Описательная часть

-Теоретическая часть по ПИД-регуляторам

-Теоретическая часть по интегральным критериям.

-Описание мат модели дозатора.

-Построение контура регулирования дозатора в Simulink.

-Описание модуля оптимизации и его настройки для данной задачи.

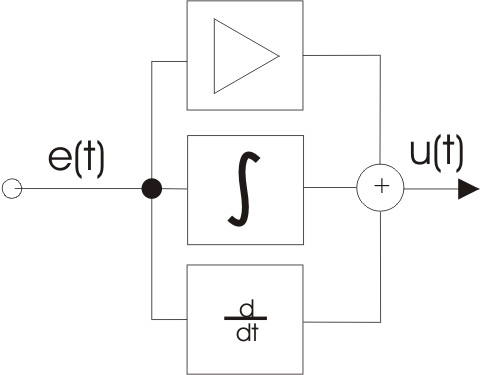
Исследовательская часть

-Исследование и выбор метода оптимизации для дискретного П-регулятора по одному из критериев (у Вас лучшим оказался Симплекс)

-Оптимизация дискретных П, ПД, ПИД -регуляторов с тремя интегральными критериями с целью сравнения этих критериев

-может быть сравнительная оценка интегральных критериев и стандартных в Simulink.

**Пропорционально-интегрально-дифференцирующий (ПИД) регулятор** — устройство в управляющем контуре с [обратной связью](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9E%D0%B1%D1%80%D0%B0%D1%82%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%81%D0%B2%D1%8F%D0%B7%D1%8C_(%D1%82%D0%B5%D1%85%D0%BD%D0%B8%D0%BA%D0%B0)). Используется в [системах автоматического управления](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%B5%D0%BC%D0%B0_%D0%B0%D0%B2%D1%82%D0%BE%D0%BC%D0%B0%D1%82%D0%B8%D1%87%D0%B5%D1%81%D0%BA%D0%BE%D0%B3%D0%BE_%D1%83%D0%BF%D1%80%D0%B0%D0%B2%D0%BB%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D1%8F)для формирования управляющего сигнала с целью получения необходимых точности и качества переходного процесса. ПИД-регулятор формирует управляющий сигнал, являющийся суммой трёх слагаемых, первое из которых [пропорционально](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9F%D1%80%D1%8F%D0%BC%D0%B0%D1%8F_%D0%BF%D1%80%D0%BE%D0%BF%D0%BE%D1%80%D1%86%D0%B8%D0%BE%D0%BD%D0%B0%D0%BB%D1%8C%D0%BD%D0%BE%D1%81%D1%82%D1%8C) *разности входного сигнала и сигнала обратной связи* (сигнал рассогласования), второе — [интеграл](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D0%B3%D1%80%D0%B0%D0%BB) сигнала рассогласования, третье — [производная](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9F%D1%80%D0%BE%D0%B8%D0%B7%D0%B2%D0%BE%D0%B4%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%84%D1%83%D0%BD%D0%BA%D1%86%D0%B8%D0%B8) сигнала рассогласования.



**Пропорциональная составляющая**

Пропорциональная составляющая вырабатывает выходной сигнал, противодействующий отклонению регулируемой величины от заданного значения, наблюдаемому в данный момент времени. Он тем больше, чем больше это отклонение. Если **входной** сигнал равен заданному значению, то **выходной**равен нулю.

Однако при использовании только пропорционального регулятора значение регулируемой величины никогда не стабилизируется на заданном значении. Существует так называемая статическая ошибка, которая равна такому отклонению регулируемой величины, которое обеспечивает выходной сигнал, стабилизирующий выходную величину именно на этом значении. Например, в регуляторе [температуры](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A2%D0%B5%D0%BC%D0%BF%D0%B5%D1%80%D0%B0%D1%82%D1%83%D1%80%D0%B0" \o "Температура)выходной сигнал ([мощность](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9C%D0%BE%D1%89%D0%BD%D0%BE%D1%81%D1%82%D1%8C_(%D1%84%D0%B8%D0%B7%D0%B8%D0%BA%D0%B0)) нагревателя) постепенно уменьшается при приближении температуры к заданной, и система стабилизируется при мощности, равной тепловым потерям. Температура не может достичь заданного значения, так как в этом случае мощность нагревателя станет равна нулю, и он начнёт остывать.

