

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

Институт инноватики
Факультет инновационных технологий
Отделение кафедры ЮНЕСКО «Новые материалы и технологии»

КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

по дисциплине **«Информационные системы в мехатронике и робототехнике»**

по направлению 221000.68 «Мехатроника и робототехника»
Магистерская программа «Проектирование и исследование мультикоординатных
электромехатронных систем движения»

Содержание

Лекция 1. Теория управления.....	3
Лекция 2. Обратная связь.....	6
Лекция 3. Контур управления.....	7
Лекция 4. Регулирование.....	8
Лекция 5. Шаговый двигатель.....	16
Лекция 6. Система управления шаговым двигателем.....	19
Лекция 7. Современные контроллеры.....	25
Лекция 8. Широтно-импульсная модуляция.....	30
Лекция 9. Широтно-импульсная модуляция для управления ЭМД.....	33

Лекция 1. Теория управления.

Теория управления - наука о принципах и методах управления различными системами, процессами и объектами.

Основами теории управления являются кибернетика и теория информации.

Суть теории управления: на основе системного анализа составляется математическая модель объекта управления (ОУ), после чего синтезируется алгоритм управления (АУ) для получения желаемых характеристик протекания процесса или целей управления.

Данная область знаний хорошо развита и находит широкое применение в современной технике. В социально-экономических системах теория управления посвящена приемам и методам анализа, прогноза и возможностям регулирования деятельности различных общностей людей (мирового сообщества, региональных объединений, наций, общественно-хозяйственных групп). Теория управления, как любая наука, имеет свою методологию и методическое обеспечение. Однако в области естествознания и техники теория управления имеет гораздо больше успехов, чем в социально-экономической сфере, где, очевидно, действует ограничение, вытекающее из принципа — «система не может объяснить саму себя».

Первое самоуправяемое устройство было построено Ктезибием из Александрии (примерно в 250 году до н.э.). Его водяные часы использовали сифон как регулятор потока воды. До этого изобретения считалось, что только живые существа способны модифицировать свое поведение в ответ на изменения в окружающей среде.

Следующим шагом в развитии саморегулирующихся систем управления с обратной связью стали регулятор паровой машины Джеймса Уатта (1736—1819), и термостат Корнелиса Дреббеля (1572—1633).

Математическая теория устойчивых систем с обратной связью была разработана в XIX веке.

В связи с развитием паровых машин, потребовались регуляторы, которые могли бы автоматически поддерживать установившийся режим их работы. Универсальность математических методов, полученных в данной теории, перевела ее в область наук, занимающихся изучением абстрактных математических объектов, а не их конкретных технических реализаций.

Родоначальником непосредственно «**математической теории управления**» можно считать Александра Михайловича Ляпунова — автора классической теории устойчивости движения (1892)

Определение и задачи

Кибернетика установила, что управление присуще только системным объектам. Для них характерно понижение энтропии, направленность на упорядочение системы.

Процесс управления можно разделить на несколько этапов:

1. Сбор и обработка информации.
2. Анализ, систематизация, синтез.
3. Постановка на этой основе целей. Выбор метода управления, прогноз.
4. Внедрение выбранного метода управления.

5. Оценка эффективности выбранного метода управления (обратная связь).

Конечной целью теории управления является универсализация, а значит согласованность, оптимизация и наибольшая эффективность функционирования систем.

Методы управления

Методы управления, рассматриваемые теорией управления техническими системами и другими объектами, базируются на трёх фундаментальных принципах:

1. Принцип разомкнутого (программного) управления,
2. Принцип компенсации (управление по возмущениям) - такие системы управления применяются при ограниченном диапазоне изменений внешней среды, в зависимости от полноты информации о внешней среде системы управления по возмущениям могут обладать важным свойством: управление по возмущениям с полной информацией обеспечивает полную компенсацию воздействий внешней среды. Системы, в которых достигается полная компенсация, называются *инвариантными*. В них управляющее воздействие поступает в объект управления одновременно с воздействием внешней среды, нейтрализуя его. Однако в открытых системах предусмотреть все возможные возмущения затруднительно. Кроме того, функциональные зависимости между возмущающими и управляющими воздействиями могут быть неизвестны. Поэтому управление по возмущениям с неполной информацией приводит к накоплению ошибок.

3. Принцип обратной связи.

Управление можно разделить на два вида:

- стихийный: воздействие происходит в результате взаимодействия субъектов (синергетическое управление);
- сознательный: планомерное воздействия объекта (иерархическое управление).

При **иерархическом управлении** цель функционирования системы задается её надсистемой.

Примеры современных методов управления:

- Нелинейное управление
- Теория катастроф
- Адаптивное управление
- Построение оптимальных робастных регуляторов
- Игровые методы в управлении
- Интеллектуальное управление

Классификация

Имеются следующие наиболее общие подходы к теории управления:

- **Процессный** подход основывается на идее существования некоторых универсальных функций управления.

- **Системный** подход сложился на базе общей теории систем: система — это некая целостность, состоящая из взаимозависимых подсистем, каждая из которых вносит свой вклад в функционирование целого.

▪ **Ситуационный** подход рассматривает любую организацию как открытую систему, постоянно взаимодействующую с внешней средой, следовательно, и главные причины того, что происходит внутри организации, следует искать вне её, то есть в той ситуации, в которой она реально функционирует.

▪ **Универсальный** подход сложился на базе научной школы Универсологии, теории Универсального управления, теории переходных процессов, теории относительности сознания, и рассматривает любую систему в совокупности ее вертикальных и горизонтальных связей.

▪ **Субстратный** подход, основанный на структурной оптимизации стратегии и принимаемых решений посредством выявления субстратов (ключевых моментов эффективности) в значимых классах информационного контекста управленческой ситуации. Процесс построения такой структурно-субстратно-оптимальной стратегии называют структурной оптимизацией.

Литература

▪ *Михайлов В. С.* Теория управления. — Киев: Выща школа, Головное издательство, 1988.

▪ *Бесекерский, В. А., Попов, Е. П.* Теория систем автоматического регулирования. — СПб.: Профессия, 2004. — 749 с. ISBN 5-93913-035-6.

▪ *Мирошник, И. В., Никифоров, В. О., Фрадков, А. Л.* Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. — СПб.: Наука, 2000. — 548 с. — (Сер.: Анализ и синтез нелинейных систем).

▪ *Тюкин И. Ю., Терехов В. А., Адаптация в нелинейных динамических системах*, (Серия: Синергетика: от прошлого к будущему), Санкт-Петербург: ЛКИ, 2008. — 384 с. ISBN 978-5-382-00487-7

▪ *Новиков Д. А.* Теория управления организационными системами. 2-е изд. — М.: Физматлит, 2007. — 584 с.

▪ *Румянцев А. А.* Эффективное управление: принятие обоснованных и оптимальных решений, интеллект и логика. — ООО «Контраст», Краматорск, 2003 год. — С. 32.

▪ *Философия управления обществом, провинцией, фирмой в этнокультурном и реформационном аспектах в теории и методологии субстратного подхода / Отв. ред. А. А. Гагаев, А. А. Румянцев.* — Саранск, 2009 год. — С. 79,324,340,366. — 696 с. — 150 экз. — ISBN 978-5-98344-094-4

Лекция 2. Обратная связь.

Обратная связь в [технике](#) — это процесс, приводящий к тому, что результат функционирования какой-либо системы влияет на параметры, от которых зависит функционирование этой системы. Другими словами, на вход системы подаётся сигнал, [пропорциональный](#) её выходному сигналу (или, в общем случае, являющийся [функцией](#) этого сигнала). Часто это делается преднамеренно, чтобы повлиять на динамику функционирования системы.

Различают [положительную](#) и [отрицательную](#) обратную связь. Отрицательная обратная связь изменяет входной сигнал таким образом, чтобы противодействовать изменению выходного сигнала. Это делает систему более устойчивой к случайному изменению параметров. Положительная обратная связь, наоборот, усиливает изменение выходного сигнала. Системы с сильной положительной обратной связью проявляют тенденцию к неустойчивости, в них могут возникать незатухающие [колебания](#), т.е. система становится генератором.

Обратная связь в музыке

Эффект обратной связи нашёл прикладное применение в [рок-музыке](#). Взаимовлияние [усилителя](#) и [электрогитары](#) использовалось многими музыкантами-новаторами. Такие гитаристы, как [Линк Рэй](#), [Сид Баррет](#), [Джимми Хендрикс](#), [Пит Тауншенд](#), [Курт Кобейн](#), [Том Йорк](#) весьма известны своим умением использовать «feedback» — «фидбэк» (обратную связь) при исполнении своих песен.

Обратная связь в кибернетике - это наличие схемных циклов в неизменяемой части машины, и условных инструкций в её изменяемой части. Обратная связь выделяет особый класс [автоматов](#), которые участвуют в определённом виде научных экспериментов, или применяются на практике.

Понятие обратной связи

Понятие обратной связи, можно сказать, сформировало науку о кибернетике. Необходимость в использовании обратной связи появилась когда стали очевидны ограничения при решении различного вида нелинейных задач. И для их решения [Норберт Винер](#) предложил особого вида подход к решению. Надо отметить, что до этого подобные задачи решались только аналитическими методами. В своей книге [Норберт Винер](#) “Нелинейные задачи в теории случайных процессов” попробовал изложить данный подход, который впоследствии был развит и вылился в целую науку "[Кибернетику](#)".

Основой этого подхода была следующая постановка эксперимента. Задача анализа нелинейной электрической цепи состоит в определении коэффициентов некоторых многочленов усреднением по параметрам входного сигнала. Для постановки эксперимента нужен чёрный ящик, изображающий ещё не проанализированную нелинейную систему. Кроме него есть белые ящики - некоторые тела известной структуры, которые изображают разные члены искомого разложения. Вводится один и тот же случайный шум в чёрный ящик и в данный белый ящик.

Необходимо ещё перемножающее устройство, которое бы находило произведение выходов чёрного и белого ящиков, и в усредняющем устройстве, которое может быть основано на том, что разность потенциалов конденсатора пропорциональна его заряду и, следовательно, интегралу по времени от тока, текущего через конденсатор.

Можно не только определить один за другим коэффициенты каждого белого ящика, входящего слагаемым в эквивалентное представление чёрного ящика, но и определить их все одновременно. Можно даже при помощи соответствующих схем *обратной связи* заставить каждый белый ящик автоматически настраиваться на уровень, соответствующий коэффициенту этого белого ящика в разложении чёрного ящика. Это позволяет нам построить сложный белый ящик, который, будучи соединён надлежащим образом с чёрным ящиком и получая тот же самый случайный входной сигнал, автоматически превратится в операционный эквивалент чёрного ящика, хотя его внутреннее строение может быть весьма отличным.

Именно благодаря такой полезности в эксперименте, где белый ящик соединённый обратной связью с чёрным ящиком, при настройке позволяет найти информацию, заключённую в чёрном ящике позволил говорить о кибернетике как о науке. Это позволило говорить о понятии обратной связи на более точном и формальном уровне. Само же понятие обратной связи было давно известно в технике и биологии, но оно носило описательный характер. В Кибернетике обратная связь позволяет выделить специальный вид систем и в зависимости от её вида классифицировать изучаемые системы.

Лекция 3. Контуры управления.

КОНТУР УПРАВЛЕНИЯ - Замкнутая цепь звеньев системы управления, в которой посредством прямой и обратной связи соединены субъект и объект управления. В контуре управления реализуется процесс управления как циклически повторяемая смена фаз: а) получения субъектом управления информации (о внешней среде и о состоянии, в котором находится объект управления); б) преобразования полученной информации в принимаемое решение, определяющее меры управляющего воздействия; в) передачи решения на исполнение - оказание воздействия. Чем сложнее управляемый объект, тем из большего числа контуров управления состоит система управления. При этом число контуров устанавливается по числу обратных связей, а число и состав выполняемых функций управления строго можно установить по выделенным контурам.

Контур положения выполнен по принципам комбинированного управления.

Контур положения настраивается на технический (модульный) оптимум, и регулятор положения принимается пропорциональным с линейной характеристикой. Его коэффициент усиления выбирается исходя из начальной скорости позиционирования и допустимого замедления электропривода.

Оценим условия настройки *контуров положения* и скорости, при которых взаимосвязи систем будут слабыми. Примем, что контуры положения, скорости и тока в двух сепаратных системах оптимизированы одинаково и соответствующие им малые некомпенсируемые постоянные времени контуров также одинаковы.

Лекция 4. Регулирование.

