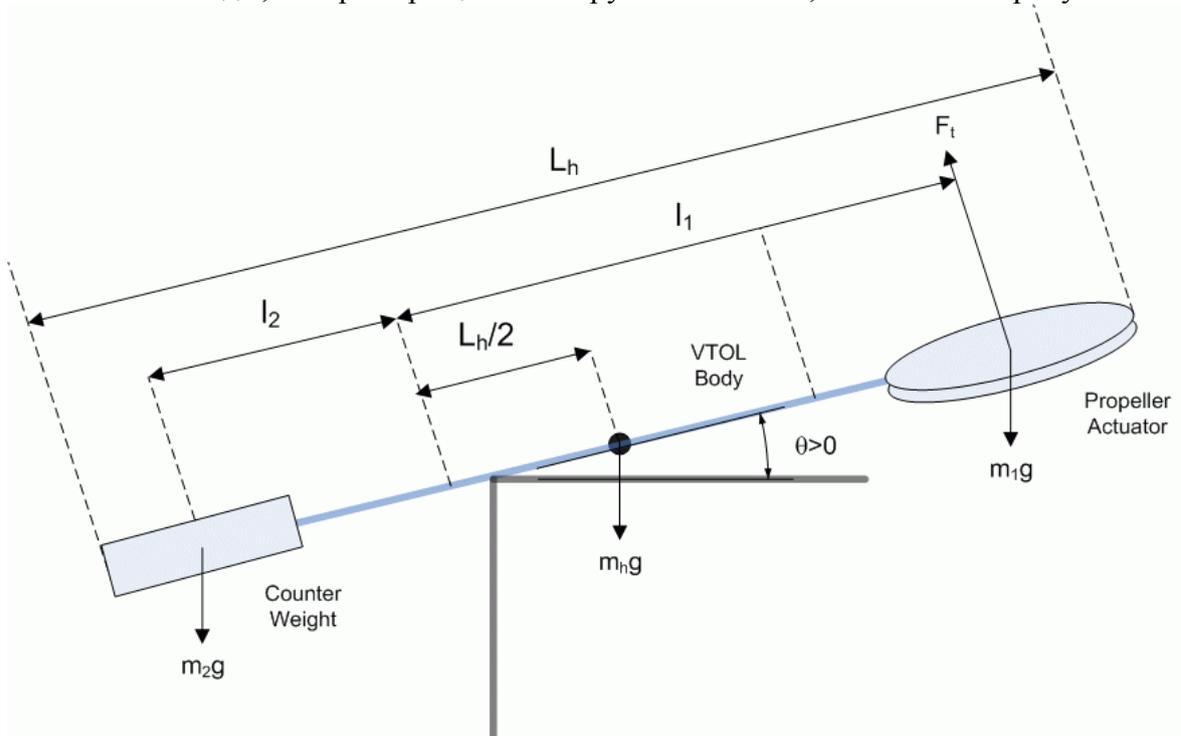


Рис. 8.5. Схема сил свободного тела VTOL

Как показано на рисунке 8.5, вращающие моменты, действующие на систему жестких тел, могут быть описаны уравнением

$$\tau_t + m_2 g \cos(\theta(t)) l_2 - m_1 g \cos(\theta(t)) l_1 - \frac{1}{2} m_h g \cos(\theta(t)) L_h = 0 \quad [8.1]$$

Осевая сила, F_t , генерируется пропеллером и действует перпендикулярно блоку вентилятора. Осевое усилие можно определить

$$\tau_t = F_t l_1, \quad [8.2]$$

где l_i – расстояние между осью вращения и центром пропеллера, как показано на рисунке 8.5. Зависимость осевой силы от тока описывается уравнением

$$\tau_t = K_t I_m, \quad [8.3]$$

где K_t - константа преобразования ток-момент в осевое усилие. Относительно тока уравнение принимает вид

$$K_t I_m + m_2 g \cos(\theta(t)) l_2 - m_1 g \cos(\theta(t)) l_1 - \frac{1}{2} m_h g \cos(\theta(t)) L_h = 0 \quad [8.4]$$

Вращающий момент, генерируемый пропеллером, и гравитационный момент, обусловленный противовесом, действуют в одном направлении, противоположном гравитационным моментам, действующим на тело вертолета и лопасти пропеллера.

Определим, что тренажер VTOL находится в *состоянии равновесия*, когда осевое усилие поддерживает VTOL в горизонтальном положении параллельно земле. Моменты, действующие на систему в равновесном состоянии, описываются уравнением

$$K_t I_{eq} + m_2 g l_2 - m_1 g l_1 - \frac{1}{2} m_h g L_h = 0, \quad [8.5]$$

где I_{eq} – ток, требуемый для достижения равновесия

8.3.2. Уравнение движения

Угловое движение тренажера VTOL относительно момента осевой силы, τ_t , может быть описано уравнением

$$J \left(\frac{d^2}{dt^2} \theta(t) \right) + B \left(\frac{d}{dt} \theta(t) \right) + K \theta(t) = \tau_t \quad [8.6]$$

где θ - угол наклона, J – эквивалентный момент инерции, действующий на ось тангажа, B - вязкостное демпфирование, а K - жесткость. Относительно тока получаем:

$$J \left(\frac{d^2}{dt^2} \theta(t) \right) + B \left(\frac{d}{dt} \theta(t) \right) + K \theta(t) = K_t I_m \quad [8.7]$$

В разделе 8.1 мы показали, как находить момент инерции объекта, интегрируя по непрерывному телу. Однако при нахождении момента инерции составного тела с n точечными массами проще использовать формулу

$$J = \sum_{i=1}^n m_i r_i^2 \quad [8.8]$$

где m_i - масса объекта i , а r_i - длина перпендикуляра между осью вращения и объектом i .

8.3.3. Передаточная функция модель процесса

Передаточная функция, описывающая динамику зависимости положения VTOL от тока, имеет вид

$$P(s) = \frac{K_t}{J \left(s^2 + \frac{B s}{J} + \frac{K}{J} \right)} \quad [8.9]$$

Она получена взятием преобразования Лапласа выражения [8.7] и решение уравнения для $\Theta(s)/I_m(s)$. Обратите внимание, что знаменатель

$$s^2 + \frac{Bs}{J} + \frac{K}{J} \quad [8.10]$$

совпадает с характеристической передаточной функцией второго порядка

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad [8.11]$$

Определив собственную частоту системы, можно найти жесткость по формуле

$$K = \omega_n^2 J \quad [8.12]$$

Виртуальный прибор, использующийся для подтверждения правильности передаточной функцией модели тренажера QNET VTOL, показан на рисунке 8.6. Этот VI может также использоваться для определения передаточной функции устройства VTOL при помощи *System Identification Toolkit*.