Чем больше коэффициент пропорциональности между входным и выходным сигналом (коэффициент усиления), тем меньше статическая ошибка, однако при слишком большом коэффициенте усиления при наличии задержек (запаздывания) в системе могут начаться [автоколебания](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%90%D0%B2%D1%82%D0%BE%D0%BA%D0%BE%D0%BB%D0%B5%D0%B1%D0%B0%D0%BD%D0%B8%D1%8F), а при дальнейшем увеличении коэффициента система может потерять устойчивость.

### Интегрирующая составляющая

Интегрирующая составляющая пропорциональна интегралу по времени от отклонения регулируемой величины. Её используют для устранения статической ошибки. Она позволяет регулятору со временем учесть статическую ошибку.

Если система не испытывает внешних возмущений, то через некоторое время регулируемая величина стабилизируется на заданном значении, сигнал пропорциональной составляющей будет равен нулю, а выходной сигнал будет полностью обеспечиваться интегрирующей составляющей. Тем не менее, интегрирующая составляющая также может приводить к автоколебаниям при неправильном выборе её коэффициента.

### Дифференцирующая составляющая

Дифференцирующая составляющая пропорциональна темпу изменения отклонения регулируемой величины и предназначена для противодействия отклонениям от целевого значения, которые прогнозируются в будущем. Отклонения могут быть вызваны внешними возмущениями или запаздыванием воздействия регулятора на систему

## Классический ПИД-регулятор

Простейшая система автоматического регулирования с обратной связью показана на [рис. 5.34](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.34). В ней блок http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image115.gifназывают регулятором (от слова Regulator), http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image116.gif - объектом регулирования (от слова Process), *r* - управляющим воздействием или уставкой (reference), *e* - *сигналом рассогласования* или *ошибки* (error), *u* - выходной величиной регулятора, *y* - регулируемой величиной.

Если выходная переменная *u* регулятора описывается выражением

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/PID(5.36).jpg, | (5.36) |

где http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image048.gif - время; http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image304.gif - 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):

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/PID(5.37).jpg, | (5.37) |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/PID(5.38).jpg. | (5.38) |

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image307.gif | http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image308.gif |
| 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 c (5.36)-(5.38) и [рис. 5.34](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.34) 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* следут 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"](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_5.aspx)). 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:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image312.gif. | (5.39) |

Таким образом, передаточная функция ПИД-регулятора имеет вид

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image313.gif . | (5.40) |

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристика передаточной функции (5.40) при параметрах http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image314.gif=1 с, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image315.gif=1 с, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gif=10 показаны на [рис. 5.36](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36). Переходная характеристика ПИД-регулятора (реакция на единичный скачок) представляет собой сумму постоянной составляющей http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif, прямой линии http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image318.gif, полученной при интегрировании единичного скачка и дельта-функции Дирака http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image319.gif, полученной при дифференцировании единичного скачка.

Из [рис. 5.34](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.34) следует, что

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image321.gif, или http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image322.gif, | (5.41) |

|  |
| --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image320.gif |
| Рис. 5.36. АЧХ и ФЧХ ПИД-регулятора при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image314.gif=1 с, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image315.gif=1 с, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gif=10 и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gif=100 |

где http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image323.gif - передаточная функция замкнутой системы.

На систему автоматического регулирования могут воздействовать внешние возмущения http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image324.gif и шум измерений http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image325.gif ([рис. 5.35](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.35)). 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 http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image253.gif, приложенным к входу или источником http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image326.gif, приложенным к выходу объекта. Источник шума http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image252.gif моделирует погрешность измерений выходной переменой http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image327.gif, погрешность датчика, а также помехи (см. [[Денисенко](http://www.bookasutp.ru/References.aspx#311)]), воздействующие на канал передачи сигнала с выхода системы на ее вход.

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

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image328.gif | (5.42) |

Рассмотрим теперь несколько частных случаев.

### 5.2.1. П-регулятор

Пусть интегральная и дифференциальная компоненты отсутствуют, т.е. http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image329.gif. Тогда из (5.40) получим http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image330.gif и (5.42) можно преобразовать к виду

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image331.gif. | (5.43) |

В установившемся режиме, при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image332.gif или http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image333.gif передаточная функция процесса http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image250.gif равна коэффициенту передачи http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image334.gif. При этом выражение (5.43) преобразуется к виду

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image335.gif. | (5.44) |

Как следует из полученной формулы, влияние возмущений *d*  снижается с ростом петлевого усиления http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image336.gifи при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image337.gif обратно пропорционально коэффициенту регулятора http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gif. Однако проблема устойчивости не позволяет выбирать http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gif 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](http://www.bookasutp.ru/References.aspx#311)]).

