Идентификация ОУ

Классификация задач идентификации.

Виды моделей объектов

Рассмотрим основные виды моделей линейных непрерывных стационарных динамических объектов и их взаимосвязь (действием шума **e(t)** пренебрегаем).

1. Дифференциальное уравнение. Наиболее универсальная модель, имеющая форму:

$$a_n y^{n}(t) + a_{n-1} y^{n-1}(t) + a_{n-2} y^{n-2}(t) + \ldots + a_o y(t) =$$
$$= b_m u^{m}(t) + b_{m-1} u^{m-1}(t) + \ldots + b_o u(t)$$

$$\text{или } \sum_{i=1}^{n} a_i y^i(t) = \sum_{j=1}^{m} b_j u^j(t)$$

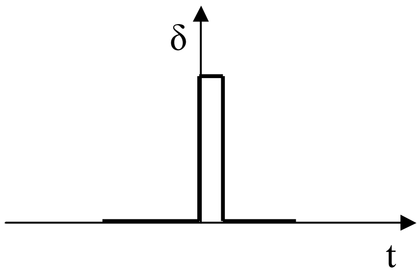
где n – порядок модели (n >m), a_i и b_j – постоянные коэффициенты (параметры модели), u^j и y^i – производные входного и выходного сигналов.

2. Передаточная функция. Данная характеристика определяется как отношение преобразований Лапласа выходного и входного сигналов,

$$W(p)=\frac{Y(p)}{U(p)}=\frac{\sum_{j=0}^{m} b_j p^j}{\sum_{i=1}^{n} a_i p^i}$$

где p – оператор Лапласа.

3. Импульсная характеристика ω(t). Под импульсной характеристикой понимается реакция предварительно невозмущенного объекта (т.е. объекта с нулевым начальным условиями) на входной сигнал в виде δ – функции.



4. Переходная функция h(t). Это реакция предварительно невозмущенного объекта на входной сигнал в виде единичного скачка.

Из теории управления известны следующие соотношения между этими характеристиками:

$$L\{\omega(t)\}=W(p)$$

$$\omega(t)=h'(t)$$

$$L\{h(t)\}=\frac{W(p)}{p}$$

$$y(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\omega(t-\tau)\cdot u(\tau)d\tau$$

5. Частотные характеристики. Частотные характеристики определяются его комплексным коэффициентом передачи $W(j\omega) = W(p) \mid p \to j\omega$.
Модуль комплексного коэффициента передачи $\mid W(j\omega) \mid = A(\omega)$представляет собой, как известно, амплитуда – частотную характеристику АЧХ объекта;

Аргумент $\arg(W(j\omega))=\varphi(\omega)$ представляет собой фазочастотную характеристику ФЧХ объекта.

Графическое представление W(jω) на комплексной плоскости при изменении частоты ω от 0 до ∞, т.е. график амплитудно-фазовой характеристики АФХ в полярных координатах в отечественной литературе называется годографом, а в английской - диаграммой Найквиста.

В теории управления часто используется логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) равная $20 \lg |W(j\omega)|$.

6. Модель для переменных состояния. При выборе n – координат системы (объекта) в качестве переменных её состояния может быть выходной сигнал y(t) и n-1 его производных (которые обозначаются как $x_i(t)$ –где i =1… n). Тогда такая система может быть описана уравнениями для переменных состояния:

$$x'(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$$
$$y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t)$$

где $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots x_n(t)]^{т}$ - вектор-столбец переменных состояния;

A и C – матрицы размеров $n \times n$;

B и D – векторы размера $n \times 1$ и $1 \times n$.

Применение к данным уравнениям преобразования Лапласа позволяет получить следующее выражение для передаточной функции:

$$W(p) = C(pI - A)^{-1} B + D$$

где I – единичная матрица размером $n \times n$.

Автоматические регуляторы.

В любой системе автоматического регулирования управляющее воздействие на объект регулирования управляющее воздействие на объект регулирования формируется автоматическим регулятором в соответствии с принятым алгоритмом управления и требуемым качеством АСР.

Необходимым условием надежной устойчивой работы АСР является правильный выбор типа регулятора и его настроек.

В системах управления используются регуляторы четырех типов:

1. Пропорциональные (П) с передаточной функцией:

$$W_p(p) = k_П;$$

2. Интегральные (И):

$$W_p(p) = \frac{1}{T_o p} = \frac{k_И}{p};$$

3. Пропорционально-интегральные (ПИ):

$$W_p(p) = \frac{1 + T_1 p}{T_o p} = \frac{1}{T_o p} + \frac{T_1}{T_o} = \frac{k_И}{p} + k_П;$$

4. Пропорционально-интегро-дифференциальные (ПИД):

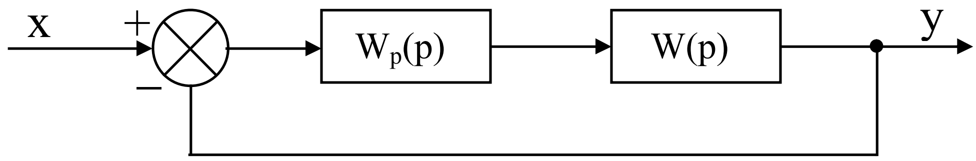
$$W_p(p) = \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{T_o p} = \frac{1}{T_o p} + \frac{(T_1 + T_2)}{T_o} + \frac{T_1 T_2}{T_o} p = \frac{k_И}{p} + k_П + k_Д;$$

где $k_И = \dfrac{1}{T_o}$; $k_П = \dfrac{T_1 + T_2}{T_o}$; $k_Д = \dfrac{T_1 T_2}{T_o}$.