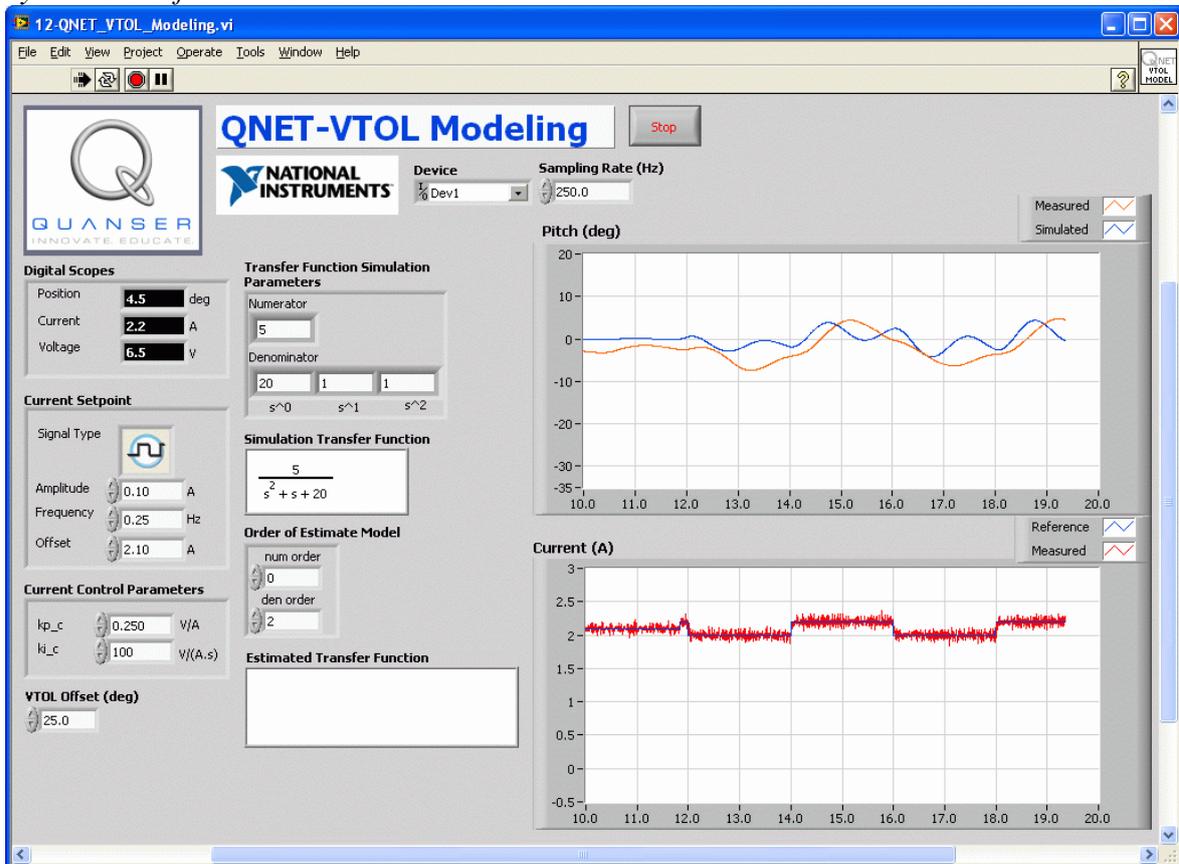


Рис. 8.6. Виртуальный прибор LabVIEW для определения и подтверждения правильности модели тренажера QNET VTOL

8.3.3.1. Собственная частота отклика

Уравнение для нахождения собственной частоты приведено в разделе 8.1.

8.4. Управление полетом

8.4.1. Анализ статической ошибки

Статическая ошибка – это разность между уставкой и выходным сигналом после установления отклика системы. Поэтому через время t выхода системы в установившееся состояние, статическая ошибка равна

$$e_{ss} = r_{ss}(t) - y_{ss}(t), \quad [8.13]$$

где r_{ss} - значение опорного сигнала в установившемся состоянии, а y_{ss} - значение выходного сигнала процесса в установившемся состоянии.

На рисунке 8.7 изображена распространенная блок-схема системы с единичной обратной связью с компенсатором $C(s)$ и передаточной функцией, представляющий объект управления $P(s)$. Предполагается, что результат измерения выходного сигнала $Y(s)$ должен отслеживать опорный сигнал $R(s)$, и отслеживание должно удовлетворять определенным требованиям.

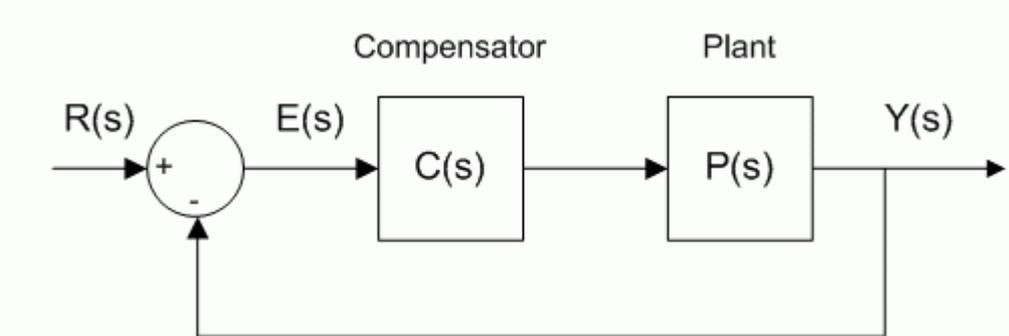


Рис. 8.7. Система с единичной обратной связью

Ошибка системы на рисунке 8.7 составляет

$$E(s) = R(s) - Y(s) \quad [8.14]$$

Решая это уравнение для $E(s)$, получаем результирующую передаточную функцию замкнутой системы

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + C(s)P(s)} \quad [8.15]$$

Ошибка передаточной функции тренажера VTOL при ступенчатом воздействии

$$R(s) = \frac{R_0}{s} \quad [8.16]$$

и при использовании ПИД-компенсатора

$$C(s) = k_p + k_d s + \frac{k_i}{s} \quad [8.17]$$

составляет

$$E(s) = \frac{R_0}{s \left(1 + \frac{\left(k_p + k_d s + \frac{k_i}{s} \right) K_t}{J \left(s^2 + \frac{B s}{J} + \frac{K}{J} \right)} \right)} \quad [8.18]$$

Если передаточная функция стабильна, тогда статическая ошибка может быть найдена по теореме установившегося значения (FVT):

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) \quad [8.19]$$

Используя FVT, для отклика на ступенчатое воздействие получаем статическую ошибку замкнутой системы тренажера VTOL с ПИД-регулированием, равную

$$e_{ss} = R_0 \left(\lim_{s \rightarrow 0} \frac{s(s^2 J + B s + K)}{s^3 J + B s^2 + s K + K_t k_p s + K_t k_d s^2 + K_t k_i} \right) \quad [8.20]$$

8.4.2. Проектирование системы ПИД-регулирования

Схема ПИД-регулирования, используемая в устройстве VTOL, показан на рисунке 8.8.

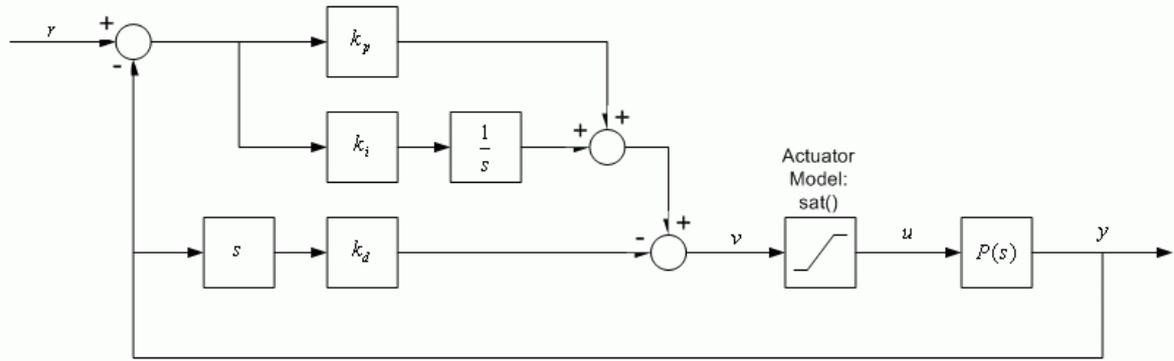


Рис. 8.8. Схема ПИД регулирования VTOL

Для разработки ПИД-контроллера используется передаточная функция [8.9], отображающая зависимость положения от тока тренажера VTOL. Зависимость выхода ПИД-регулятора от входа во временной области

$$u(t) = k_p (\theta_d(t) - \theta(t)) + k_i \int \theta_d(t) - \theta(t) dt - k_v \left(\frac{d}{dt} \theta(t) \right) \quad [8.21]$$

где k_p - пропорциональный коэффициент, k_i - интегральный коэффициент, and k_v - коэффициент передачи по скорости. Обратите внимание, что используется только измеренная скорость, а не производная ошибки. Передаточная функция замкнутой системы от опорного положения r к выходному угловому положению θ

$$G_{\theta, r}(s) = \frac{K_t (k_p s + k_i)}{s^3 J + (B + K_t k_v) s^2 + (K + K_t k_p) s + K_t k_i} \quad [8.22]$$

Аналог характеристического полинома третьего порядка рассмотрен в разделе 6.3. Характеристическое уравнение [8.22], то есть знаменатель передаточной функции, совпадает с желаемым характеристическим уравнением [6.34] при следующих значениях коэффициентов:

$$k_p = \frac{-K + 2 p_0 \zeta \omega_n J + \omega_n^2 J}{K_t} \quad [8.23]$$

$$k_i = \frac{p_0 \omega_n^2 J}{K_t} \quad [8.24]$$

и

$$k_v = \frac{-B + p_0 J + 2 \zeta \omega_n J}{K_t} \quad [8.25]$$

Виртуальный прибор для запуска контроллера тренажера вертикального взлета и посадки QNET показан на рисунке 8.9.