Простейшая система автоматического регулирования с обратной связью показана на рис. 5.34. В ней блок R называют регулятором (от слова Regulator), P - объектом регулирования (от слова Process), r - управляющим воздействием или уставкой (reference), e - *сигналом рассогласования* или *ошибкой* (error), u - выходной величиной регулятора, y - регулируемой величиной.

Если выходная переменная u регулятора описывается выражением

$$u(t) = Ke(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}$$

где t - время; K, T_i, T_d - пропорциональный коэффициент (безразмерный), постоянная интегрирования (размерность времени) и постоянная дифференцирования (размерность времени) регулятора, то такой регулятор называют ПИД-регулятором.

В частном случае пропорциональная, интегральная или дифференциальная компоненты могут отсутствовать и такие упрощенные регуляторы называют П, И или ПИ регуляторами.

Распространены также следующие модификации выражения (5.36):

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

$$u(t) = Ke(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}$$



Рис. 5.34. ПИД-регулятор в системе с обратной связью

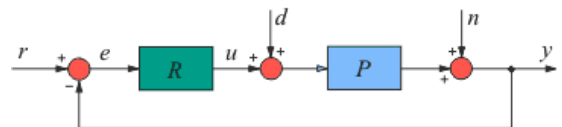


Рис. 5.35. ПИД-регулятор в системе с шумом n и внешними возмущениями d

Между параметрами выражений (5.36) - (5.38) существует простая связь. Однако отсутствие общепринятой системы параметров часто приводит к путанице. Это нужно помнить при замене одного ПИД контроллера на другой, при задании его параметров или использовании программ настройки параметров. Мы будем пользоваться выражением (5.36).

Следует подчеркнуть, что входом объекта управления на всех рисунках является выход регулятора, т.е. величина u , которая в соответствии с (5.36)-(5.38) и [рис. 5.34](#) имеет ту же размерность, что и рассогласование e , выходная величина y и уставка r . Т.е., если объект управляется, например, ШИМ-регулятором, током, или частотой вращения вала, во всех этих случаях управляющей величиной является u , а в модель объекта управления P следует ввести преобразователь величины u в ширину импульса ШИМ-регулятора, в ток или в частоту вращения вала соответственно. Это надо учитывать также при задании входного воздействия в экспериментах для настройки регулятора (см. раздел "[Расчет параметров](#)"). Таким воздействием во всех случаях должна быть величина u (выходная величина регулятора).

Используя преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях $u(0)=0$, выражение (5.36) можно представить в операторной форме:

$$u(s) = \left(K + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) r(s)$$

Таким образом, передаточная функция ПИД-регулятора имеет вид

$$K(s) = K \left(1 + \frac{1}{KT_i s} + \frac{T_d}{K} s \right)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристика передаточной функции (5.40) при параметрах $T_i=1$ с, $T_d=1$ с, $K=10$ показаны на [рис. 5.36](#). Переходная характеристика ПИД-регулятора (реакция на единичный скачок) представляет собой

сумму постоянной составляющей K , прямой линии $\frac{1}{T_i}t$, полученной при интегрировании единичного скачка и дельта-функции Дирака $T_d \delta(t)$, полученной при дифференцировании единичного скачка.

Из [рис. 5.34](#) следует, что

$$y(s) = \frac{P(s)R(s)}{1+P(s)R(s)} r(s), \quad \text{или} \quad G_{cl}(s) = \frac{P(s)R(s)}{1+P(s)R(s)}$$

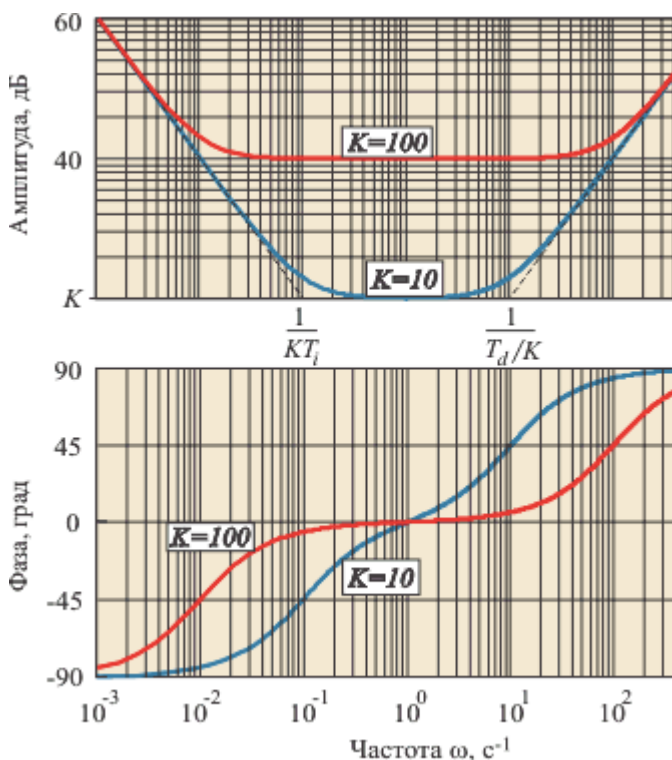


Рис. 5.36. АЧХ и ФЧХ ПИД-регулятора при $T_i=1$ с, $T_d=1$ с, $K=10$ и $K=100$

где $G_{cl}(s) = y(s)/r(s)$ - передаточная функция замкнутой системы.

На систему автоматического регулирования могут воздействовать **внешние возмущения** $d = d(s)$ и **шум измерений** $n = n(s)$ ([рис. 5.35](#)). Внешние возмущения (влияние нагрузки, изменение температуры окружающей среды, ветер, течение воды и

т.п.) обычно распределены пространственно по объекту, однако для упрощения анализа их моделируют сосредоточенным источником $d(s)$, приложенным к входу или источником $d(s)P(s)$, приложенным к выходу объекта. Источник шума $n(s)$ моделирует погрешность измерений выходной переменной y , погрешность датчика, а также помехи (см. [Денисенко]), воздействующие на канал передачи сигнала с выхода системы на ее вход.

С учетом возмущающих воздействий и шума уравнение системы автоматического управления примет вид

$$y(s) = \frac{P(s)R(s)}{1+P(s)R(s)}r(s) + \frac{1}{1+P(s)R(s)}n(s) + \frac{P(s)}{1+P(s)R(s)} \quad (5.42)$$

Рассмотрим теперь несколько частных случаев.

П-регулятор

Пусть интегральная и дифференциальная компоненты отсутствуют, т.е. $T_d = 0, T_i = \infty$. Тогда из (5.40) получим $R(s) = K$ и (5.42) можно преобразовать к виду

$$y(s) = \frac{P(s)K}{1+P(s)K}r(s) + \frac{1}{1+P(s)K}n(s) + \frac{P(s)}{1+P(s)K} \quad (5.43)$$

В установившемся режиме, при $t \rightarrow \infty$ или $s = j\omega \rightarrow j0$ передаточная функция процесса $P(s)$ равна коэффициенту передачи K_p . При этом выражение (5.43) преобразуется к виду

$$y = \frac{K_p K}{1+K_p K}r + \frac{1}{1+K_p K}n + \frac{K_p}{1+K_p} \quad (5.44)$$

Как следует из полученной формулы, влияние возмущений d снижается с ростом петлевого усиления $K_p K$ и при $K_p K \gg 1$ обратно пропорционально коэффициенту регулятора K . Однако проблема устойчивости не позволяет выбрать K как угодно большим.

Влияние помехи n также уменьшается с ростом петлевого усиления и пропорционального коэффициента регулятора. Дополнительно влияние помехи можно уменьшить применением экранирования, правильного заземления, витых пар, уменьшением длины проводников в цепи обратной связи и др., см. [Денисенко]).

При пренебрежимо малых помехах и внешних возмущениях погрешность П-регулятора Φ , как следует из (5.44), определяется величиной пропорционального коэффициента усиления:

$$\Phi = r - \frac{K_p K}{1+K_p K}r = \frac{1}{1+K_p K}r$$

Эта погрешность обычно не может быть сделана как угодно малой путем увеличения усиления K регулятора, поскольку с ростом K сначала падает запас по фазе и усилению системы с обратной связью, что ухудшает ее робастность и качество регулирования, затем возникают периодические колебания (система теряет устойчивость), см. [рис. 5.37](#). Поэтому в П-регуляторах для снижения погрешности используют метод компенсации. Для этого к входу объекта регулирования P

прикладывают компенсирующее воздействие u_b , которое аддитивно добавляется к возмущению d , чтобы суммарное воздействие возмущения и компенсирующего воздействия d' стало равно $d' = d + u_b$. Отметим, что при изменении значения уставки компенсацию нужно выполнить заново, поскольку погрешность (5.45) пропорциональна r (т.е. является мультипликативной), а компенсация в виде $d' = d + u_b$ является аддитивной (не зависит от r).

Скомпенсировать погрешность можно также с помощью коррекции величины r . Для этого управляющее воздействие после коррекции (обозначим его r'), как следует из (5.44) и (5.45), должно иметь вид

$$r' = \frac{1 - K_p K}{K_p K} r$$

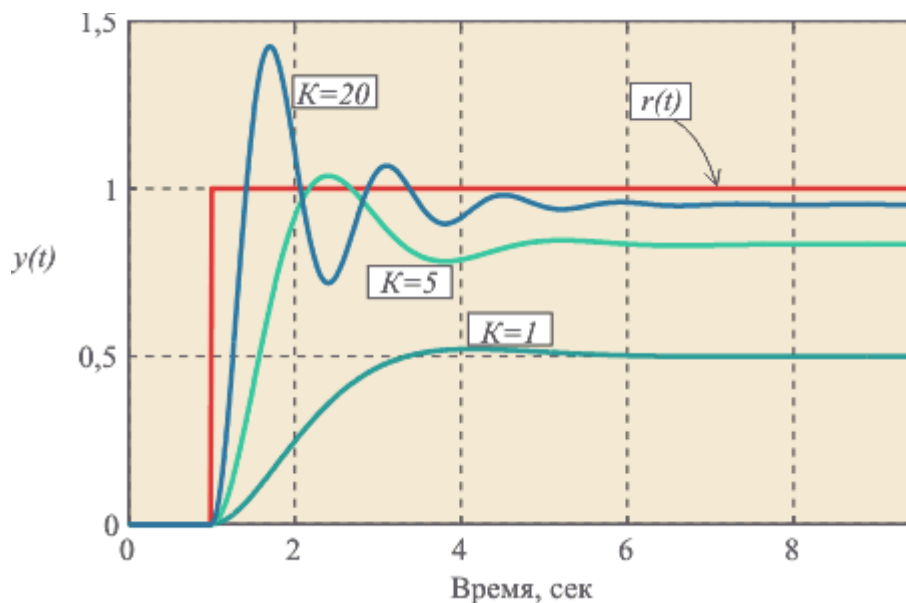


Рис. 5.37. Изменение переменной $y(t)$ во времени при подаче единичного скачка $r(t)$ на вход системы при разных K

Переходный процесс в контуре с П-регулятором при $K_p = 1$ и разных K показан на [рис. 5.37](#). При малых K система имеет малое перерегулирование, но большую статическую погрешность (50%). С ростом K погрешность уменьшается, но возрастает перерегулирование.

Объясняется поведение П-регулятора следующим образом. С ростом усиления вся АЧХ разомкнутой системы (АЧХ петлевого усиления $K_P(s)$, [рис. 5.19](#)) сдвигается вверх, в том числе возрастает усиление на частоте ω_{180} , где фазовый сдвиг в контуре с обратной связью равен 180° . Это приводит к уменьшению запаса по фазе и усилению, возрастает колебательность и перерегулирование. Если петлевое усиление на частоте ω_{180} достигает 1, в системе устанавливаются незатухающие колебания. Подробнее описание этого процесса см. в разделе ["Частотная идентификация в режиме релейного регулирования"](#)

И-регулятор

Рассмотрим теперь случай, когда в ПИД-регуляторе остается только интегральный член, т.е. $K = \infty$ и $T_d = 0$. Из (5.39) получим

$$W(s) = \frac{1}{T_i s}$$

Модуль и аргумент передаточной функции (5.47) равны

$$|R(\omega)| = \frac{1}{\omega T_i}, \quad \text{Arg}[R(\omega)] = -\frac{\pi}{2}$$

АЧХ И-регулятора в логарифмическом масштабе представляет собой прямую линию с наклоном -20дБ/дек во всем диапазоне частот, от 0 до ∞ , которая пересекает ось частот (проведенную при $\lg|R(\omega)|=0$) в точке $1/T_i$. ФЧХ представляет собой горизонтальную линию с ординатой -90° .