При пренебрежимо малых помехах и внешних возмущениях погрешность П-регулятора http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image338.gif, как следует из (5.44), определяется величиной пропорционального коэффициента усиления:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image339.gif. | (5.45) |

Эта погрешность обычно не может быть сделана как угодно малой путем увеличения усиления http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gifрегулятора, поскольку с ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image316.gif 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](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.37). Поэтому в П-регуляторах для снижения погрешности используют метод компенсации. Для этого к входу объекта регулирования http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image116.gif прикладывают компенсирующее воздействие http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image340.gif, которое аддитивно добавляется к возмущению *d*, чтобы суммарное воздействие возмущения и компенсирующего воздействия http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image341.gif стало равно http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image342.gif. Отметим, что при изменении значения уставки компенсацию нужно выполнить заново, поскольку погрешность (5.45) пропорциональна http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image215.gif (т.е. является мультипликативной), а компенсация в виде http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image342.gif является аддитивной (не зависит от http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image215.gif).

Скомпенсировать погрешность можно также с помощью коррекции величины http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image215.gif. Для этого управляющее воздействие после коррекции (обозначим его http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image343.gif), как следует из (5.44) и (5.45), должно иметь вид

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image344.gif. | (5.46) |

|  |
| --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image346.gif |
| Рис. 5.37. Изменение переменной http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image005.gif во времени при подаче единичного скачка http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image347.gif на вход системы при разных http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif |

Переходный процесс в контуре с П-регулятором при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image345.gif и разных http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif показан на [рис. 5.37](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.37). При малых http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gifсистема имеет малое перерегулирование, но большую статическую погрешность (50%). С ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif погрешность уменьшается, но возрастает перерегулирование.

Объясняется поведение П-регулятора следующим образом. С ростом усиления вся АЧХ разомкнутой системы (АЧХ петлевого усиления http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image348.gif, [рис. 5.19](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_1_3.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.19)) сдвигается вверх, в том числе возрастает усиление на частоте http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image129.gif, 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 http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image129.gif достигает 1, в системе устанавливаются незатухающие колебания. Подробнее описание этого процесса см. в разделе ["Частотная идентификация в режиме релейного регулирования"](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_1_3.aspx#FrequencyIdentification)

### 5.2.2. И-регулятор

Рассмотрим теперь случай, когда в ПИД-регуляторе остается только интегральный член, т.е. http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image349.gif и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image350.gif. Из (5.39) получим

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image351.gif. | (5.47) |

Модуль и аргумент передаточной функции (5.47) равны

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image352.gif, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image353.gif. | (5.48) |

АЧХ И-регулятора в логарифмическом масштабе представляет собой прямую линию с наклоном ‑20дб/дек во всем диапазоне частот, от 0 до http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image354.gif, которая пересекает ось частот (проведенную при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image355.gif) в точке http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image356.gif. ФЧХ представляет собой горизонтальную линию с ординатой http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image357.gif.

На низких частотах, при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image358.gif, коэффициент передачи регулятора (5.48) больше единицы и стремится к бесконечности при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image359.gif. Поскольку случаю http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image359.gif во временной области соответствует http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image066.gif, или установившийся (равновесный) режим http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image360.gif для асимптотически устойчивых систем, то передаточная функция любого устойчивого объекта (за исключением объектов с интегрирующими процессами, см. раздел ["Модели интегрирующих процессов"](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_1.aspx#%D0%B8%D0%BD%D1%82%D0%B5%D0%B3%D1%80%D0%B8%D1%80%D1%83%D1%8E%D1%89%D0%B8%D0%B5%20%D0%BF%D1%80%D0%BE%D1%86%D0%B5%D1%81%D1%81%D1%8B)) при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image332.gif будет равна статическому коэффициенту передачи http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image334.gif. Поэтому, подставляя в (5.42) http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image361.gif и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image362.gif, получим для системы с И-регулятором

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image363.gif. | (5.49) |

|  |
| --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image369.gif |
| Рис. 5.38. Реакция на скачок http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image347.gif замкнутой системы с объектом 2-го порядка (5.50) с И-регулятором при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image370.gif и разных http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image314.gif |

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

Отметим аналогию между И-регулятором и операционным усилителем. Операционный усилитель (ОУ) имеет передаточную функцию вида http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image364.gif, параметры которой для типовых микросхем ОУ равны http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image365.gif, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image366.gif. Поэтому практически во всем рабочем диапазоне частот http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image367.gif и передаточная функция ОУ описывается упрощенным выражением http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image368.gif, т.е. совпадает с передаточной функцией И-регулятора. Схемы включения ОУ также подобны структурам систем управления с И-регулятором.