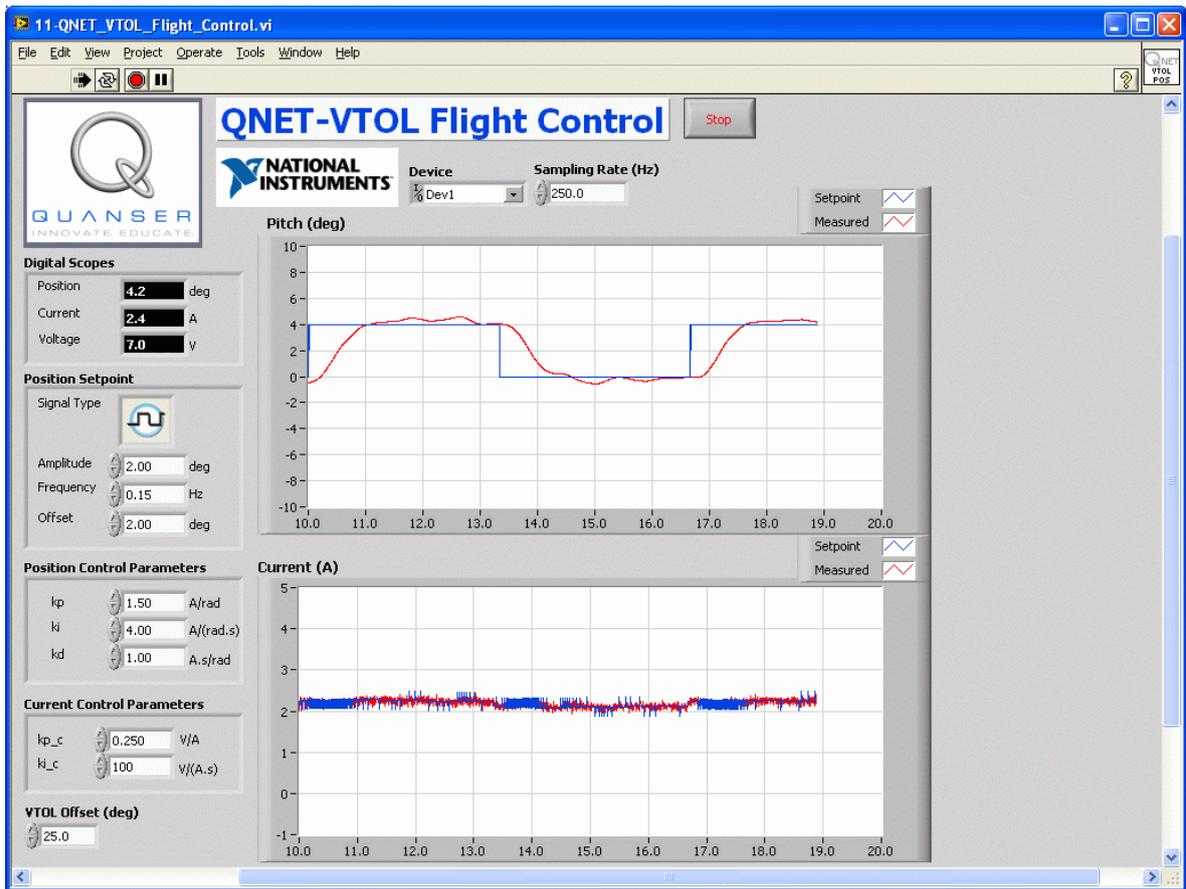


Рис. 8.9. Виртуальный прибор LabVIEW для запуска тренажера VTOL управления полетом

9. Мехатронные датчики

Мехатронная инженерия находится на стыке наук, объединяя механическое и электронное проектирование систем управления в приложения компьютерного программирования. Один из наиболее полезных разделов, который можно охватить в курсе введения в мехатронику – понимание и применение датчиков. Различные датчики используются во всех видах промышленности. Например, преобразователи магнитного поля используются в автомобильной промышленности при измерениях положения распределителя, педалей, подвеса и клапана. Оптические датчики используются на сборочных конвейерах и в машинном производстве для бесконтактного и безопасного считывания положения. Пленочные пьезодатчики устанавливаются в транспортных контейнерах для регистрации вибрации партии товара.

Тренажер с мехатронными датчиками QNET-015 MECNKIT показан на рисунке 9.1. Он содержит 10 типов датчиков, два типа переключателей, нажимную кнопку и два светодиода. Этот модуль QNET может использоваться для изучения физических свойств большинства используемых в настоящее время датчиков, а также технологии и ограничений их применения.

Ниже приведен список компонентов QNET-MECNKIT:

- Тензодатчик для измерения деформации
- Пленочный пьезодатчик для измерения вибраций
- Поворотный потенциометр для измерения положения
- Датчики давления и термисторы
- Датчики для измерения больших расстояний: звуковые и инфракрасные
- Датчики для измерения малых расстояний: магнитного поля и оптические
- Микровыключатель, нажимная кнопка и оптический переключатель
- Два светодиода
- Энкодер



Рис. 9.1. Тренажер QNET с мехатронными датчиками

9.1. Свойства датчиков

В этом разделе рассматриваются различные свойства датчиков, часто включаемые в технические спецификации.

9.1.1. Разрешение

Разрешение датчика – минимальное изменение измеряемой величины, которое может быть количественно измерено. Например, датчик, измеряющий угловое положение вала электродвигателя, может обнаружить изменение только в 1 градус. То есть, если вал повернется на 0.5 градуса, это изменение не будет замечено датчиком. Разрешение должно соответствовать требуемой точности приложения.

9.1.2. Диапазон

Датчики могут измерять только в пределах определенного рабочего диапазона. Рабочий диапазон определяет максимальное, а иногда также и минимальное расстояние между целью и датчиком, при которых возможно точное измерение. Примеры датчиков с небольшим диапазоном – датчики магнитного поля и оптические датчики положения. Датчики с относительно большим диапазоном – инфракрасные и звуковые.

9.1.3. Абсолютные и инкрементные

Абсолютные датчики определяют абсолютное положение. Инкрементные датчики определяют относительное положение, которое зависит от предыдущего положения или последнего включения/выключения питания. Например, если инкрементный угловой энкодер используется для измерения положения колеса, он покажет ноль после каждой выключения питания. Если использовать абсолютный датчик, например, поворотный потенциометр, он определит один и тот же угол независимо от того, когда было включено питание.

9.1.4. Измерения аналоговыми датчиками

Аналоговые датчики выдают на выходе сигнал, соответствующий измеряемой величине. Отношение между выходным сигналом датчика и измеренной величиной различается в

зависимости от типа датчика. Например, напряжение, измеренное на потенциометре, прямо пропорционально измеряемому углу. Однако сопротивление термистора уменьшается экспоненциально по мере увеличения температуры.

Некоторые другие характеристики аналоговых датчиков показаны на рисунке 9.2.

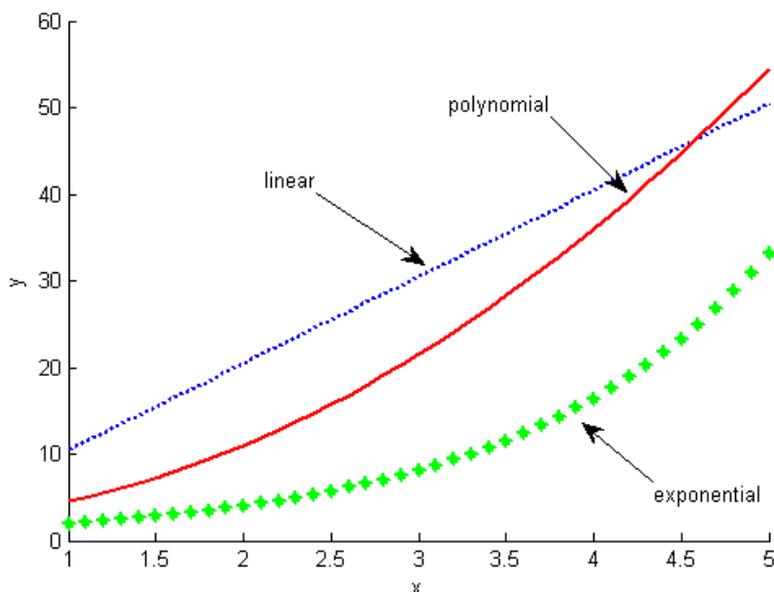


Рис. 9.2. Различные отклики датчиков

Linear - линейный, polynomial - полиномиальный, exponential - экспоненциальный

Линейные датчики можно смоделировать, используя уравнение

$$y = a x + b, \quad [9.1]$$

где a - скорость изменения, а b - смещение. Переменная x обозначает выходной сигнал датчика, а y - измеряемую величину. Например, для потенциометра x будет напряжением, измеренным датчиком, а y - величиной угла (в градусах или радианах). Другие типы датчиков характеризуются более сложными уравнениями, например, полиномом

$$y = a x^2 + b x + c \quad [9.2]$$

или экспоненциальным уравнением

$$y = a e^{(b x)} \quad [9.3]$$

9.2. Компоненты тренажера с мехатронными датчиками

В этом разделе представлен обзор различных компонентов с мехатронных датчиков тренажера QNET МЕСНКИТ.