На низких частотах, при $\omega < 1/T_i$, коэффициент передачи регулятора (5.48) больше единицы и стремится к бесконечности при $\omega \rightarrow 0$. Поскольку случаю $\omega \rightarrow 0$ во временной области соответствует $t \rightarrow \infty$, или установившийся (равновесный)

режим $\frac{dy(t)}{dt} = 0$ для асимптотически устойчивых систем, то передаточная функция любого устойчивого объекта (за исключением объектов с интегрирующими процессами, см. раздел "[Модели интегрирующих процессов](#)") при $t \rightarrow \infty$ будет равна статическому коэффициенту передачи K_P . Поэтому, подставляя в (5.42) $P(s) = K_P$ и $R(s) \rightarrow \infty$, получим для системы с И-регулятором

$$y = r$$

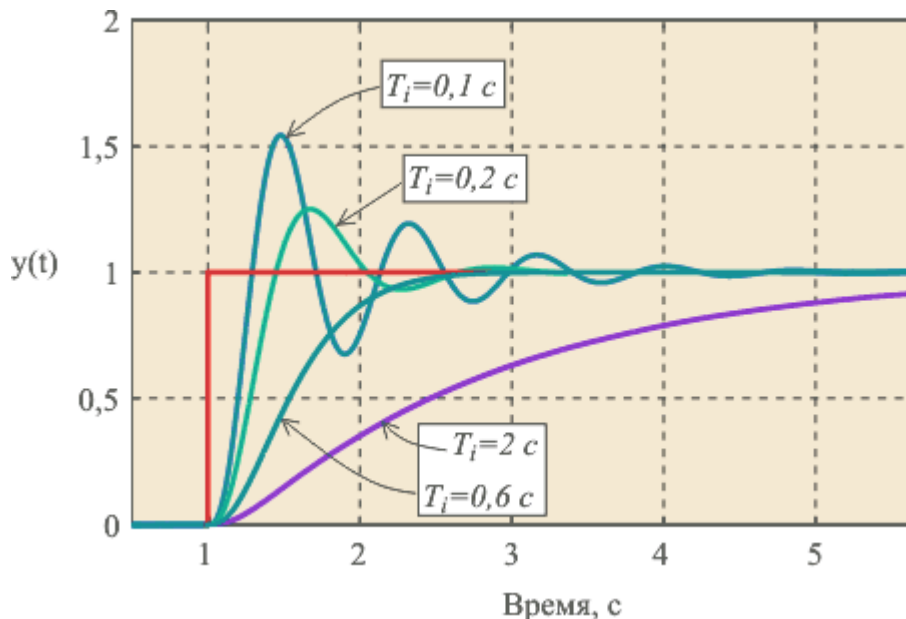


Рис. 5.38. Реакция на скачок $r(t)$ замкнутой системы с объектом 2-го порядка (5.50) с И-регулятором при $T = 3,1\text{ с}$ и разных T_i

Это означает, что система с И-регулятором не имеет ошибок в установившемся режиме.

Отметим аналогию между И-регулятором и операционным усилителем.

Операционный усилитель (ОУ) имеет передаточную функцию вида $\frac{K_P}{1 + j\omega T_0}$, параметры

которой для типовых микросхем ОУ равны $K_v = 10^6$, $\omega = 2\pi 10^6 \text{ c}^{-1}$. Поэтому практически во всем рабочем диапазоне частот $\omega T_0 \gg 1$ и передаточная функция ОУ описывается

упрощенным выражением $\frac{1}{j\omega(T_0/K_F)}$, т.е. совпадает с передаточной функцией И-регулятора. Схемы включения ОУ также подобны структурам систем управления с И-регулятором.

На [рис. 5.38](#) показаны переходные характеристики замкнутой системы с И-регулятором и объектом второго порядка вида

$$W(s) = \frac{1}{(1+sT)^2}, \text{ где } T = 0,1 \text{ c}.$$

При больших постоянных интегрирования T_i переходная характеристика имеет вид, сходный с характеристикой апериодического звена. С уменьшением T_i растет усиление регулятора в соответствии с (5.48) и когда на частоте ω_{180} петлевое усиление контура с обратной связью приближается к 1, в системе появляются колебания ([рис. 5.38](#), кривая $T_i = 0,1 \text{ c}$).

Вторым фактором, влияющим на устойчивость замкнутой системы, является дополнительный сдвиг фаз величиной -90° , вносимый И-регулятором в контур регулирования. Поэтому объект 1-го порядка с малой транспортной задержкой, или объект 2-го порядка, устойчивый в контуре с П-регулятором, может потерять устойчивость в контуре с И-регулятором.

ПИ-регулятор

В ПИ-регуляторе только постоянная дифференцирования равна нулю, $T_d = 0$:

$$K(s) = K + \frac{1}{T_i s} \quad (5.51)$$

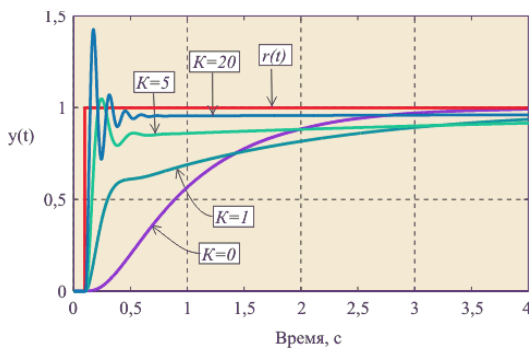


Рис. 5.39. Реакция замкнутой системы с ПИ регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 1 \text{ c}$ для объекта вида (5.50) при $T = 0,1 \text{ c}$

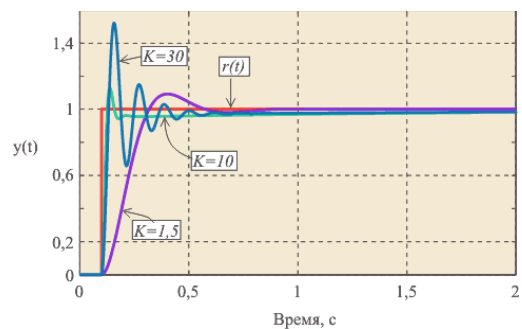


Рис. 5.40. Реакция замкнутой системы с ПИ регулятором на скачок $r(t)$ при $T_i = 0,1 \text{ c}$ для объекта вида (5.50) при $T = 0,1 \text{ c}$

АЧХ ПИ-регулятора можно получить из [рис. 5.36](#), если отбросить правую ветвь АЧХ с наклоном $+20 \text{ дБ/дек}$. При этом сдвиг фаз на частотах выше 1 Гц (на [рис. 5.36](#)) не превысит уровень 0° . Таким образом, ПИ-регулятор имеет два существенных положительных отличия от И-регулятора: во-первых, его усиление на всех частотах не

может стать меньше K , следовательно, увеличивается динамическая точность регулирования, во-вторых, по сравнению с И-регулятором, он вносит дополнительный сдвиг фаз только в области низких частот, что увеличивает запас устойчивости замкнутой системы. Оба фактора дают дополнительные степени свободы для оптимизации качества регулирования. В то же время, как и в И-регуляторе, модуль коэффициента передачи регулятора с уменьшением частоты стремится к бесконечности, обеспечивая тем самым нулевую ошибку в установившемся режиме. Отсутствие сдвига фаз на высоких частотах позволяет увеличить скорость нарастания управляемой переменной (по сравнению с И-регулятором) без снижения запаса устойчивости. Однако это справедливо до тех пор, пока пропорциональный коэффициент K не станет настолько большой, что увеличит усиление контура до единицы на частоте ω_{180} .

Переходный процесс в ПИ-регуляторе при разных сочетаниях T_i и K показан на рис. 5.39, рис. 5.40. При $K=0$ (рис. 5.39) получаем И-регулятор. С ростом пропорционального коэффициента K появляется дополнительная ошибка во время переходного процесса (см. также рис. 5.37 и (5.45)), которая уменьшается с ростом K , однако при этом снижается запас устойчивости системы, поскольку с ростом K увеличивается усиление на частоте ω_{180} . Это приводит к появлению затухающих колебаний в начале переходного процесса (рис. 5.39). Когда величина K становится достаточно большой для компенсации ослабления сигнала в объекте на частоте ω_{180} , в системе появляются незатухающие колебания.

Следует отметить, что в отличие от П-регулятора, в котором ошибка остается в установившемся режиме, наличие интегрального члена в ПИ-регуляторе сводит эту ошибку в идеальном регуляторе до нуля, как в И-регуляторе. Выражение для ошибки ПИ-регулятора можно получить, подставив (5.51) в (5.41) и вычтя из полученного выражения $r(s)$:

$$\Phi(s) = \frac{sT_i}{sT_i + sKT_iP(s) + P(s)} r(s)$$

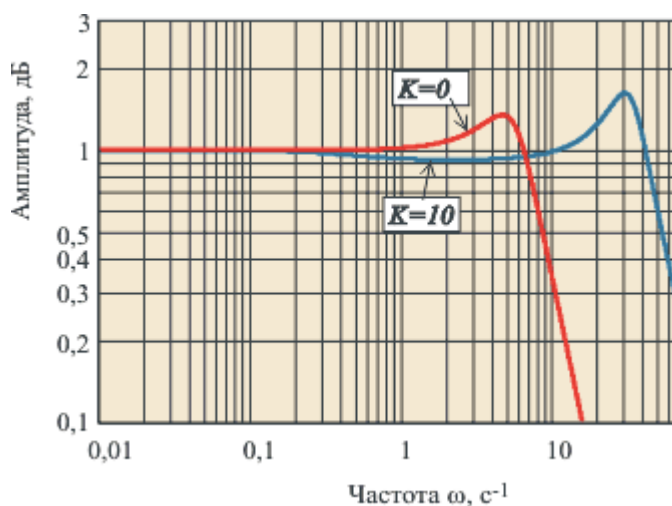


Рис. 5.41. АЧХ замкнутого контура с ПИ-регулятором при $T_i = 0,2 \text{ с}$ для объекта вида (5.50) при $T = 0,1 \text{ с}$

Как видим, при $s \rightarrow 0$, т.е. в установившемся режиме, ошибка $\Phi(s) \rightarrow 0$.

Однако появление пропорционального коэффициента приводит к затягиванию переходного процесса по сравнению с И-регулятором при тех же T_i и T , (рис. 5.39). Объясняется это тем, что в ПИ-регуляторе сигнал ошибки $e(t)$, поступающий на вход интегратора, меньше, чем в И-регуляторе (он уменьшается благодаря пропорциональному коэффициенту), поэтому сигнал, компенсирующий ошибку нарастает медленнее, чем в И-регуляторе. В частотной области этот процесс можно объяснить тем, что с ростом K полюс $1/KT_i$ передаточной функции смещается влево (рис. 5.36), т.е. расширяется область частот, в которой интегральная составляющая пренебрежимо мала и ПИ-регулятор вырождается в чистый П-регулятор, для которого характерна статическая ошибка. В АЧХ замкнутой системы с большим K (рис. 5.41) появляется погрешность (уменьшение амплитуды выходного сигнала) в диапазоне частот выше $1/KT_i$. С ростом K эта частота сдвигается влево, что во временной области соответствует затягиванию процесса установления.

ПД-регулятор

Если в уравнении ПИД-регулятора положить $T_i = \infty$, получим уравнение регулятора без интегрального члена (ПД-регулятор):

$$R(s) = K + T_d s = K \left(1 + \frac{T_d}{K} s \right),$$

откуда следует, что на высоких частотах (в начале переходного процесса) ПД-регулятор имеет высокое усиление и, следовательно, точность, а в установившемся режиме (при $s \rightarrow 0$) он вырождается в П-регулятор со свойственной ему статической ошибкой. Если статическую ошибку скомпенсировать, как это делается в П-регуляторах, то возрастет ошибка в начале переходного процесса. Таким образом, ПД-регулятор по своим потребительским свойствам оказывается хуже П-регулятора, поэтому на практике он используется крайне редко. П-регулятор имеет только одно положительное свойство: он вносит в контур регулирования положительный фазовый сдвиг (рис. 5.36), что повышает запас устойчивости системы при малых T_d . Однако с увеличением T_d растет усиление регулятора на высоких частотах, и, когда петлевое усиление контура регулирования достигает единицы на частоте ω_{180} , система переходит в режим автоколебаний.