На [рис. 5.38](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.38) показаны переходные характеристики замкнутой системы с И-регулятором и объектом второго порядка вида

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image371.gif, где http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image372.gif. | (5.50) |

При больших постоянных интегрирования http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image314.gif переходная характеристика имеет вид, сходный с характеристикой апериодического звена. С уменьшением http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image314.gif растет усиление регулятора в соответствии с (5.48) и когда на частоте http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image129.gif петлевое усиление контура с обратной связью приближается к 1, в системе появляются колебания ([рис. 5.38](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.38), кривая http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image373.gif).

Вторым фактором, влияющим на устойчивость замкнутой системы, является дополнительный сдвиг фаз величиной -http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image374.gif, 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.

### 5.2.3. ПИ-регулятор

В ПИ-регуляторе только постоянная дифференцирования равна нулю, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image375.gif:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image376.gif. | (5.51) |

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image377.gif | http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image378.gif |
| Рис. 5.39. Реакция замкнутой системы с ПИ регулятором на скачок http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image347.gif при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image379.gif для объекта вида (5.50) при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image380.gif | Рис. 5.40. Реакция замкнутой системы с ПИ регулятором на скачок http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image381.gif при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image382.gif для объекта вида (5.50) при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image383.gif |

АЧХ ПИ-регулятора можно получить из [рис. 5.36](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36), если отбросить правую ветвь АЧХ с наклоном +20 дБ/дек. При этом сдвиг фаз на частотах выше 1 Гц (на [рис. 5.36](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36)) 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 http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif, 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 http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif не станет настолько большой, что увеличит усиление контура до единицы на частоте http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image119.gif.

Переходный процесс в ПИ-регуляторе при разных сочетаниях http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image384.gif и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif показан на [рис. 5.39](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.39), [рис. 5.40](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.40). При http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image349.gif ([рис. 5.39](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.39)) получаем И-регулятор. С ростом пропорционального коэффициента http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif появляется дополнительная ошибка во время переходного процесса (см. также [рис. 5.37](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.37) и (5.45)), которая уменьшается с ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif, однако при этом снижается запас устойчивости системы, поскольку с ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif увеличивается усиление на частоте http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image129.gif. Это приводит к появлению затухающих колебаний в начале переходного процесса ([рис. 5.39](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.39)). Когда величина http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif становится достаточно большой для компенсации ослабления сигнала в объекте на частоте http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image129.gif, 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 http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image387.gif:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image388.gif. | (5.52) |

|  |
| --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image385.gif |
| Рис. 5.41. АЧХ замкнутого контура с ПИ-регулятором при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image386.gif для объекта вида (5.50) при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image380.gif |

Как видим, при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image065.gif, т.е. в установившемся режиме, ошибка http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image389.gif.

Однако появление пропорционального коэффициента приводит к затягиванию переходного процесса по сравнению с И-регулятором при тех же http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image390.gif и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image002.gif, ([рис. 5.39](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.39)). Объясняется это тем, что в ПИ-регуляторе сигнал ошибки http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image391.gif, поступающий на вход интегратора, меньше, чем в И-регуляторе (он уменьшается благодаря пропорциональному коэффициенту), поэтому сигнал, компенсирующий ошибку http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image392.gif нарастает медленнее, чем в И-регуляторе. В частотной области этот процесс можно объяснить тем, что с ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif полюс http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image393.gifпередаточной функции смещается влево ([рис. 5.36](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36)), т.е. расширяется область частот, в которой интегральной составляющая пренебрежимо мала и ПИ-регулятор вырождается в чистый П-регулятор, для которого характерна статическая ошибка. В АЧХ замкнутой системы с большим http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif ([рис. 5.41](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.41)) появляется погрешность (уменьшение амплитуды выходного сигнала) в диапазоне частот выше http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image393.gif. С ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image317.gif эта частота сдвигается влево, что во временной области соответствует затягиванию процесса установления.