9.2.1. Датчики вибрации и деформации

9.2.1.1. Пьезодатчики

Пьезодатчики измеряют вибрацию. Пьезодатчик, входящий в состав тренажера QNET-МЕСНКИТ, показан на рисунке 9.3 и подключен к пластиковой ленте, на конце которой закреплен вес в виде латунного диска.



Рис. 9.3. Пьезодатчик на тренажере с мехатронными датчиками QNET

9.2.1.2. Тензодатчик

Тензодатчики измеряют напряжение или деформацию объекта. Как показано на рисунке 9.4, в тренажере QNET с мехатронными датчиками тензодатчик используется для измерения деформации гибкой пластины. Когда пластина изгибается, изменяется сопротивление тензодатчика.

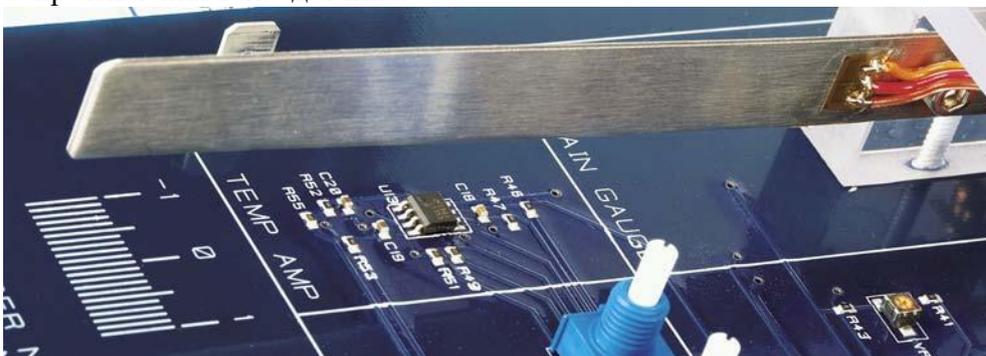


Рис. 9.4. Тензодатчик измеряет деформацию гибкой пластины в тренажере QNET с мехатронными датчиками

Тензодатчики имеют множество применений. Их используют в зданиях для измерения смещения за долгий период времени или в робототехнике для управления усилием.

9.2.2. Измерение углов

9.2.2.1. Поворотный потенциометр

Поворотные потенциометры – абсолютные аналоговые датчики, используемые для измерения углового положения, например, вала электродвигателя. Они отлично подходят для получения однозначных величин положения. Однако потенциометры нужно применять с осторожностью, поскольку их сигнал разрывной. То есть, после нескольких оборотов потенциометр сбросит свой сигнал в ноль. Потенциометр на плате QNET МЕСНКИТ показан на рисунке 9.5.



Рис. 9.5. Рукоятка потенциометра в тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.2.2. Инкрементный оптический поворотный энкодер

Как и поворотные потенциометры, энкодеры могут также использоваться для измерения углового положения. Существует много типов энкодеров, но самый распространенный – инкрементный поворотный оптический энкодер, например, такой, как изображен на рисунке 9.6. В отличие от потенциометров, энкодеры – относительные датчики. Измеряемый ими угол зависит от последнего положения и последней подачи энергии. Однако следует упомянуть и о существовании абсолютных энкодеров.



Рис. 9.6. Цифровой инкрементный оптический поворотный энкодер углового положения вала

В энкодере есть кодирующий диск, размеченный радиальными шаблонами. Когда диск вращается вместе с валом, свет светодиода проходит через эти шаблоны и фиксируется фотодатчиком. Это позволяет достаточно просто получить сигналы А и В, изображенные на рисунке 9.7. На каждый полный оборот диска формируется импульс индекса, что может применяться для калибровки или «наведения» системы.

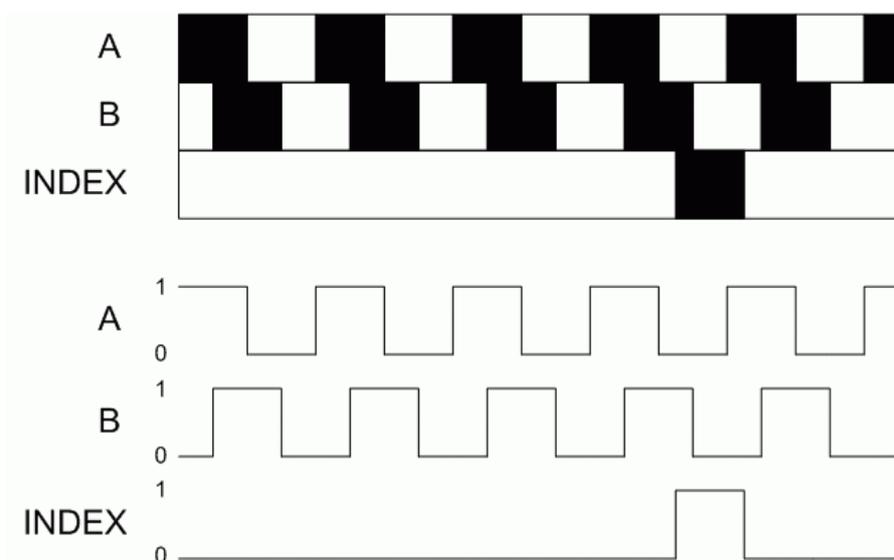


Рис. 9.7. Сигналы оптического инкрементного энкодера

Сигналы A и B, формируемые при вращении вала, используются в алгоритме декодирования для генерации числа. Разрешение энкодера зависит от кодировки диска и декодера. Например, энкодер с 1024 линиями на диске может сгенерировать всего 1024 импульса за каждый оборот вала энкодера. Однако в квадратурном энкодере количество импульсов увеличивается в 4 раза, то есть энкодер сгенерирует 4098 импульсов за оборот.

Рукоятка энкодера тренажера QNET с мехатронными датчиками показана на рисунке 9.8, а соответствующие сигналы A, B и Index отображаются на светодиодах, показанных на рисунке 9.9.

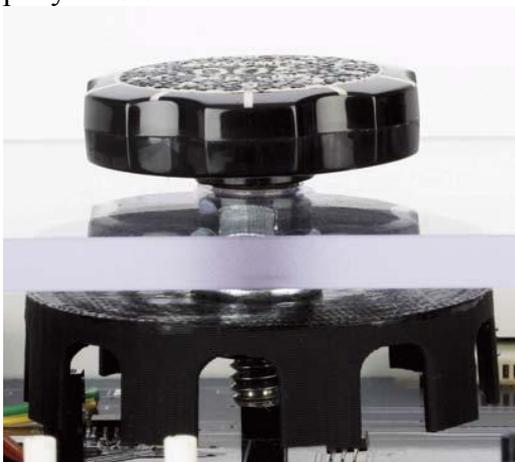


Рис. 9.8. Диск кодера на тренажере QNET с мехатронными датчиками



Рис. 9.9. Светодиоды энкодера на тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.3. Датчик давления

Датчик давления прикреплен к поршню на плате QNET с мехатронными датчиками, показанной на рисунке 9.10. Он представляет собой датчик избыточного давления, и производит измерения относительно атмосферного давления. Генерируемый сигнал напряжения пропорционален давлению в камере поршня. Поэтому чем глубже находится поршень, тем более сжатым становится воздух в камере, и показания давления возрастают.



Рис. 9.10. Датчик давления на тренажере QNET с мехатронными датчиками

Датчики давления также могут использоваться для косвенного измерения других величин. Например, в мехатронной плате QNET измеряется положения головки поршня. Также его можно использовать для измерения объема резервуара или высоты воздушного судна.