ПИД-регулятор

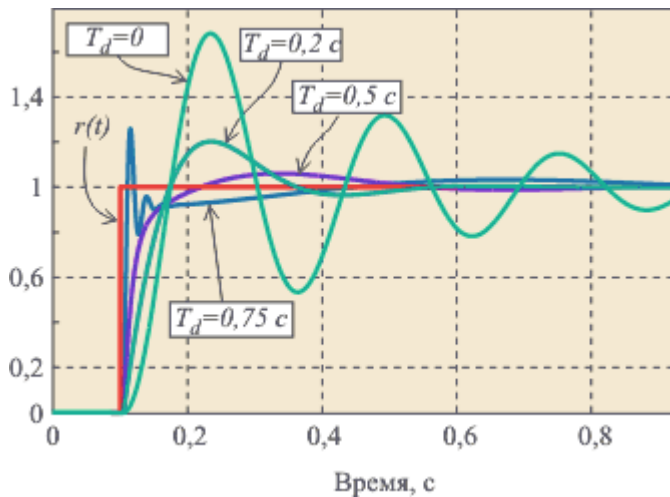


Рис. 5.42. Реакция замкнутой системы с ПИД регулятором на скачок $r(t)$ при $T_I = 0,015 \text{ с}$, $K = 6$ для объекта вида (5.50) при $T = 0,1 \text{ с}$

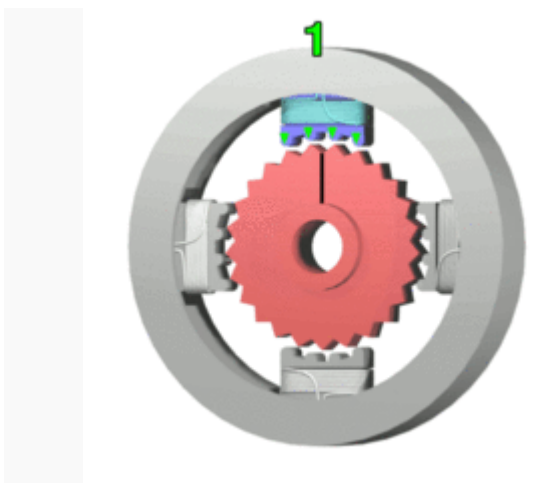
ПИД-регулятор (5.40) можно получить добавлением дифференциального члена к ПИ-регулятору. Поэтому на ПИД-регулятор переносятся все свойства ПИ-регулятора и добавляются новые. Дифференциальный член, как следует из [рис. 5.36](#), вносит положительный фазовый сдвиг до 90° на частотах выше K/T_d . Это позволяет обеспечить устойчивость или улучшить качество регулирования системы в случаях, когда это невозможно сделать с помощью ПИ-регулятора.

На [рис. 5.42](#) показано влияние постоянной дифференцирования на форму отклика замкнутой системы на скачок $r(t)$. Уменьшение амплитуды колебаний и увеличение коэффициента затухания с ростом постоянной дифференцирования T_d объясняется тем, что благодаря положительному наклону АЧХ в области $\omega > K/T_d$ (см. [рис. 5.36](#)) уменьшается сдвиг фаз в контуре регулирования.

Дальнейшее увеличение постоянной дифференцирования (т.е. снижение частоты $\omega = K/T_d$) приводит к росту усиления ПИД-регулятора на высоких частотах, при $\omega > K/T_d$ ([рис. 5.36](#)). Поскольку фазовый сдвиг $\varphi = L\omega$, связанный с транспортной задержкой L (см. раздел "[Модели объектов управления](#)"), неограниченно увеличивается с ростом частоты, то при увеличении усиления в связи с ростом T_d всегда наступает момент, когда петлевое усиление системы на частоте фазового сдвига 180° превысит единицу. При этом на переходной характеристике замкнутой системы сначала появляются затухающие колебания (кривая $T_d = 0,75 \text{ с}$), затем, при дальнейшем увеличении T_d , система переходит в колебательный режим.

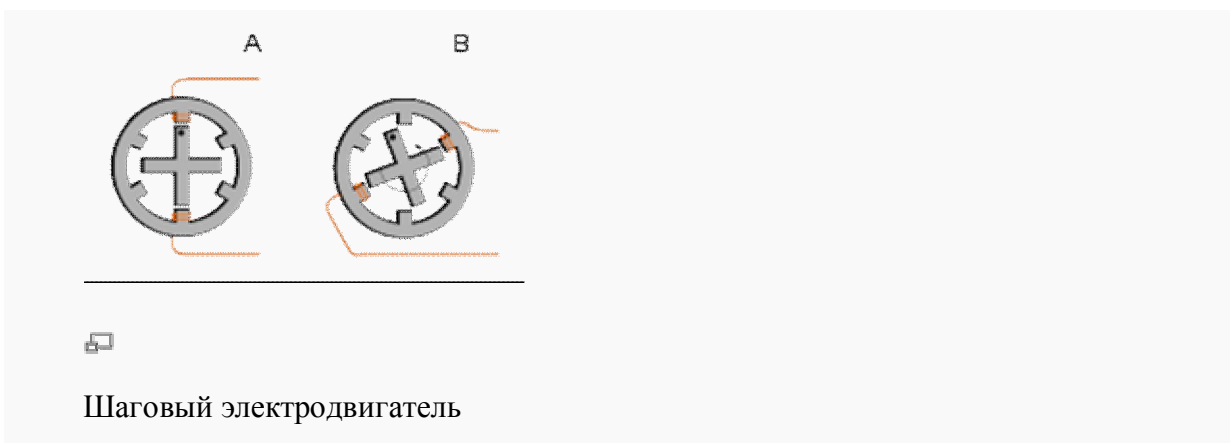
Лекция 5. Шаговый двигатель.

Шаговый электродвигатель — это синхронный бесщёточный [электродвигатель](#) с несколькими обмотками, в котором ток, подаваемый в одну из обмоток [статора](#), вызывает фиксацию ротора. Последовательная активация обмоток двигателя вызывает дискретные угловые перемещения (шаги) [ротора](#).



Принцип работы шагового электродвигателя

Описание



Шаговый электродвигатель

Конструктивно шаговые электродвигатели состоят из статора, на котором расположены обмотки возбуждения, и ротора, выполненного из магнито-мягкого (ферромагнитного) материала или из магнито-твёрдого (магнитного) материала. Шаговые двигатели с магнитным ротором позволяют получать бóльший крутящий момент и обеспечивают фиксацию ротора при обесточенных обмотках.

Гибридные двигатели сочетают в себе лучшие черты двигателей с переменным магнитным сопротивлением и двигателей с постоянными магнитами.

Статор гибридного двигателя также имеет зубцы, обеспечивая большое количество эквивалентных полюсов, в отличие от основных полюсов, на которых расположены обмотки. Обычно используются 4 основных полюса для 3.6 град. двигателей и 8 основных полюсов для 1.8 — 0.9 град. двигателей. Зубцы ротора обеспечивают меньшее сопротивление магнитной цепи в определенных положениях ротора, что улучшает статический и динамический момент. Это обеспечивается соответствующим расположением зубцов, когда часть зубцов ротора находится строго напротив зубцов статора, а часть между ними.

Ротор гибридного двигателя имеет зубцы, расположенные в осевом направлении. Ротор разделен на две части, между которыми расположен цилиндрический постоянный магнит. Таким образом, зубцы верхней половинки ротора являются северными полюсами, а зубцы нижней половинки — южными. Кроме того, верхняя и нижняя

половинки ротора повернуты друг относительно друга на половину угла шага зубцов. Число пар полюсов ротора равно количеству зубцов на одной из его половинок. Зубчатые полюсные наконечники ротора, как и статор, набраны из отдельных пластин для уменьшения потерь на вихревые токи.



Шаговый электродвигатель NEMA 23

Использование

В машиностроении наибольшее распространение получили высокомоментные двухфазные гибридные шаговые [электродвигатели](#) с угловым перемещением $1,8^\circ/\text{шаг}$ (200 шагов/оборот) или $0,9^\circ/\text{шаг}$ (400 шаг/об). Точность выставления шага определяется качеством механической обработки [ротора](#) и [статора электродвигателя](#). Производители современных шаговых электродвигателей гарантируют точность выставления шага без нагрузки до 5 % от величины шага.

Дискретность шага создаёт существенные вибрации, которые в ряде случаев могут приводить к снижению [крутящего момента](#) и возбуждению механических [резонансов](#) в системе. Уровень вибраций удаётся снизить при использовании режима дробления шага или при увеличении количества [фаз](#).

Режим дробления шага (микрошаг) реализуется при независимом управлении током обмоток шагового электродвигателя. Управляя соотношением токов в обмотках можно зафиксировать ротор в промежуточном положении между шагами. Таким образом можно повысить плавность вращения ротора и добиться высокой точности позиционирования. Качество изготовления современных шаговых двигателей позволяет повысить точность позиционирования в 10-20 раз.

Шаговые двигатели стандартизованы по посадочным размерам и размеру фланца: NEMA 17, NEMA 23, NEMA 34, ... — размер [фланца](#) 42 мм, 57 мм, 86 мм, 110 мм соответственно. Шаговые электродвигатели NEMA 23 могут создавать крутящий момент до 30 кгс*см, NEMA 34 до 120 кгс*см и до 210кгс*см для двигателей с фланцем 110 мм.



Шаговый электродвигатель с интегрированным контроллером

Шаговые двигатели создают сравнительно высокий момент при низких скоростях вращения. Момент существенно падает при увеличении скорости вращения. Однако, динамические характеристики двигателя могут быть существенно улучшены при использовании драйверов со стабилизацией тока на основе [ШИМ](#).

Шаговые электродвигатели применяются в приводах машин и механизмов, работающих в старт-стопном режиме, или в приводах непрерывного движения, где управляющее воздействие задаётся последовательностью электрических импульсов, например, в станках с [ЧПУ](#). В отличие от [сервоприводов](#), шаговые приводы позволяют получать точное позиционирование без использования обратной связи от датчиков углового положения.

Датчик поворота

Шаговые двигатели с постоянными магнитами могут использоваться в качестве датчиков угла поворота благодаря возникновению ЭДС на обмотках при вращении ротора.

Преимущества

Главное преимущество шаговых приводов - точность. При подаче потенциалов на обмотки шаговый двигатель повернется строго на определенный угол. К приятным моментам можно отнести стоимость шаговых приводов, в среднем в 1,5-2 раза дешевле [сервоприводов](#). Шаговый привод, как недорогая альтернатива [сервоприводу](#), наилучшим образом подходит для автоматизации отдельных узлов и систем, где не требуется высокая динамика.

Лекция 6. Система управления шаговым двигателем.

Принцип работы шагового двигателя

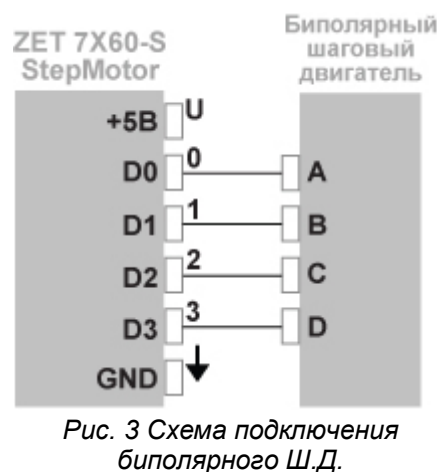
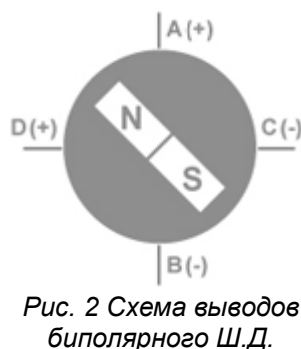
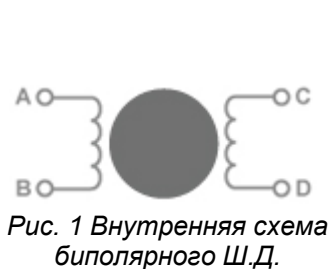
Основной принцип работы шагового двигателя заключается в следующем — двухполюсный ротор электродвигателя, сделанный из специальной магнитомягкой стали, располагается в четырехполюсном статоре. Первая полюсная пара сделана из магнитов (постоянных), на второй паре имеется обмотка управления шаговым электродвигателем. В то время, когда ток в обмотках управления отсутствует, ротор

двигателя располагается вдоль магнитов и стабильно удерживается с некоторым усилием (зависящее от силы магнитного потока).