### 5.2.4. ПД-регулятор

Если в уравнении ПИД-регулятора положить http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image394.gif, получим уравнение регулятора без интегрального члена (ПД-регулятор):

http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image395.gif,

откуда следует, что на высоких частотах (в начале переходного процесса) ПД-регулятор имеет высокое усиление и, следовательно, точность, а в установившемся режиме (при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image396.gif) 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](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36)), что повышает запас устойчивости системы при малых http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image315.gif. Однако с увеличением http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image315.gif растет усиление регулятора на высоких частотах, и, когда петлевое усиление контура регулирования достигает единицы на частоте http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image079.gif, система переходит в режим автоколебаний.

### 5.2.5. ПИД-регулятор

|  |
| --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image398.gif |
| Рис. 5.42. Реакция замкнутой системы с ПИД регулятором на скачок http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image399.gif при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image400.gif, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image401.gif для объекта вида (5.50) при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image380.gif |

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](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36), вносит положительный фазовый сдвиг до 90˚ на частотах выше http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image397.gif. Это позволяет обеспечить устойчивость или улучшить качество регулирования системы в случаях, когда это невозможно сделать с помощью ПИ-регулятора.

На [рис. 5.42](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.42) показано влияние постоянной дифференцирования на форму отклика замкнутой системы на скачок http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image399.gif. Уменьшение амплитуды колебаний и увеличение коэффициента затухания с ростом постоянной дифференцирования http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image315.gifобъясняется тем, что благодаря положительному наклону АЧХ в области http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image402.gif (см. [рис. 5.36](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36)) уменьшается сдвиг фаз в контуре регулирования.

Дальнейшее увеличение постоянной дифференцирования (т.е. снижение частоты http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image403.gif) приводит к росту усиления ПИД-регулятора на высоких частотах, при http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image404.gif ([рис. 5.36](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_2.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.36)). Поскольку фазовый сдвиг http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image127.gif, связанный с транспортной задержкой http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image003.gif (см. раздел ["Модели объектов управления"](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_1.aspx#%D0%9C%D0%BE%D0%B4%D0%B5%D0%BB%D0%B8%20%D0%BE%D0%B1%D1%8A%D0%B5%D0%BA%D1%82%D0%BE%D0%B2%20%D1%83%D0%BF%D1%80%D0%B0%D0%B2%D0%BB%D0%B5%D0%BD%D0%B8%D1%8F)), неограниченно увеличивается с ростом частоты, то при увеличении усиления в связи с ростом http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image405.gif 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 http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image406.gif), затем, при дальнейшем увеличении http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image405.gif, система переходит в колебательный режим.

### Дискретная форма регулятора

Непрерывные переменные удобно использовать для анализа и синтеза ПИД-регуляторов. Для технического воплощения необходимо перейти к дискретной форме уравнений, поскольку основой всех регуляторов является микроконтроллер, контроллер или компьютер, которые оперируют с переменными, полученными из аналоговых сигналов после их дискретизации по времени и квантования по уровню.

Вследствие конечного времени вычисления управляющего воздействия в микроконтроллере и задержки аналого-цифрового преобразования между моментом поступления аналогового сигнала на вход регулятора и появлением управляющего воздействия на его выходе появляется нежелательная задержка, которая увеличивает общую задержку в контуре регулирования и снижает запас устойчивости.

Основным эффектом, который появляется при дискретизации и который часто "открывают заново", является появлениеалиасных частот в спектре квантованного сигнала в случае, когда частота дискретизации недостаточно высока. Аналогичный эффект возникает при киносъемке вращающегося колеса автомобиля. Частота алиасного сигнала равна разности между частотой помехи и частотой дискретизации. При этом высокочастотный сигнал помехи смещается в низкочастотную область, где накладывается на полезный сигнал и создает большие проблемы, поскольку отфильтровать его на этой стадии невозможно.

Для устранения алиасного эффекта перед входом аналого-цифрового преобразователя необходимо установить аналоговый фильтр, который бы ослаблял помеху по крайне мере на порядок на частоте, равной половине частоты дискретизации. Обычно используют фильтр Баттерворта второго или более высокого порядка. Вторым вариантом решения проблемы является увеличение частоты дискретизации так, чтобы она по крайней мере в 2 раза (согласно теореме Котельникова) была выше максимальной частоты спектра помехи. Это позволяет применить после дискретизации цифровой фильтр нижних частот. При такой частоте дискретизации полученный цифровой сигнал с точки зрения количества информации полностью эквивалентен аналоговому и все свойства аналогового регулятора можно распространить на цифровой.