9.2.4. Датчики температуры

Как описано в [13], существуют различные типы преобразователей, способных измерять температуру: термопары, термометры сопротивления, термисторы и интегральные микросхемы. У каждой разновидности свои преимущества и недостатки. У термопар широкий температурный диапазон, и они просты в использовании, но наименее стабильны и чувствительны в сравнении с другими датчиками. Термометры сопротивления, с другой стороны, самые стабильные и точные из всех датчиков температуры, но медленные и сравнительно дорогие. Интегральная микросхема – единственный линейный преобразователь и имеет самый высокий выходной сигнал, но она также медленная. Термистор реагирует очень быстро, но его температурный диапазон ограничен. Термистор на плате с мехатронными датчиками показан на рисунке 9.11.

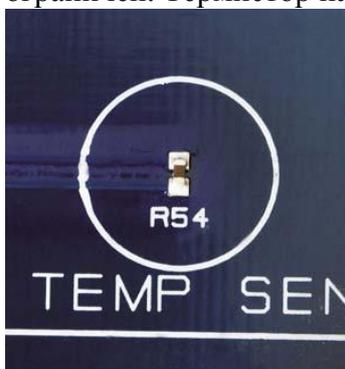


Рис. 9.11. Термистор на тренажере QNET с мехатронными датчиками

Термистор – это резистор, сопротивление которого изменяется в зависимости от температуры. Как показано в [12], отношение сопротивления резистора к температуре T может быть описано при помощи уравнения с коэффициентом B :

$$R = R_0 e^{\left(B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right)} \quad [9.4]$$

Сопротивление равно R_0 при температуре T_0 . Для термистора в тренажере сопротивление датчика составляет

$$R_0 = 47000. \text{ [}\Omega \text{]} \quad [9.5]$$

При температуре 25 градусов Цельсия.

$$T_0 = 298.15 \text{ [K]} \quad [9.6]$$

Термисторы обычно входят в состав схем. В тренажере QNET с мехатронными датчиками он обозначен буквой R в схеме, показанной на рисунке 9.12.

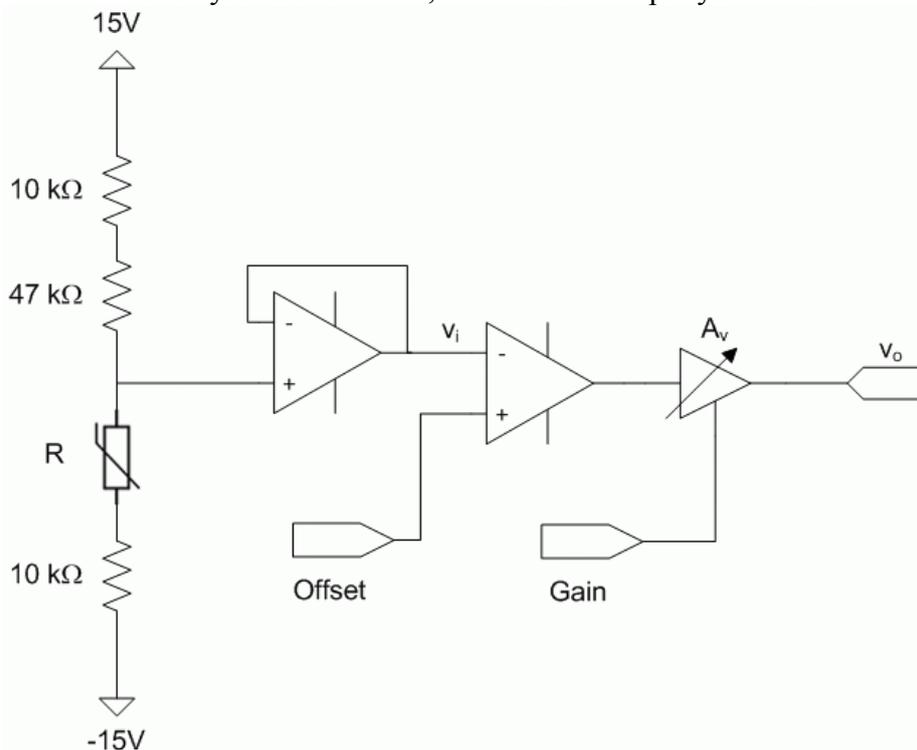


Рис. 9.12. Схема с термистором на тренажере QNET с мехатронными датчиками

С учетом делителя напряжения, напряжение на инвертирующем входе второго операционного усилителя, то есть смещение усилителя, составляет

$$v_i = \frac{30 (R + 10000.)}{67000. + R} - 15 \quad [9.6]$$

Выходное напряжение схемы равно

$$v_o = A_v (v_{off} - v_i), \quad [9.7]$$

где v_{off} – напряжение, установленное потенциометром *Offset*, а A_v - коэффициент усиления усилителя, который может быть изменен внешним потенциометром *Gain*.

Местоположение потенциометров *Gain* и *Offset* на тренажере QNET с мехатронными датчиками показано на рисунке 9.13.

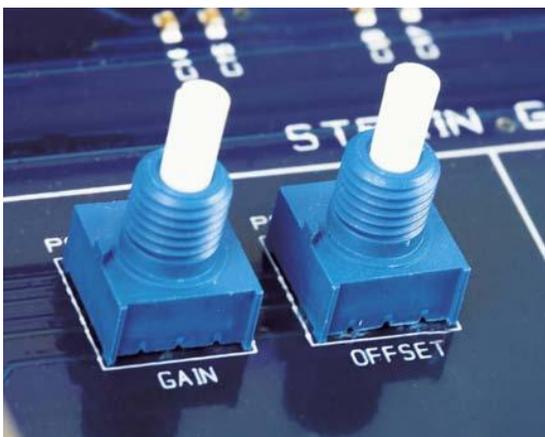


Рис. 9.13. Потенциометры Thermistor Gain и Offset на тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.5. Датчики расстояния дальнего действия

Это бесконтактные датчики, измеряющие расстояние до цели с помощью звука (звуковые) или света (инфракрасные).

9.2.5.1. Звуковой датчик

Звуковые датчики часто используются в мобильной робототехнике. Они оснащены излучателями, генерирующими ультразвуковые волны, и приемниками, которые ловят волны, отраженные от цели. Таймер определяет время возвращения сигнала, а расстояние до удаленной цели вычисляется с учетом скорости звука в воздухе. Звуковой дальномер тренажера показан на рисунке 9.14.



Рис. 9.14. Звуковой датчик на тренажере QNET с мехатронными датчиками

Звуковые датчики отлично подходят для измерений больших расстояний. Например, датчик, установленный на плате QNET, можно использовать на расстояниях до 21 фута (6,4 метра). Однако в целом эти устройства не очень хорошо измеряют на ближнем расстоянии, и их разрешение может быть относительно низким.

9.2.5.2. Инфракрасный датчик

Инфракрасные (ИК) датчики широко используются в робототехнике, автоматических системах и прочих приложениях, где требуется точное бесконтактное измерение положения на средних расстояниях. ИК-датчик обычно состоит из инфракрасного излучающего диода, датчика считывания положения и схемы обработки сигнала. Его выходное напряжение соответствует расстоянию до удаленного объекта. Инфракрасный датчик расстояния на плате QNET MECNKIT показан на рисунке 9.15.



Рис. 9.15. Инфракрасный датчик на тренажере QNET с мехатронными датчиками

Инфракрасные датчики расстояния, как правило, имеют меньший предел измерения, чем звуковые, но обладают лучшим разрешением.

9.2.6. Датчики расстояния ближнего действия

И в звуковых, и в инфракрасных датчиках цель должна находиться на определенном минимальном расстоянии от датчика, чтобы измерения были выполнены правильно. Поэтому они не подходят для приложений, где требуются бесконтактные измерения малых расстояний. В этих приложениях для измерения малых расстояний до объекта используют датчики магнитного поля и оптические датчики положения.

9.2.6.1. Оптические датчики положения

Оптические датчики положения используются на сборочных линиях, в автоматизированных механизмах и даже для распознавания контуров роботами. Оптический датчик положения на плате QNET с мехатронными датчиками расположен в черном пластиковом корпусе, который показан внизу на рисунке 9.16. Инфракрасный излучающий диод и кремниевый n-p-n фототранзистор закреплены рядом и используются для измерения положения объекта. Этот датчик имеет рабочий диапазон 0.25 дюйма.



Рис. 9.16. Оптический датчик положения (снизу) и рукоятка положения цели (сверху) на тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.6.2. Датчик магнитного поля

Преобразователь магнитного поля выдает напряжение, пропорциональное магнитному полю объекта. Датчик магнитного поля - это чип, расположенный внизу на рисунке 9.17.

Он воспринимает магнитное поле, направленное перпендикулярно плоскости головки винта. Положение головки винта изменяется вращением рукоятки. Этот преобразователь магнитного поля имеет такой же диапазон, как оптический датчик положения.