Как только осуществляется подача напряжения (постоянного) на обмотку управления шаговым электродвигателем, появляется магнитный поток, что больший магнитного потока имеющих постоянных магнитов. Под воздействием усилия (электромагнитного) ротор начинает менять угол, стараясь войти в положение соосное с полюсами обмотки управления. Последующий импульс управления полностью отключает электрическое напряжение с обмотки управления. Вследствие этого ротор движка движется под воздействием магнитного потока магнитов.

Биполярный (двухфазный) шаговый двигатель

Двухфазный шаговый двигатель (биполярный шаговый двигатель) имеет одну обмотку в каждой фазе, которая для изменения направления магнитного поля должна переполюсовываться драйвером. Для такого типа двигателя требуется мостовой драйвер, или полумостовой с двухполярным питанием. Всего биполярный двигатель имеет две обмотки и, соответственно, четыре вывода.



Униполярный (четырёхфазный) шаговый двигатель

Четырёхфазный шаговый двигатель (униполярный шаговый двигатель) также имеет одну обмотку в каждой фазе, но от середины обмотки сделан отвод. Это позволяет изменять направление магнитного поля, создаваемого обмоткой, простым переключением половинок обмотки. При этом существенно упрощается схема драйвера. Драйвер должен иметь только 4 простых ключа. Таким образом, в униполярном двигателе используется другой способ изменения направления магнитного поля. Средние выводы обмоток могут быть объединены внутри двигателя, поэтому такой двигатель может иметь 5 или 6 выводов.

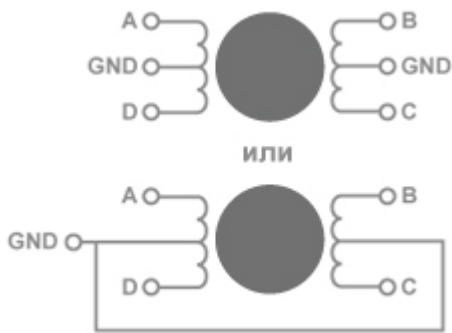


Рис. 4 Внутренняя схема униполярного Ш.Д.

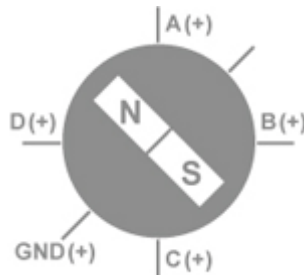


Рис. 5 Схема выводов униполярного Ш.Д.



Рис. 6 Схема подключения униполярного Ш.Д.

Режимы работы шагового двигателя

Существует несколько способов управления фазами шагового двигателя. Наиболее распространёнными из них являются полношаговый и полушаговый режим. Существуют также режимы управления с 1/4, 1/8, 1/16 шага. Но эти режимы нужны только для узкого круга задач, и они требуют значительного усложнения схемы микроконтроллера и алгоритма управления. Ниже приводится последовательность генерируемых импульсов для различных режимов работы шагового двигателя, на примере униполярного двигателя.

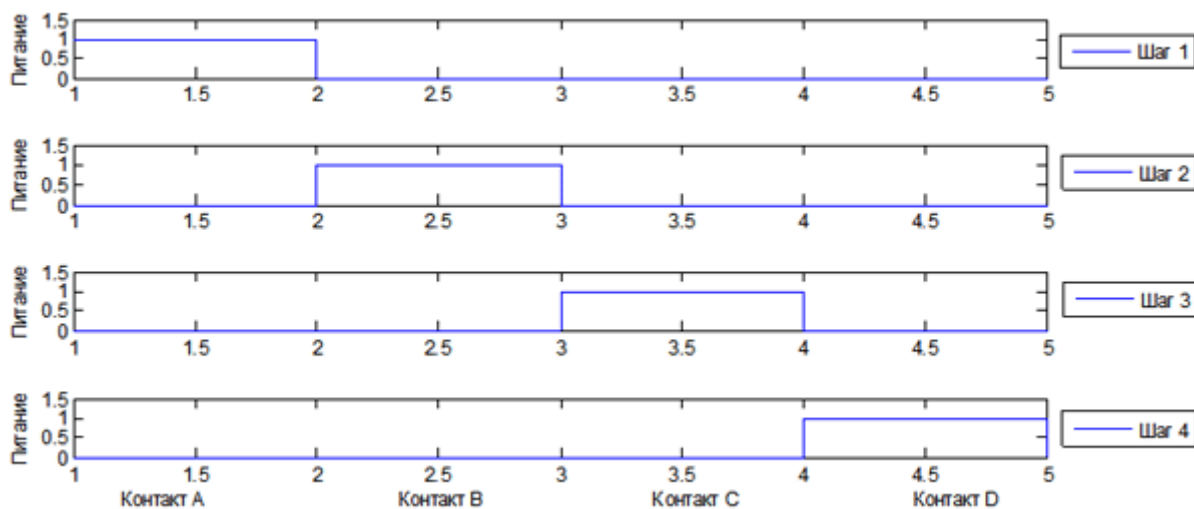


Рис. 7 Полношаговый режим, с 1-ой активной обмоткой на каждом шаге

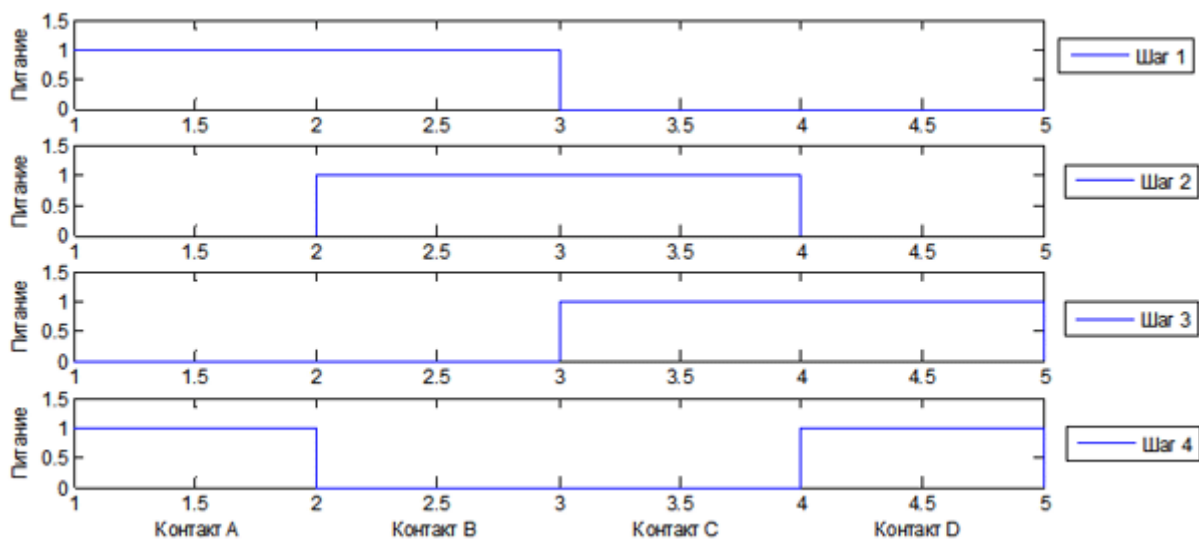


Рис. 8 Полношаговый режим, с 2-мя активными обмотками на каждом шаге

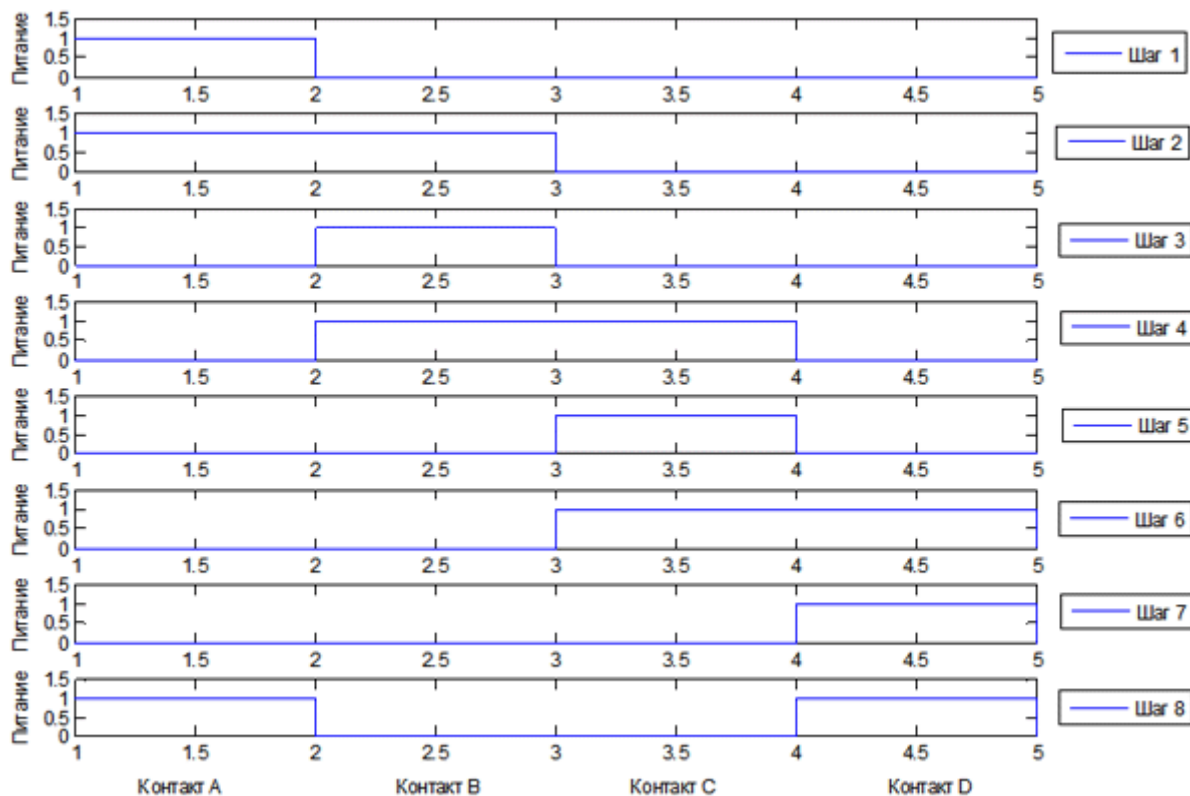


Рис. 9 Полушаговый режим

Разгон и торможение шагового двигателя

Такой параметр шагового двигателя, как зависимость момента от скорости является важнейшим при выборе типа двигателя, выборе метода управления фазами и выборе схемы драйвера. При конструировании высокоскоростных драйверов шаговых двигателей нужно учитывать, что обмотки двигателя представляют собой индуктивность. Эта индуктивность определяет время нарастания и спада тока. Поэтому если к обмотке приложено напряжение прямоугольной формы, форма тока не будет прямоугольной. При низких скоростях (рис. 10а) время нарастания и спада тока не способно сильно повлиять на момент, однако на высоких скоростях момент падает.

Связано это с тем, что на высоких скоростях ток в обмотках двигателя не успевает достигнуть номинального значения (рис. 10б).

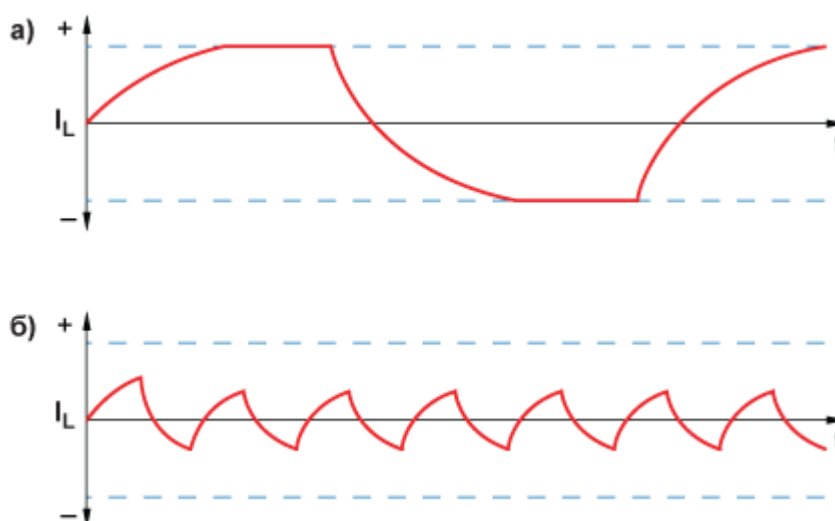


Рис. 10 Зависимость тока в обмотках Ш.Д. от частоты

Таким образом, для работы с шаговым двигателем на большой скорости необходимо выполнять его разгон и замедление, в противном случае произойдет потеря синхронности между шаговым двигателем и контроллером, и положение ротора шагового двигателя будет утеряно.