#### Переход к конечно-разностным уравнениям

Переход к дискретным переменным в уравнениях аналогового регулятора выполняется путем замены производных и интегралов их дискретными аналогами. Если уравнение записано в операторной форме, то сначала выполняют переход из области изображений в область оригиналов. При этом оператор дифференцирования заменяют производной, оператор интегрирования - интегралом.

Существует множество способов аппроксимации производных и интегралов их дискретными аналогами, которые изложены в курсах численных методов решения дифференциальных уравнений. В ПИД-регуляторах наиболее распространенными являются простейшая аппроксимация производной конечной разностью и интеграла - конечной суммой.

Рассмотрим интегральный член ПИД-регулятора: http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image763.gif. Продифференцировав обе части по времени, получим http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image764.gif. Заменяя дифференциалы в этом выражении конечными разностями (левыми разностями), получим http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image765.gif, где индекс http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image766.gif обозначает, что данная величина взята в момент времени http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image767.gif (обратим внимание, что здесь и ниже *индекс http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image766.gif в http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image390.gif обозначает не номер временного шага, а интегральный коэффициент* ПИД-регулятора). Из последнего выражения получим

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image768.gif. | (5.101) |

Таким образом, очередное значение интеграла можно вычислить, зная предыдущее и значение ошибки в предыдущий момент времени. Однако такая формула имеет свойство накапливать ошибку вычислений с течением времени, если отношение http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image769.gif недостаточно мало. Более устойчива другая формула интегрирования с правыми разностями, когда значение ошибки берется в тот же момент времени, что и вычисляемый интеграл:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image770.gif. | (5.102) |

Рассмотрим дифференциальный член ПИД-регулятора с фильтром http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image771.gif (см. раздел "Погрешность дифференцирования и шум").

Переходя в этой формуле от изображений к оригиналам, получим http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image772.gif. Заменяя дифференциалы конечными приращениями, получим разностное уравнение

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image773.gif. | (5.103) |

Для сходимости итерационного процесса (5.103) необходимо, чтобы http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image774.gif, т.е.

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image775.gif. | (5.104) |

При http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image776.gif итерационный процесс (5.103) становится колебательным, что недопустимо для ПИД-регулятора.

Лучшими характеристиками обладает разностное уравнение, полученное при использовании правых разностей:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image777.gif. | (5.105) |

Здесь условие сходимости http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image778.gif выполняется для всех http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image779.gifи ни при каких значениях параметров не возникает колебаний. Кроме того, последняя формула позволяет "отключить" дифференциальную составляющую в ПИД регуляторе путем назначения http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image780.gif, чего нельзя сделать в выражении (5.103), поскольку при этом возникает деление на ноль.

Можно использовать еще более точные формулы численного дифференцирования и интегрирования, известные из курса численных методов решения уравнений.

Величина шага дискретизации http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image779.gif выбирается как можно меньше, это улучшает качество регулирования. Для обеспечения хорошего качества регулирования он не должен быть больше чем 1/15...1/6 от времени установления переходной характеристики объекта по уровню 0,95 или 1/4...1/6 от величины транспортной задержки [[Изерман](http://www.bookasutp.ru/References.aspx" \l "304" \o "Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984, 541 с. ...)]. Однако при увеличении частоты дискретизации более чем в 2 раза по сравнению с верхней частотой спектра возмущающих сигналов (по теореме Котельникова) дальнейшего улучшения качества регулирования не происходит.

Если на входе регулятора нет антиалиасного фильтра, то частоту дискретизации выбирают в 2 раза выше верхней граничной частоты спектра помехи, чтобы использовать цифровую фильтрацию. Необходимо учитывать также, что исполнительное устройство должно успеть отработать за время http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image779.gif.

Если контроллер используется не только для регулирования, но и для аварийной сигнализации, то такт дискретизации не может быть меньше, чем допустимая задержка срабатывания сигнала аварии.

При малом такте дискретизации увеличивается погрешность вычисления производной. Для ее снижения можно использовать сглаживание получаемых данных по нескольким собранным точкам перед этапом дифференцирования.

#### Уравнение цифрового ПИД-регулятора

Основываясь на изложенном выше, уравнение дискретного ПИД-регулятора можно записать в виде

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image781.gif, | (5.106) |

где http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image766.gif - номер временного такта. Величины http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image782.gif и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image783.gif вычисляют по выражениям (5.102) и (5.105). Для начала работы алгоритма выбирают обычно http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image784.gif, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image785.gif, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image786.gif, однако могут быть и другие начальные условия, в зависимости от конкретной задачи регулирования.