Рис 9.17. Преобразователь магнитного поля на тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.7. Переключатели

В различных приложениях требуются различные типы переключателей. Например, микровыключатель может использоваться для определения того, что мобильный робот врезался в стену, а оптический переключатель – для распознавания контуров. Самый распространенный механизм переключателя – это нажимная кнопка. У переключателя с активным высоким уровнем выходной сигнал составляет 5 В при активации переключателя (нажатии кнопки). Низкий активный уровень означает, что выходной становится равным 5 В, когда переключатель не активирован (кнопка не нажата).

В этом разделе рассматриваются различные переключатели на тренажере QNET с мехатронными датчиками, а также обсуждается *подавление дребезга*.

9.2.7.1. Микровыключатель

Микровыключатель – устройство с активным низким уровнем, показанное на рисунке 9.18.



Рис. 9.18. Микропереключатель на тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.7.2. Нажимная кнопка

Нажимная кнопка QNET МЕСНКИТ показана на рисунке 9.19. Это устройство с высоким активным уровнем.



Рис. 9.19. Нажимная кнопка на тренажере QNET с мехатронными датчиками

9.2.7.3. Оптический переключатель

Оптический переключатель, показанный на рисунке 9.20 - это фотодатчик, включающий передающие и отражающие компоненты. В отличие от нажимной кнопки и микровыключателя, он является бесконтактным. Он активируется, когда отражающий датчик не обнаруживает свет, то есть когда объект помещен между компонентами датчика. Когда объект не обнаружен, на выходе датчика сигнал низкого уровня.

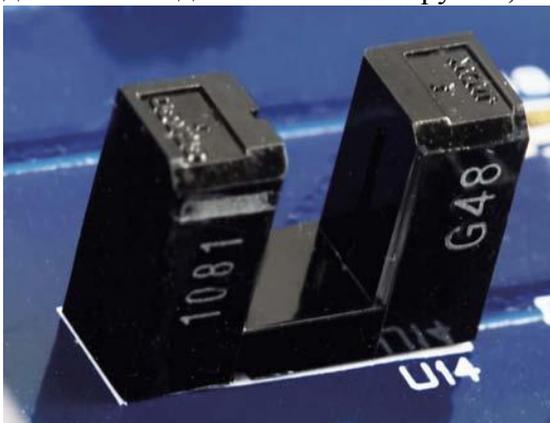


Рис. 9.20. Оптический переключатель

9.2.7.4. Подавление дребезга

При цифровой реализации подавление дребезга - разновидность алгоритма преобразования сигналов, гарантирующий, что переключатель, кнопка или датчик ничего не запустит при непредусмотренных условиях.

Например, рассмотрим мощную тележку, установленную на рельсы. Смонтированные датчики приближения определяют, когда тележка выходит за границы безопасной зоны, чтобы выключить усилитель. Однако из-за высокочастотных переключений в компонентах двигателя датчики приближения иногда неожиданно активируются – даже когда тележка находится в безопасной зоне. Необработанный сигнал от датчика приближения - верхний график на рисунке 9.21. Во избежание ложного срабатывания выходной сигнал датчика проходит через переключатель с противодребезговой защитой, результирующий сигнал которого показан на нижнем графике на рисунке 9.21.

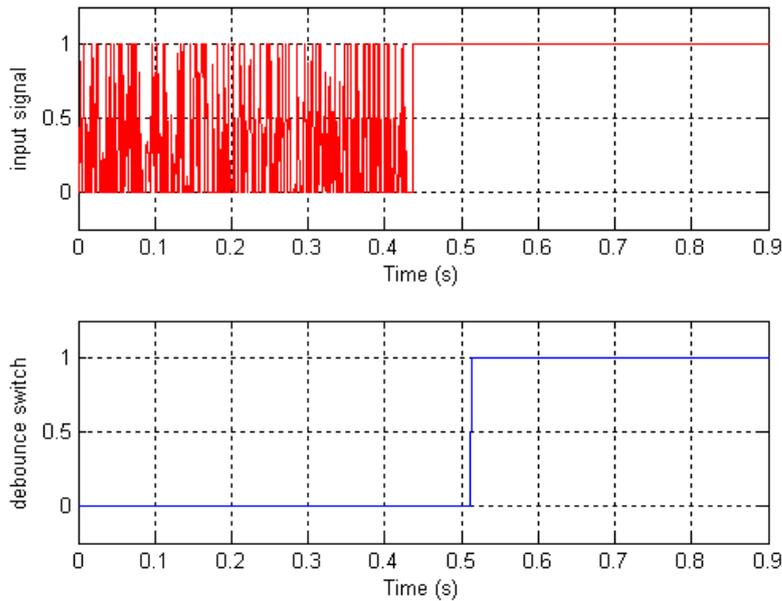


Рис. 9.21. Пример отклика без дребезга

input signal – входной сигнал; debounce switch – переключение без дребезга

9.2.8. Светодиоды

Светоизлучающие диоды – экономичные и надежные индикаторы, используемые во многих приложениях. Светодиоды на тренажере с мехатронными датчиками обозначены на рисунке 9.22 как LED7 и LED8. Они подключены к выходным цифровым линиям, которые могут их включать и выключать. Как и переключатели, светодиоды могут быть подключены как для активного высокого, так и для активного низкого уровня.



Рис. 9.22. Светодиоды на тренажере QNET с мехатронными датчиками

10. Обработка ЭМГ-сигналов

Электромиография, или ЭМГ, включает измерение и изучение электрической активности мышц. Прибор, используемый для измерения сокращений мышц, называется *электромиографом*, но также используется термин ЭМГ-датчик. Электромиограф измеряет электрический потенциал, генерируемый клетками мышц, а регистрируемое напряжение называется *электромиограммой*. ЭМГ-сигналы интересуют разработчиков протезов, например, искусственных конечностей, называемых миоэлектрическими протезами. ЭМГ применяется также в медико-биологическом приборостроении как клинический инструмент диагностики нервно-мышечных заболеваний, вспомогательного управления воздушными судами и распознавания невокализованной речи.

Миоэлектрический тренажер QNET, показанный на рисунке 10.1, содержит двухэлектродный электромиограф, заземляющим манжетой и сервомеханизмом. Обработанный сигнал EMG может быть измерен, а сервомеханизм – может управляться ШИМ-сигналом. При помощи обработки ЭМГ-сигнала и управления зажим сервомеханизм может открываться и закрываться согласно сокращению мышц, аналогично миоэлектрическому протезу.



Рис. 10.1. Миоэлектрический тренажер QNET

10.1. ЭМГ-сигнал

Электромиограмма, полученная с ЭМГ, представляется на качественном уровне. Она сильно зависит от местоположения датчика, от того, насколько близок он к мышце, и какая именно это мышца. Типичный сигнал ЭМГ показан на первом графике рисунка 10.2. Как видно, ЭМГ-сигналы очень зашумлены и имеют низкую амплитуду, обычно в районе 5 мВ. Они могут содержать частоты от 10 Гц до 1 кГц.

Для удаления некоторых помех электроды миоэлектрического тренажера QNET подключены к дифференциальному усилителю и локальному полосовому фильтру. Обратитесь к [14] за сведениями о коэффициенте подавления синфазного сигнала и характеристиках фильтра электромиографа. ЭМГ-сигнал, полученный от прибора, гальванически изолируется и усиливается в схеме миоэлектрического тренажера QNET, как описано в [14].