Управление шаговым двигателем с помощью модуля StepMotor

Перед началом работы с шаговым двигателем необходимо выставить необходимые параметры на вкладке “Настройки”:

- Частота опроса – частота, с которой будет обновляться информация в канале о количестве проделанных шагов;
- Тип двигателя – тип двигателя, подключенного к модулю StepMotor.

После этого с помощью вкладки “Управление” можно начинать управление шаговым двигателем.

- Старт/Стоп – начать /остановить движение шагового двигателя;
- Направление вращения – задаём направление вращения шагового двигателя, по или против часовой стрелки;
- Кол-во шагов до остановки – количество шагов, которое проделает шаговый двигатель после запуска;
- Время одного шага – скорость вращения шагового двигателя.

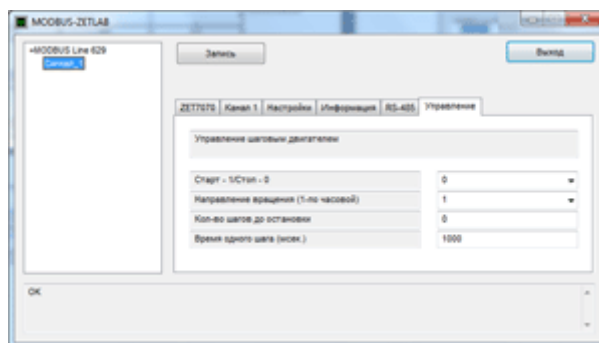
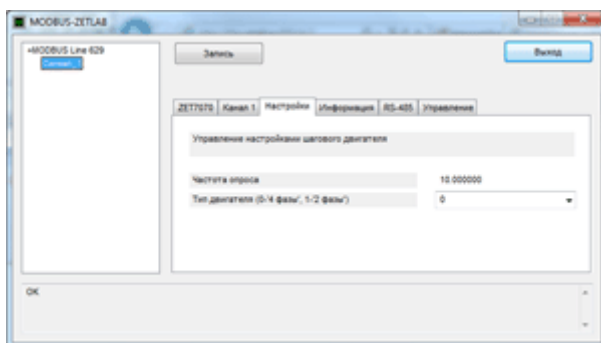


Рис. 11 Вкладка "Настройки" в программе MODBUS-ZETLab

Рис. 12 Вкладка "Управление" в программе MODBUS-ZETLab

Во время выполнения команды, контроллер сообщает о количестве проделанных шагов на данный момент с частотой заданной в настройках (Настройки → Частота опроса).

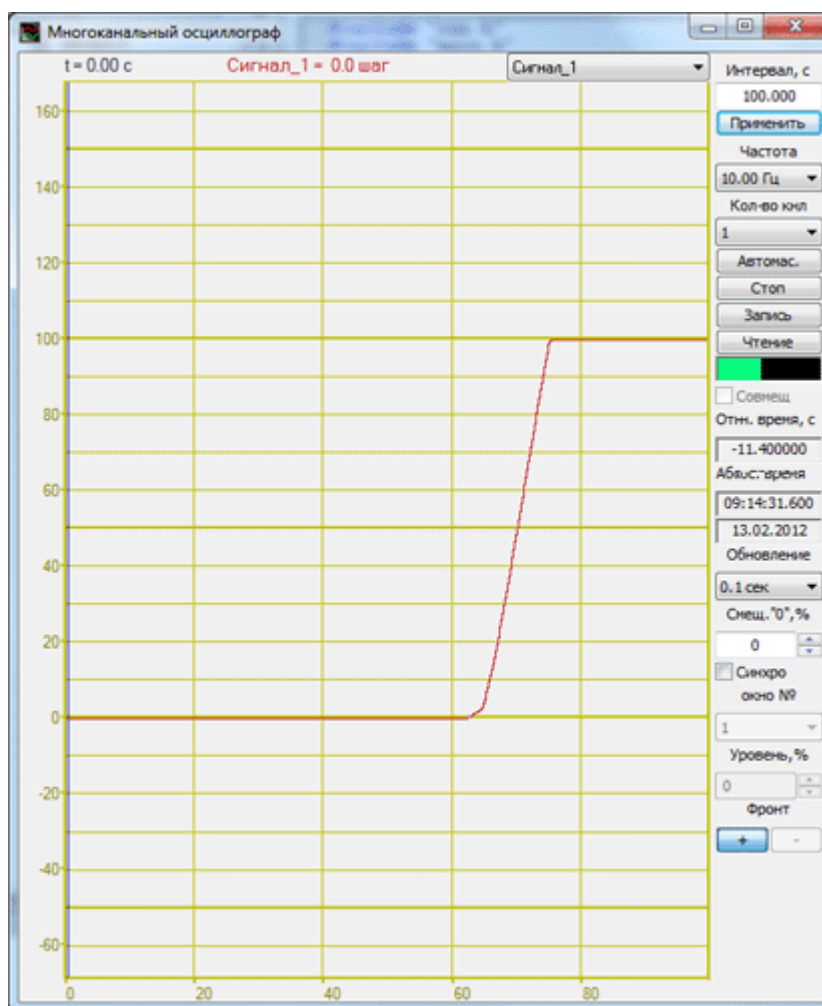


Рис. 13 Отображение количества проделанных шагов в программе ZETLab "Многоканальный осциллограф"

Система управления шаговым двигателем с обратной связью

Система управления шаговым двигателем с обратной связью строится на базе модуля управления шаговым двигателем [ZET7060-S StepMotor-485 \(ZET 7160-S StepMotor-CAN\)](#) и интеллектуального энкодера [ZET 7060-E Encoder-485 \(ZET 7160-E Encoder-CAN\)](#). Для подключения к системе **ZETLab** используется преобразователь интерфейсов ZET 7070. Управление шаговым двигателем осуществляется подачей сигналов с модуля [ZET7060-S StepMotor-485 \(ZET 7160-S StepMotor-CAN\)](#). Контроль состоянием шагового двигателя осуществляется энкодером, сигнал с которого обрабатывается модулем [ZET 7060-E Encoder-485 \(ZET 7160-E Encoder-CAN\)](#). Обработка сигналов с интеллектуального энкодера и программное управление модулем [ZET7060-S StepMotor-485 \(ZET 7160-S StepMotor-CAN\)](#) осуществляется с помощью программного обеспечения **ZETLab**.

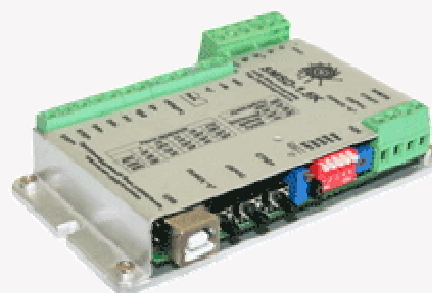
Лекция 7. Современные контроллеры.

Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-1.5

Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-1.5 предназначен для управления двух и четырехфазными шаговыми двигателями с током фазы до 1,5А. SMSD-1.5 объединяет функции драйвера и контроллера шаговых двигателей (SMC-3 и блоков серии SMD).

Управление шаговыми двигателями осуществляется от компьютера через USB-порт (виртуальный COM-порт), пошагово от компьютера (USB-порт), пошагово от внешнего устройства (контроллера, например, SMC-3), в ручном режиме, либо автономно по программе, хранящейся в устройстве. Перезапись программы осуществляется через интерфейс RS-232 (USB-порт).

- Диапазон регулирования скорости шагового двигателя - 1 - 10000ш/с;
- Напряжение питания - 9 - 31В;
- Максимальный выходной ток - 1,5А;
- Режимы дробления шага - 1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16
- Управление логическими сигналами TTL "ШАГ", "НАПРАВЛЕНИЕ" и "РАЗРЕШЕНИЕ"
- Получение ASCII команд от ПК и управление шаговым двигателем по сложному алгоритму;
- Аварийный датчик и датчик реверса;
- Два дополнительных входа для приема сигналов от внешних устройств (датчиков);
- Один дополнительный вход - для поиска начального положения;
- Один дополнительный выход для подачи сигналов внешним устройствам;
- Возможность синхронизации работы нескольких блоков SMSD.



Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-4.2

Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-4.2 предназначен для управления двух и четырехфазными шаговыми двигателями с током фазы до 4,2А. SMSD-4.2 объединяет функции драйвера и контроллера шаговых двигателей.

Управление шаговыми двигателями осуществляется от компьютера через USB-порт (виртуальный COM-порт), пошагово от компьютера (LPT-порт), пошагово от внешнего устройства (контроллера), в ручном режиме, либо автономно по программе, хранящейся в устройстве. Перезапись программы осуществляется через интерфейс RS-232 (USB-порт).

- Диапазон регулирования скорости шагового двигателя - 1 - 10000ш/с;
- Напряжение питания - 12 - 48В;
- Максимальный выходной ток - 4,2А;



- Режимы дробления шага - 1, 1/2, 1/4, 1/16
- Управление логическими сигналами TTL "ШАГ", "НАПРАВЛЕНИЕ" и "РАЗРЕШЕНИЕ";
- Получение ASCII команд от ПК и управление шаговым двигателем по сложному алгоритму;
- Аварийный датчик и датчик реверса;
- Два дополнительных входа для приема сигналов от внешних устройств (датчиков);
- Один дополнительный вход - для поиска начального положения;
- Возможность синхронизации работы нескольких блоков SMSD.

Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-3.0

Устарел и снят с производства, вместо него поставляется блок управления SMSD-4.2

Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-3.0 предназначен для управления двух и четырехфазными шаговыми двигателями с током фазы до 3,0А. SMSD-3.0 объединяет функции контроллера SMC-3 и блоков серии SMD.

Управление шаговыми двигателями осуществляется от компьютера по COM-порту (через RS-232), пошагово от компьютера (LPT-порт), пошагово от внешнего устройства (контроллера, например, SMC-3), в ручном режиме, либо автономно по программе, хранящейся в устройстве. Перезапись программы осуществляется через интерфейс RS-232 (Com-порт).

- Диапазон регулирования скорости шагового двигателя - 1 - 10000ш/с;
- Напряжение питания - 18 - 40В;
- Максимальный выходной ток - 3,0А;
- Режимы дробления шага - 1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16 и 1/32
- Управление логическими сигналами TTL "ШАГ", "НАПРАВЛЕНИЕ", "МИКРОШАГ" и "РАЗРЕШЕНИЕ";
- Получение ASCII команд от ПК и управление шаговым двигателем по сложному алгоритму;
- Аварийный датчик и датчик реверса;
- Два дополнительных входа для приема сигналов от внешних устройств (датчиков);
- Один дополнительный выход для подачи сигналов внешним устройствам;
- Возможность синхронизации работы нескольких блоков SMSD.

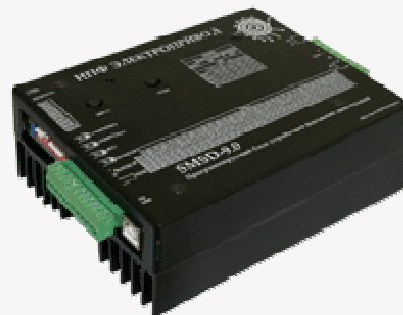


Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-9.0

Программируемый блок управления шаговыми двигателями SMSD-9.0 предназначен для управления двух и четырехфазными шаговыми двигателями с током фазы до 9,0А. SMSD-9.0 объединяет функции контроллера SMC-3 и блоков серии SMD.

Управление шаговыми двигателями осуществляется от компьютера через USB (RS-232 - виртуальный COM-порт), пошагово от компьютера (LPT-порт), пошагово от внешнего устройства (контроллера, например, SMC-3), в ручном режиме, либо автономно по программе, хранящейся в устройстве. Перезапись программы осуществляется через USB.

- Диапазон регулирования скорости шагового двигателя - 1 - 10000ш/с;
- Напряжение питания - 36 - 80В;
- Максимальный выходной ток - 9,0А;
- Режимы дробления шага - 1/2, 1/4, 1/8, 1/16 и 1/32
- Управление логическими сигналами TTL "ШАГ", "НАПРАВЛЕНИЕ" и "РАЗРЕШЕНИЕ";
- Получение ASCII команд от ПК и управление шаговым двигателем по сложному алгоритму;
- Аварийный датчик и датчик реверса;
- Два дополнительных входа для приема сигналов от внешних устройств (датчиков);
- Один дополнительный выход для подачи сигналов внешним устройствам;
- Возможность синхронизации работы нескольких блоков SMSD.