Отметим, что алгоритм, полученный путем простой замены операторов дифференцирования и интегрирования в выражении (5.36) конечными разностями и конечными суммами

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image787.gif, | (5.107) |

(здесь http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image788.gif - индекс суммирования отсчетов от начала процесса до текущего i-того временного такта) обладает плохой устойчивостью и низкой точностью, как это было показано выше. Однако с ростом частоты дискретизации различие между приведенными двумя алгоритмами стирается.

#### Инкрементная форма цифрового ПИД-регулятора

|  |
| --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image791.gif |
| Рис. 5.83. Инкрементная форма ПИД-регулятора |

Довольно часто, особенно в нейросетевых и фаззи-регуляторах, используют уравнение ПИД-регулятора в виде зависимости приращения управляющей величины от ошибки регулирования и ее производных (без интегрального члена). Такое представление удобно, когда роль интегратора выполняет внешнее устройство, например, обычный или шаговый двигатель. Угол поворота его оси пропорционален значению управляющего сигнала и времени. В фаззи-регуляторах при формулировке нечетких правил эксперт может сформулировать зависимость управляющей величины от величины производной, но не может - от величины интеграла, поскольку интеграл "запоминает" всю предысторию изменения ошибки, которую человек помнить не может.

Инкрементная форма ПИД-регулятора получается путем дифференцирования уравнения (5.36):

http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image789.gif;

Для получения нулевой ошибки регулирования на выходе инкрементного регулятора должен стоять интегратор ([рис. 5.83](http://www.bookasutp.ru/Chapter5_4_6.aspx#%D1%80%D0%B8%D1%81.%205.83)):

http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image790.gif

Переходя в полученных выражениях к конечным разностям, получим дискретную форму инкрементного ПИД-регулятора:

|  |  |
| --- | --- |
| http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image792.gif, | (5.108) |

где http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image793.gif, http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image794.gif.

Более устойчивое и точное разностное уравнение можно получить, подставив в формулу http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image793.gif выражения для http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image795.gif и http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image796.gif из (5.106).

Инкрементная форма регулятора удобна для применения в микроконтроллерах, поскольку в ней основная часть вычислений выполняется с приращениями, для представления которых можно использовать слово с малым количеством двоичных разрядов. Для получения значения управляющей величины можно выполнить накопительное суммирование на финальной стадии вычислений:

http://www.bookasutp.ru/Chapter5.files/image797.gif.

**Интегральные оценки качества переходного процесса**

Этот способ оценки качества регулирования дает возможность сделать заключение о быстроте затухания и величине отклонений регулируемой величины от установившегося значения. Этот способ может быть применен как к линейным, так и к нелинейным системам автоматического регулирования.

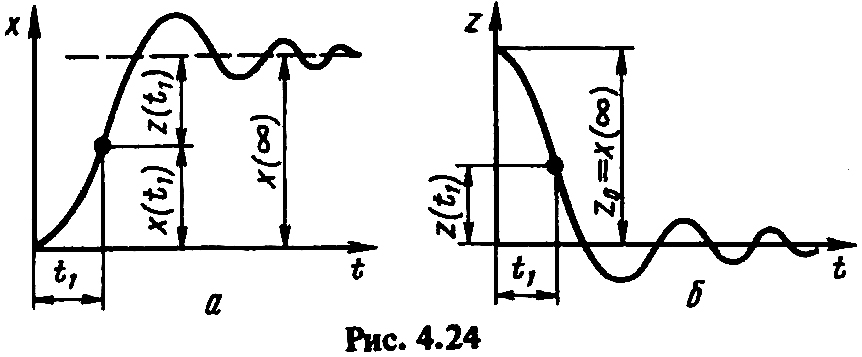
В некоторых случаях, например, когда система регулирования находится в режиме управления, интегральные оценки удобнее рассматривать не по параметру , определяемому уравением вынужденного движения (4.42), а по параметру . Связь между параметрами  и  видна из рис. 4.24, а и устанавливается выражением

. (4.53)

Вид переходного процесса  (рис. 4.24, и) соответствует уравнению свободного движения

, (4.54)

которое получается из предположения, что возмущение в системе регулирования было вызвано единичной функцией до начала отсчета времени, т.е, при  возмущение , а при  возмущение .