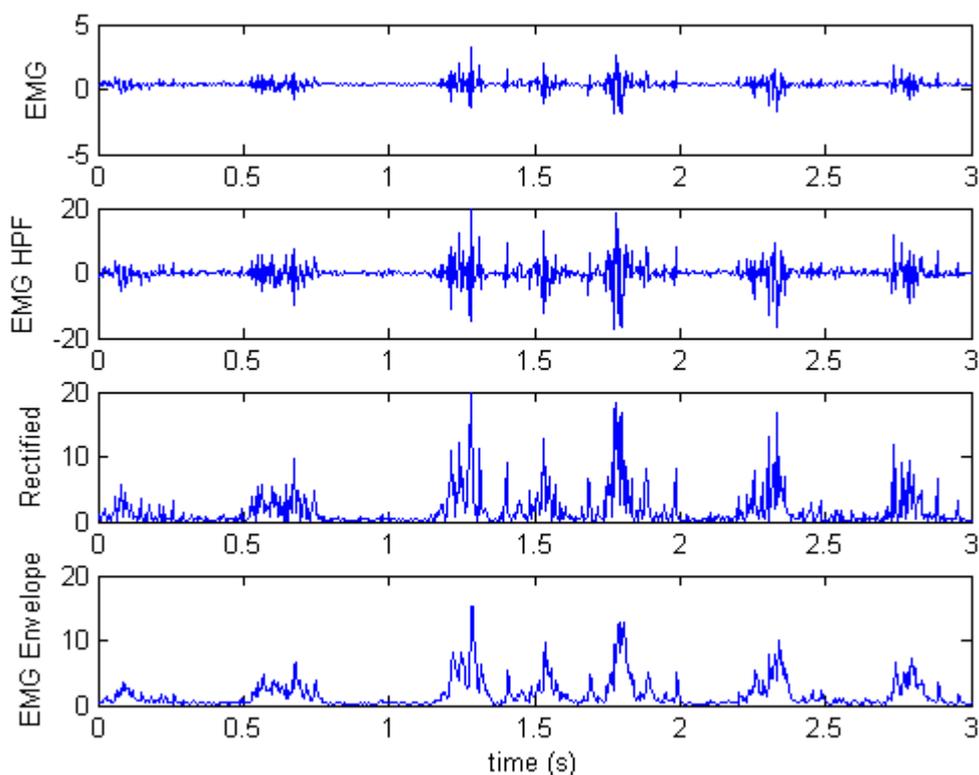


Рис. 10.2. Измеренный и обработанный ЭМГ-сигнал

EMG – ЭМГ-сигнал с датчика; EMG HPF – ЭМГ-сигнал после ФВЧ; Rectified – выпрямленный сигнал; EMG Envelope – огибающая ЭМГ-сигнала

10.2. Обработка ЭМГ-сигнала

Сигнал, полученный с ЭМГ-датчика, обрабатывается в первых двух блоках встроенной в QNET схемы, показанной на рисунке 10.3. Уровень этого сигнала находится в диапазоне ± 10 В, но все равно сильно зашумлен. Чтобы его можно было использовать, следует произвести дальнейшую обработку сигнала с помощью аналоговой схемы или цифровым способом в ПК. Для этого используется метод обработки сигналов, называемый *"линейная огибающая"*. Как показано на рисунке 10.3, это включает выпрямление сигнала и пропускание его через низкочастотный фильтр. Высокочастотный фильтр (ФВЧ) также может использоваться для удаления оставшихся низкочастотных компонентов. Важно правильно определить частоту среза ФНЧ и ФВЧ.

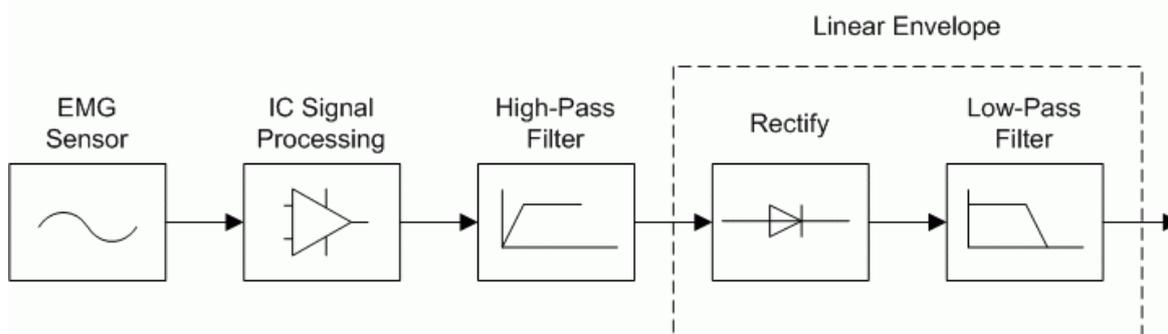


Рис. 10.3. Обработка ЭМГ-сигнала

EMG Sensor – датчик ЭМГ; IC Signal Processing – микросхема обработки сигнала; High-Pass Filter – фильтр верхних частот; Linear Envelope – схема выделения линейной огибающей; Rectify – выпрямитель; Low-Pass Filter – фильтр нижних частот

Измеренный ЭМГ-сигнал, пропущенный через ФВЧ, показан на втором графике рисунка 10.2. Для тренажера QNET выбрана низкая частота среза ФВЧ (около 0.25 Гц) чтобы гарантировать, что убирается только постоянная составляющая, а остаток сигнала остается. Задание слишком высокой частоты среза может сделать сигнал слишком зашумленным.

Чтобы получить скользящее среднее ЭМГ-сигнал пропускается через линейную схему выделения огибающей. Выпрямление сигнала означает взятие его абсолютного значения. В электронике используется двухполупериодная схема выпрямителя. Как показано на третьем графике рисунка 10.2, получаемый сигнал всегда положителен.

Фильтр нижних частот сглаживает сигнал и формирует огибающую сигнала, как показано на последнем графике рисунка 10.2. При определении частоты среза фильтра всегда приходится искать компромисс. Если частота среза слишком мала, огибающая будет слишком медленно изменяющейся. Если же частота слишком велика, огибающая будет менее гладкой. Результирующий сигнал линейной огибающей потенциально может использоваться для проверки нарушений мускулатуры, в процессе реабилитации, для миоэлектрических протезов и т.д.

10.3. Миоэлектрическое управление

Огибающая сигнала ЭМГ, рассмотренная в разделе 10.2, используется для реализации алгоритма управления - открытия и закрытия зажима сервомеханизма. Сервомеханизм управляется встроенным ШИМ-усилителем.

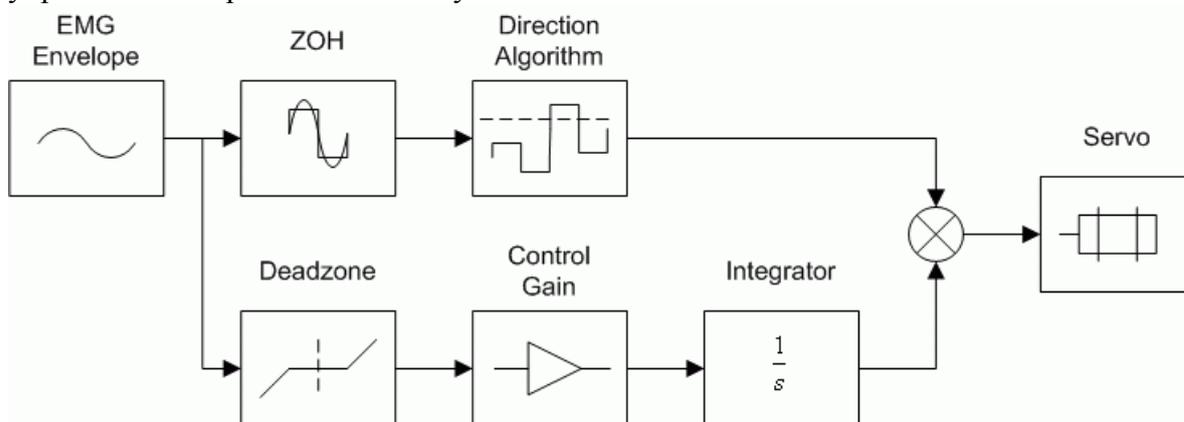


Рис. 10.4. Управляющий алгоритм сервопривода

EMG Envelope – огибающая ЭМГ-сигнала; ZOH – устройство фиксации уровня сигнала нулевого порядка; Direction Algorithm – алгоритм направления; Deadzone – зона нечувствительности; Control Gain – коэффициент усиления управляющего сигнала; Integrator – интегратор; Servo - механизм

Чтобы открывать и закрывать зажимы в разных положениях, задачно-ориентированная система управления состоит из двух частей: управления направлением и управления положением.

10.3.1. Управление направлением сервомеханизма

Алгоритм направления использует огибающую ЭМГ-сигнала для определения, когда открывать или закрывать зажимы, и показан в верхней части рисунка 10.4. Для изменения направления сервомеханизма, то есть с открытого на закрытое и наоборот, сигнал должен превысить заданное пороговое значение на определенное время. Так, когда мышца сокращается более обычного, должна срабатывать схема изменения направления.

Например, если сигнал превышает заданное пороговое значение 0.5 В в течении хотя бы 0.1 секунды, тогда направление движения сервомеханизма должно измениться.