Миниатюрные контроллеры для управления шаговыми двигателями производства UIRobot

- Напряжение питания - 12-40 В;
 - Максимальный выходной ток - 8А;
 - Режимы дробления шага - 1/2 - 1/16
- [UIM2420-x](#) - управление через CAN-Bus
[UIM2400-x](#) - управление сигналами "ШАГ" и "НАПРАВЛЕНИЕ"
[UIM2410-x](#) - управление через интерфейс RS232



Контроллер для управления шаговыми приводами SMC-2

Двухкоординатный контроллер шаговых приводов SMC-2 (далее – контроллер) предназначен для управления работой шаговых приводов и обеспечивает работу ШД по заданной программе или в ручном режиме.

- Максимальная скорость: 50000 шагов/сек
- Максимальное ускорение: +1000 шагов/с²
- Максимальная стартовая скорость: 6000 шагов/сек
- Максимальный ток управляющих сигналов: – 10 мА
- Максимальное напряжение управляющих сигналов: (Uпит – 2) В
- Питание контроллера: 12 – 18 В пост. тока, или 9 –



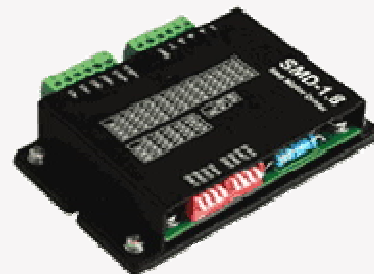
15В пер. тока

- Потребляемый ток: не более 80 мА
- Габаритные размеры: 50мм x 95мм x 150мм

Блок управления шаговым двигателем SMD-1.8

SMD-1.8 блок управления шаговыми двигателями, разработанный нашей компанией для управления двух- и четырёхфазными двигателями. Блок SMD-1.8 обеспечивает работу в полношаговом и микрошаговом режиме. Сигнал "Enable" управляет разрешением питания обмоток шагового двигателя. Блок обеспечивает уменьшение тока в обмотках в режиме удержания (функция включается или выключается пользователем).

- Напряжение питания 12-30 В
- Макс. ток, А - 1.8
- Габаритные размеры, мм - 19x55x88



Блок управления шаговым двигателем SMD-4.2

Блок управления шаговым двигателем SMD-4.2 предназначен для управления двух и четырехфазными гибридными шаговыми двигателями серии FL20, FL28, FL35, FL39, FL42, FL57, FL86 с током фазы до 4,2А.

Блок обеспечивает высокую точность, скорость и низкий уровень вибрации. Область применения: приборостроение, робототехника и др

- Напряжение питания 12-42 В
- Макс. ток, А - 4.2
- Габаритные размеры, мм - 25x81.5x120



Блок управления шаговым двигателем SMD-9.0

SMD-9.0 блок управления шаговыми двигателями, разработанный нашей компанией для управления двух- и четырёхфазными двигателями. Блок SMD-1.8 обеспечивает работу в полношаговом и микрошаговом режиме. Сигнал "Enable" управляет разрешением питания обмоток шагового двигателя. Блок обеспечивает уменьшение тока в обмотках в режиме удержания (функция включается или выключается пользователем).

- Напряжение питания 20-120 В
- Макс. ток, А - 9.0
- Габаритные размеры, мм - 19x55x88



Блок управления шаговым двигателем SMD-15

Устарел, вместо него поставляется блок управления SMD-1.8

Область применения - биполярные шаговые двигатели
Блок обеспечивает управление шаговыми двигателями (направление, количество шагов, скорость, дробление шага) от персонального компьютера через LPT-порт или от внешнего контроллера.

- Напряжение питания 15 - 40 В
- Номинальный ток фазы ШД 0,2 - 1,5 А
- Максимальная входная частота - 50 кГц
- Масса - 0,15 кг

Блок управления SMD-15 обеспечивает полноценное управление двух и четырехфазными гибридными шаговыми двигателями с током фазы до 1,5А. Блок позволяет управлять любыми 4, 6 и 8-выводными шаговыми двигателями, в том числе двигателями серии FL20, FL28, FL35, FL39, FL42 и FL57 и обеспечивает высокую точность, высокую скорость и низкий уровень вибрации.



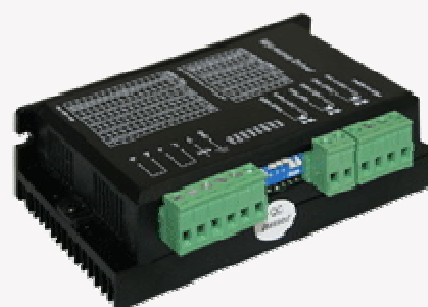
Блок управления шаговым двигателем SMD-42

Устарел, вместо него поставляется блок управления SMD-4.2

Область применения - биполярные шаговые двигатели
Блок обеспечивает управление шаговыми двигателями (направление, количество шагов, скорость, дробление шага) от персонального компьютера через LPT-порт или от внешнего контроллера.

- Напряжение питания 20 -50 В
- Номинальный ток фазы ШД 0,5 - 4,2 А
- Максимальная входная частота - 30 кГц

Блок управления SMD-42 обеспечивает полноценное управление двух и четырехфазными гибридными шаговыми двигателями с током фазы до 4,2А.



Блок управления шаговым двигателем SMD-78

Область применения - биполярные шаговые двигатели
Блок обеспечивает управление шаговыми двигателями (направление, количество шагов, скорость, дробление шага) от персонального компьютера через LPT-порт или от внешнего контроллера.

- Напряжение питания 24 - 90 В
- Номинальный ток фазы ШД 2,8 - 7,8 А
- Максимальная входная частота - 50 кГц
- Масса - 0,44 кг

Блок управления SMD-78 обеспечивает управление двух и четырехфазными гибридными шаговыми двигателями с током фазы до 8А. Блок позволяет эффективно управлять шаговыми двигателями серии FL110, FL86 и FL57



Блок управления шаговым двигателем SMD-80M-02

Область применения - биполярные шаговые двигатели
Блок обеспечивает управление шаговыми двигателями (направление, количество шагов, скорость, дробление шага) от персонального компьютера через LPT-порт или от внешнего контроллера.

- Напряжение питания 80 - 250 В переменного тока (возможно питание от сети 220В 50Гц)
- Номинальный ток фазы ШД 0,5 - 7,8 А
- Максимальная входная частота - 20 кГц
- Масса - 1,16 кг

Блок управления SMD-80M-02 обеспечивает управление двух и четырехфазными гибридными шаговыми двигателями с током фазы до 8А. Блок позволяет эффективно управлять шаговыми двигателями серии FL130, FL110 и FL86.



Блок управления шаговым двигателем SMD-82

Область применения - биполярные шаговые двигатели
Блок управления шаговым двигателем SMD-82 представляет собой электронное устройство, предназначенное для управления четырехфазными и двухфазными гибридными шаговыми двигателями серии FL86, FL110 и FL130 с максимальным током питания каждой из обмоток двигателя от 0,7 до 8А.

- Напряжение питания 150 - 220 В
- Номинальный ток фазы ШД 0,7- 8 А
- Максимальная входная частота - 200 кГц
- Масса - 1,0

Блок управления SMD-78 обеспечивает управление двух и четырехфазными гибридными шаговыми двигателями с током фазы до 8А. Блок позволяет эффективно управлять шаговыми двигателями серии FL110, FL86 и FL57

Лекция 8. Широтно-импульсная модуляция.

При частом попеременном включении и выключении электромотора частота вращения его ротора изменяется. То есть происходила регулировка скорости вращения путём периодичного включения и отключения тока через моторчик. Если изменять при этом время в подключённом состоянии и длину паузы между подключениями, можно регулировать скорость вращения мотора. Такой же эффект проявляется практически с любым потребителем электрического тока, имеющим определённую инерцию, т.е. способным заставить запасать энергию.

Именно этот эффект положен в основу принципа **Широтно-Импульсной Модуляции (ШИМ)**, также встречается английское сокращение - **PWM (Pulse-Width Modulation)**.

Широтно-Импульсная Модуляция - это способ кодирования аналогового сигнала путём изменения ширины (длительности) прямоугольных импульсов несущей частоты.

На Рис. 1 синим цветом представлены типичные графики ШИМ сигнала. Так как при ШИМ частота импульсов, а значит, и период (T), остаются неизменными, то при уменьшении ширины импульса (t) увеличивается пауза между импульсами (эпюра "Б" на

Рис. 1.) и наоборот: при расширении импульса пауза сужается (эюра "В" на Рис. 1.).

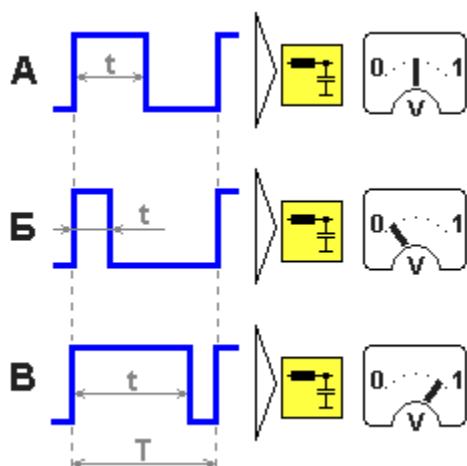


Рис. 1. Зависимость напряжения от скважности ШИМ.

Если сигнал ШИМ пропустить через фильтр низших частот, то уровень постоянного напряжения на выходе фильтра будет определяться скважностью импульсов ШИМ. Назначение фильтра - не пропускать несущую частоту ШИМ. Сам фильтр может состоять из простейшей интегрирующей RC цепи, или же может отсутствовать вовсе, например, если оконечная нагрузка имеет достаточную инерцию. Таким образом, имея в распоряжении лишь два логических уровня, "единицу" и "ноль", можно получить любое промежуточное значение аналогового сигнала.

Часто в схемах с ШИМ применяют обратную связь для управления длительностью импульса по той или иной закономерности, например, в схемах PID-регуляторов.

Простейшую схему ШИМ-управления можно собрать всего на нескольких транзисторах. Схема (Рис.2) представляет собой одну из разновидностей генераторов импульсов - мультивибратор. Во время задающей цепи баз обоих транзисторов включён переменный резистор R6. Вращая его движок, можно в некоторых пределах регулировать скважность выходных импульсов.

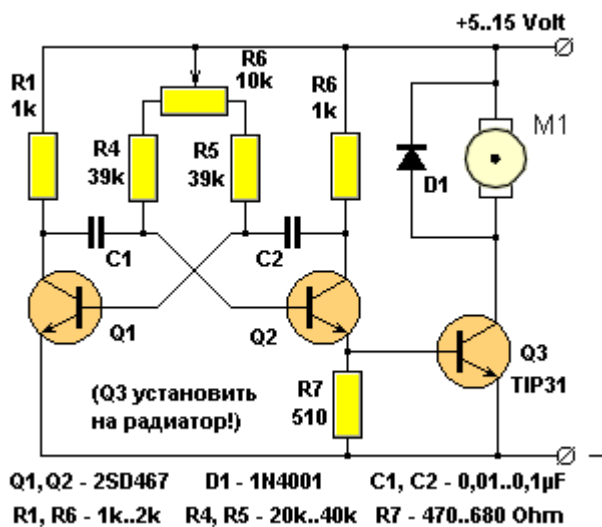


Рис. 2. Мультивибратор с ШИМ.

Данная схема способна работать в широких пределах питающего напряжения от 5 до 15

вольт, можно использовать любые широко распространенные транзисторы и любой выпрямительный диод, номиналы сопротивлений могут отличаться на 10%. В качестве нагрузки можно использовать любой мотор, насчитанный на то напряжение питания, которым питается вся схема. Можно также подключить лампу накаливания и наблюдать изменение её яркости свечения, если подключить малогабаритный "динамик", то при вращении движка потенциометра можно услышать изменение характера звука.

Схемы простейших широтно-импульсных модуляторов можно построить и на логических элементах, и на микросхеме универсального таймера NE555 (отечественный аналог - КР1006ВИ1), и на операционном усилителе. Существуют и специально разработанные ШИМ-контроллеры.

В большинстве этих схем для изменения ширины выходного импульса так или иначе используется аналоговое напряжение. В цифровой же электронике для прямых операций с аналоговыми сигналами необходимо усложнять схему. Поэтому схемы ШИМ-управления в цифровой технике строят на принципе отсчёта определённого числа импульсов задающего генератора. Так, задавая количество отсчитываемых импульсов, можно точно отмерять длительность выходного импульса и паузы между импульсами.