Допустим, что движения замкнутой системы регулирования описываются уравнением (4.54). Предположим, что можно определить величину какого-либо из интегралов, в подынтегральную функцию которых будет входить переменная :



Примем без доказательства положение, что качество регулирования системы тем выше, чем меньше величина одного из перечисленных интегралов. Достоинства интегральной оценки определяются тем, насколько она отражает качества переходного процесса и какие трудности встают на пути ее определения. Наиболее просто определяется интеграл . Действительно, применим преобразование Лапласа к уравнению движения системы (4.54). Так как

,

то при заданных начальных условиях и при 

. (4.55)

Имеется и другой путь определения . Проинтегрировав почленно уравнение (4.54), получим

,

или

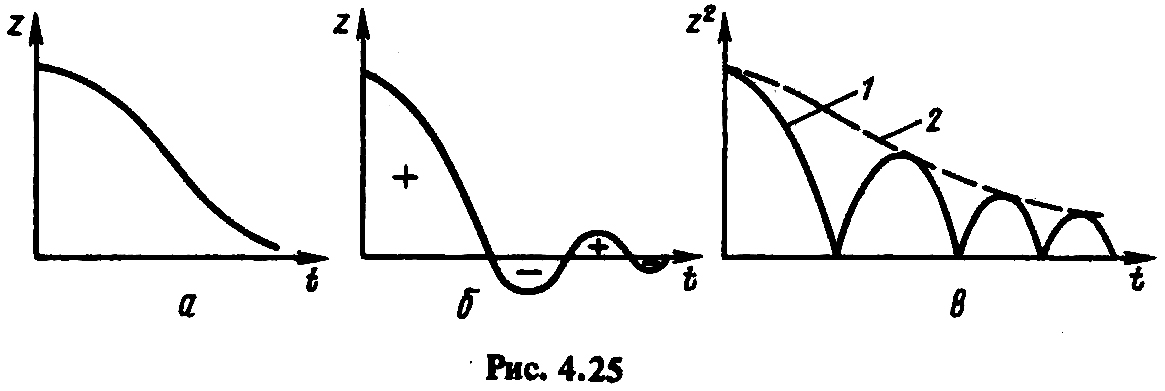
.

Подстановка верхнего предела во всех слагаемых дает нули, так как система устойчива и все ее производные при  стремятся к нулю. Поэтому

, (4.56)

где , ,…,  - заданные начальные условия.

Интеграл  можно вычислить с помощью вещественной частотной функции замкнутой системы и интеграла Фурье. Вычисление интеграла  трудоемко, поэтому он обычно не применяется. По величине интегралов ,  и  нельзя высказать какие-либо строгие суждения о характере переходного процесса. Так, например, из двух переходных процессов, показанных на рис. 4.25, а и б, предпочтение следует отдать апериодическому переходному процессу (см. рис. 4.25, а). Однако величина интеграла  для колебательного процесса (см. рис, 4.25, б) будет меньше, чем для апериодического, так как составляющие площади под кривой процесса суммируются алгебраически, с учетом знака.



Этого недостатка, присущего интегральной оценке , нет у интегральной оценки . Но и здесь не всегда получается объективная картина. Так, расчеты показывают, что  получается при изменении  по закону

, (4.57)

который характеризует медленно затухающий колебательный процесс. Соответствующая этой переходной функции подынтегральная функция  - кривая 1 на рис. 4.25, в; желательное изменение  - кривая 2. И хотя величина  для колебательного процесса будет меньше, чем для апериодического, соответствующего кривой 2, предпочтение следует отдать апериодическому переходному процессу.

Более объективный результат дают те интегральные оценки, которые учитывают не только изменение функции , но и ее производных. Если отразить влияние только первой производной на качество регулирования, то интегральная оценка (назовем ее обобщенной интегральной оценкой) примет вид

. (4.58)

Значение интеграла  будет мало в том случае, если не будет длительных отклонений параметра  и не будет длительного существования больших значений производной . Коэффициентом  следует задаться. Он определяет влияние производных в величине интеграла .

Передаточная функция насос-регулятора имеет следующий вид:

, (1)

где ;

;

 - оператор Лапласа;

 - изменение дозируемого расхода топлива, кг/ч;

 - изменение тока управления, мА;

 - изменение перемещения датчика положения дозирующей иглы, см;

 = (0.032±0.012) – коэффициент усиления по перемещению дозирующей иглы, см/(мА⋅с);

 = (15.0±3.0) – постоянная времени дозирующей иглы, с;

 - коэффициент усиления по расходу топлива, кг/(ч⋅см);

0.1 – постоянная времени клапана постоянного перепада, с.