Устройство фиксации нулевого порядка (ZOH) чаще всего используется для восстановления цифровых сигналов. Это устройство задерживает входной сигнал на заданное количество отсчетов, что описывается уравнением

$$y(t) = \begin{cases} u(t_i) & t - t_i < 0 \text{ and } t_i - t \leq 0 \\ u(t_k) & t_k - t \leq 0 \text{ and } t - t_{k+1} < 0 \end{cases}, \quad [10.1]$$

где t – текущее время симуляции, t_i – начальное время симуляции, а для $k = 0, 1, 2, \dots$ и периода дискретизации $ZOH = T_s$,

$$t_k = t_i + k T_s, \quad [10.2]$$

На рисунке 10.5 показано дискретизированная устройством ZOH огибающая ЭМГ при периоде дискретизации 0.1 секунды. Если сигнал ZOH превышает заданный порог, направление движения сервомеханизма меняется на противоположное.

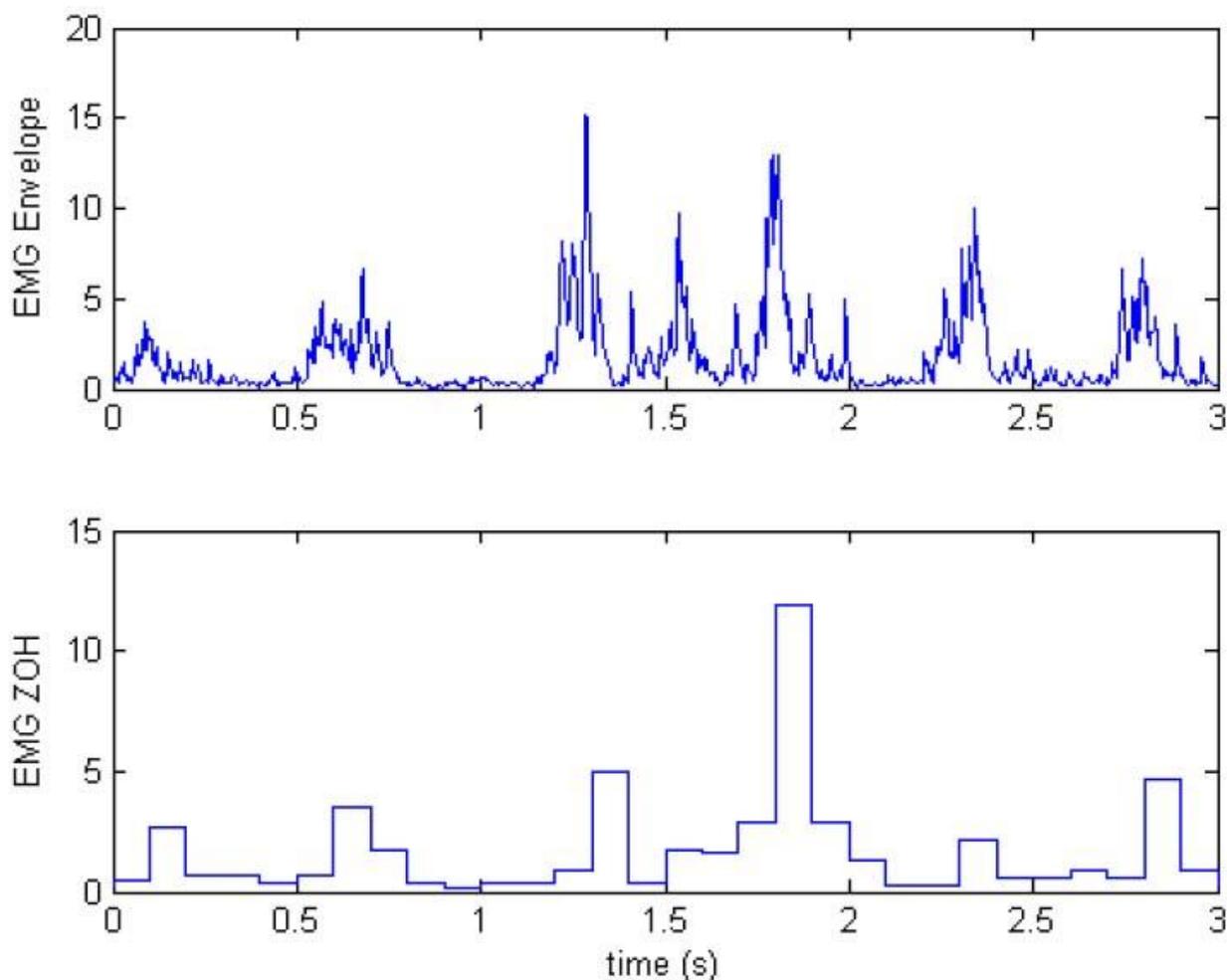


Рис. 10.5. Дискретизированная устройством ZOH огибающая ЭМГ

EMG Envelope – огибающая ЭМГ-сигнала; EMG ZOH – дискретизированная устройством ZOH огибающая ЭМГ

Тогда функция направления равна

$$dir = \begin{cases} 1 & \varepsilon < y_{env}(t) \\ -1 & y_{env}(t) \leq \varepsilon \end{cases}, \quad [10.3]$$

где ε - порог, а $y_{env}(t)$ - огибающая ЭМГ-сигнала.

10.3.2. Управление положением сервомеханизма

Положение сервомеханизма/зажима пропорционально напряжению, подаваемому на управляющий ШИМ-усилитель (то есть, обратной связи не требуется). Как показано на рисунке 10.4, для удаления небольших по амплитуде сигналов огибающей ЭМГ, которая может заставить сервомеханизм двигаться из-за незначительных сокращений мышц, используется зона нечувствительности. По сути, это предотвращает медленные движения сервомеханизма, когда мышцы находятся в состоянии покоя.

Как показано на рисунке 10.4, огибающая ЭМГ-сигнала усиливается с заданным коэффициентом усиления и передается через интегратор. Таким образом формируется напряжение, управляющее положением сервомеханизма. Коэффициент усиления необходимо настроить в соответствии с ЭМГ-сигналом. Пределы насыщения интегратора гарантируют, что зажим не откроется или не закроется при выходе за пределы. Команда напряжения для сервомеханизма может быть описана, как

$$u(t) = \begin{cases} V_{high} & V_{high} < u \\ V_{low} & u < V_{low} \\ \frac{dir k_i y_{env}(t)}{s} & otherwise \end{cases}, \quad [10.4]$$

где верхний предел насыщений интегратора равен V_{high} , нижний - V_{low} , интегральный коэффициент - k_i , огибающая ЭМГ-сигнала - $y_{env}(t)$, а функция dir определяется уравнением [10.3].

11. Литература

- [1] Murray, R.M., Åström, K.J., Boyd, S.P., Brockett, R.W., and Stein, G. Future directions in control in an information rich world. *IEEE Control Systems Magazine*, 2003, 23:2: pp 20—33.
- [2] Murray, R.W. (editor) *Control in an Information Rich World. Report of the Panel on Future Directions in Control, Dynamics and Systems.* SIAM 2003.
- [3] Dorf, R. C *Modern Control Systems (10th Edition)* Prentice Hall 19XX
- [4] Nise, N. S. *Control Systems Engineering.* Prentice Hall 19XX.
- [5] Franklin, G. F. Powell, D. J. and Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems.* Prentice Hall 19XX
- [6] Ogata, K. *Modern Control Engineering, 4th Edition*
- [7] Åström, K.J. and Östberg, A.-B. (1986) A teaching laboratory for process control, *IEEE Control Systems Magazine*, 1986, 6:5: pp 37—42.
- [8] Åström, K.J. and Lundh, M. (1992) Lund Control Program Combines Theory with Hands-On Experience, *IEEE Control Systems Magazine*, 12:3, pp 22—30.
- [9] Bristol, E.H. (1986) An industrial point of view on control teaching and theory. *IEEE Control Systems Magazine*, 1986, 6:1: pp 24—27.
- [10] Kheir, N.A., Åström, K.J., Auslander, D., Cheok, K.C., Franklin G.F., Masten, M., and Rabins, M. (1996) Control Systems Engineering Education, *Automatica*, 1996, 32:2, pp 147—166.
- [11] Åström, K.J. and Hagglund, T. *Advanced PID Control.* Instrument Society of America, 2005.
- [12] Wikipedia. Thermistor. <http://en.wikipedia.org/wiki/Thermistor>.
- [13] Agilent Technologies. *Practical Temperature Measurements (Application Note 290).* 2008.
- [14] Quanser. *QNET User Manual.*
- [15] William Sellers. *Introduction to EMG.*
- [16] University of Utah. *Electromyogram (EMG) Detector with Audiovisual Output.*