Один из вариантов схемы с цифровой установкой ширины выходного импульса приведен на Рис. 3. Схема собрана на распространённых цифровых микросхемах серии К155 (зарубежный аналог - серия 74). В качестве коммутирующего элемента Р1 для эксперимента можно применить переключатель на 16 положений или просто подсоединять вход сброса RS-триггера к нужному выходу дешифратора. В реальной же схеме можно применить микросхему селектор К155КП1 с соответствующей схемой управления.

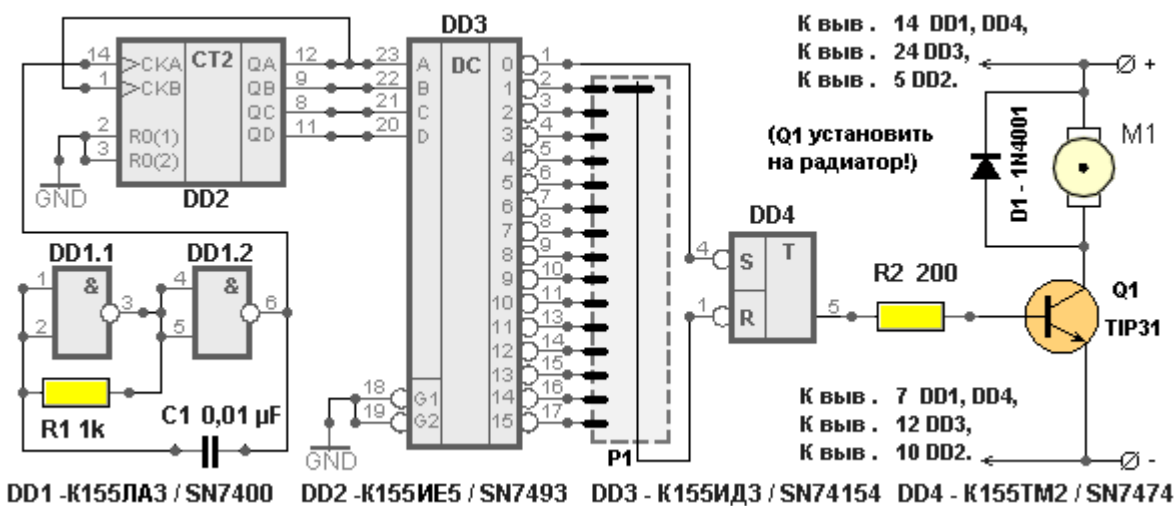


Рис. 3. Цифровое формирование ШИМ.

В этой схеме применен четырёхразрядный двоичный счётчик К155ИЕ5. Максимальное число, которое можно представить, имея четыре разряда - 16. Поэтому в этой схеме частота выходных импульсов ШИМ будет в 16 раз ниже частоты счёта счётчика. И таким же будет количество градаций регулировки ширины импульсов. При разработке цифровых устройств с ШИМ следует помнить, что чем больше разрядность ШИМ, тем больше градаций импульса можно получить и тем выше частота работы счётчика.

Практически во всех современных микроконтроллерах имеются встроенные средства формирования одного или более независимых каналов ШИМ. Очень гибкие возможности конфигурации ШИМ-формирователя микроконтроллера позволяют использовать их в разнообразных схемах электронного управления и автоматики. Пожалуй, наиболее часто ШИМ применяется для управления различными типами моторов. Тут основным достоинством ШИМ-управления является то, что электронный ключ (обычно транзистор) работает в ключевом режиме, что заметно повышает экономичность схемы, так как потери на активных элементах сводятся к минимуму. Кроме того, широтно-импульсная модуляция применяется для формирования аналоговых сигналов сложной формы, в импульсных стабилизаторах, для кодирования и помехозащищённой передачи аналоговой информации.

Лекция 9. Широтно-импульсная модуляция для управления ЭМД.

Для формирования трехфазного синусоидального напряжения на обмотках двигателя в данной системе используется алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции. В основе принципа построения данного алгоритма лежит представление о базовых векторах напряжения, т.е. пространственных векторах, которые могут быть сформированы из трех фазных напряжений, действующих на выходе автономного инвертора напряжения.

Формирование шести ненулевых базовых векторов сдвинутых на 60° и двух нулевых базовых векторов происходит в соответствии с комбинациями включения транзисторов трехфазного инвертора (таблица. 1).

Таблица 1 - формирование базовых векторов

Комбинации замкнутых ключей	Фазные напряжения			Соответствующие базовые вектора
	$\frac{u_A}{U_d}$	$\frac{u_B}{U_d}$	$\frac{u_C}{U_d}$	
6-1-2	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	U_1
1-2-3	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	U_2
2-3-4	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	U_3
3-4-5	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	U_4
4-5-6	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	U_5
5-6-1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	U_6
1-3-5	0	0	0	U_7
2-4-6	0	0	0	U_8

Переход от одного базового вектора к последующему соответствует ступенчатой форме фазных напряжений. Для получения формы фазных напряжений, близкой к синусоидальной, нужно, чтобы пространственный вектор напряжения двигался более плавно и занимал ряд положений между базовыми векторами.

Формирование одного и того же пространственного вектора эквивалентного напряжения может осуществляться множеством различных элементарных комбинаций выходных векторов инвертора, то есть в рамках различных алгоритмов управления. При этом алгоритмы будут отличаться друг от друга следующими показателями:

- величиной пульсаций тока в фазах нагрузки;
- потерями, обусловленными дискретностью работы инвертора;
- коэффициентом использования источника напряжения;
- числом коммутаций ключей инвертора за период модуляции;
- коэффициентом использования нагрузочной способности ключей инвертора по напряжению;
- степенью симметрии управления фазами инвертора.

Получить пространственный вектор можно, если внутри каждого периода широтно-импульсной модуляции (60°) использовать линейную комбинацию трех базовых векторов – исходного и следующего за ним ненулевого базового вектора, а так же один из нулевых векторов. Годографом концов результирующих векторов при таком алгоритме переключения будет окружность с радиусом $\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_d$ (U_d – выпрямленное напряжение на входе трехфазного инвертора). При определении искомого пространственного вектора вычисляются относительные длительности включенных состояний базовых векторов, задействованных на заданном периоде ШИМ. В соответствии с этими длительностями вычисляются уровни переключения, при сравнении которых с пилообразным сигналом осуществляется переключение базовых векторов (переключение комбинаций замкнутых ключей инвертора).

Формирование трехфазной системы фазных напряжений на выходе трехфазного инвертора (рис. 2) показано на рисунке 3. Так же отмечены уровни переключения и замкнутые состояния транзисторов (VT2.1, VT2.2, VT2.3, VT2.4, VT2.5, VT2.6) на каждом периоде широтно-импульсной модуляции.

Из рисунка 3 видно, что напряжение на каждой фазе может принимать четыре ненулевых значения ($\pm 1/3 \cdot U_d$ и $\pm 2/3 \cdot U_d$). Поэтому средние за период ШИМ значения фазных напряжений можно определить, вычислив произведения напряжений фаз на значения относительной длительности замкнутых состояний транзисторов инвертора для исходного и следующего за ним ненулевого базового вектора, а затем просуммировав получившиеся значения.

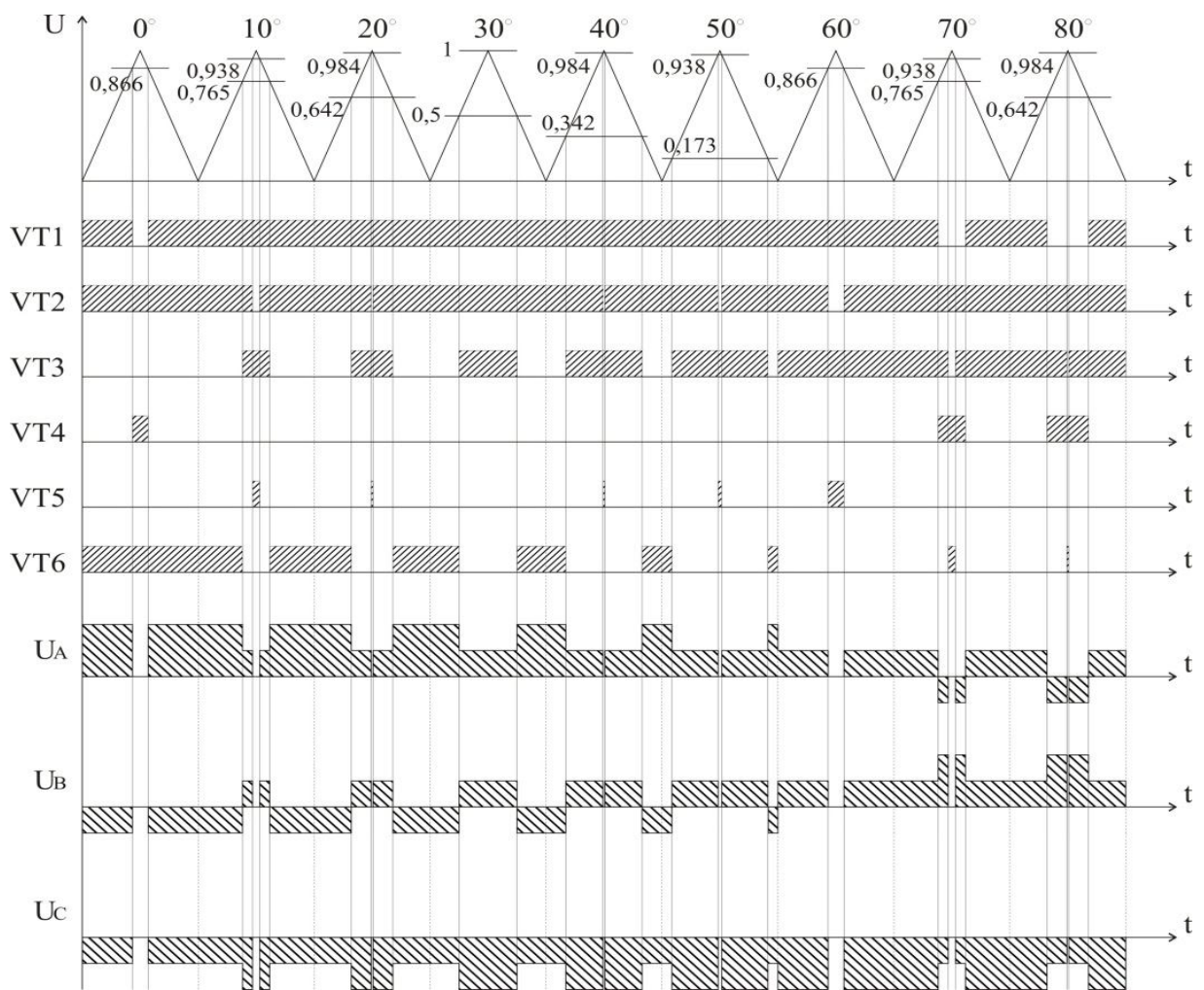


Рис. 3. Формирование напряжений на выходе инвертора методом векторной широтно-импульсной модуляции.

Заключение

Поскольку в реальной системе период ШИМ за время поворота вектора на 60° многократно больше показанного на рисунке 3, то среднее фазное напряжение, полученное в соответствии с описанным алгоритмом, обеспечивает практически синусоидальную форму токов в статорных обмотках, что позволяет говорить о наличии в спектре сигнала основной гармоники и небольшого набора высших гармоник, легко поддающихся фильтрации.

Большим достоинством данного алгоритма управления является его удобство реализации на микропроцессорном уровне, так как его реализация в данной системе не требует дополнительной аппаратной части, а выполняется программно, что значительно уменьшает размеры устройства и удешевляет его производство.

Особенностью силового блока является возможность подключения к системе ещё одного трехфазного инвертора, что соответственно позволяет управлять ещё одним модулем движения.

Список использованных источников

1. И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. Основы преобразовательной техники. Учебное пособие для специальности «Промышленная электроника» - М., «Высшая школа», 1974. - 430 с.

2. В.С. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
3. Ю.К. Розанов. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
4. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
5. Александров Е.К., Грушвицкий Р.И., Куприянов М.С. и др. Микропроцессорные системы: Учебное пособие для вузов. – СПб.: Политехника, 2002. – 935 с.
6. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: Учебник. – М.: АСАДЕМА, 2006.
7. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО “Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина”. – Иваново, 2008. – 298 с.