Выбор типа регулятора и параметров его настройки должна осуществляться в соответствии с критериями качества регулирования.

(кратко напомнить критерии качества регулирования)

Методик выбора регулятора существует достаточно много. Предложим одну из них по выбору типа регулятора, которая основана на анализе вида передаточной функции объекта. Любую структуру АСР можно рассмотреть, состоящую:



Для такого контура $W_{рез}(p)$ можно привести к интегрирующему:

$$W_{рез} = \frac{1}{T_o p};$$

т.е. регулятор всегда должен быть построен так, чтобы

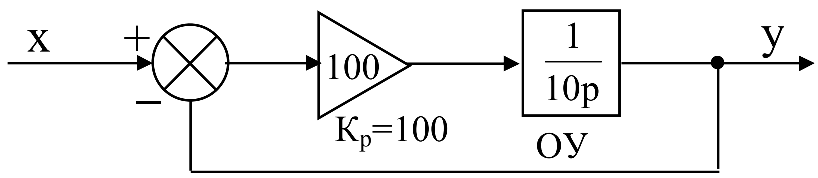
$$W_{рез} = W_1(p) \cdot W_p(p) = \frac{1}{T_o p};$$

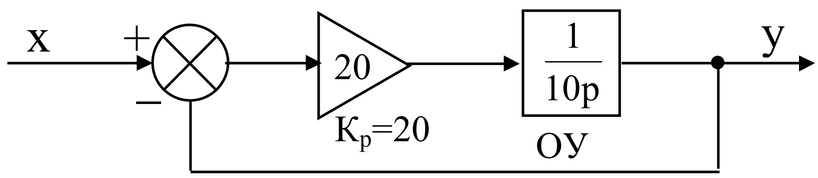
1) Если в одной цепи имеется интегрирующее звено с $W(p) = \frac{1}{Tp}$, то регулятор должен быть пропорциональным $W_p(p) = k_П$ и $W_{рез}(p) = \frac{k_П}{Tp} + \frac{1}{T_o p}$; где $T_o = \frac{T}{k_П}$.

После создания замкнутого контура, его передаточная функция будет соответствовать апериодическому с малой постоянной времени:

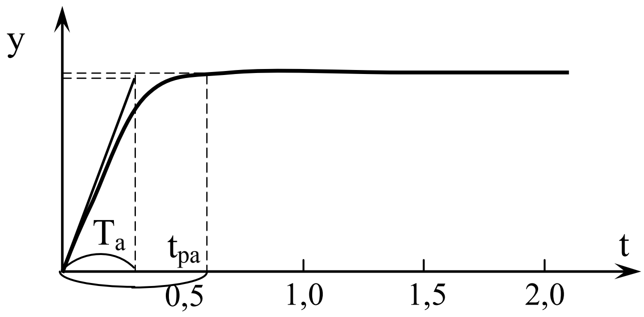
$$W_{замк}(p) = \frac{\frac{1}{T_o p}}{1 + \frac{1}{T_o p}} = \frac{1}{1 + T_o p};$$

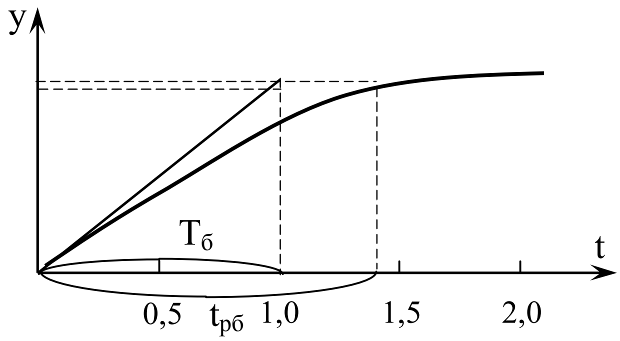
Для примера рассмотрим две АСР с различными коэффициентами усиления

а) 

б) 

Переходные процессы после подачи единичного ступенчатого воздействия будут иметь вид:





Результаты моделирования переходного процесса показывают, что вторая модель обладает большой постоянной времени.

2) Если исходное звено ОУ является апериодическим с передаточной функцией $W(p) = \dfrac{1}{1+Tp}$; то регулятор должен иметь передаточную функцию, соответствующую ПИ-регулятору,

$$W_p(p) = \frac{1+Tp}{T_o p} = \frac{1}{T_o p} + \frac{T}{T_o} = \frac{k_И}{p} + k_П;$$

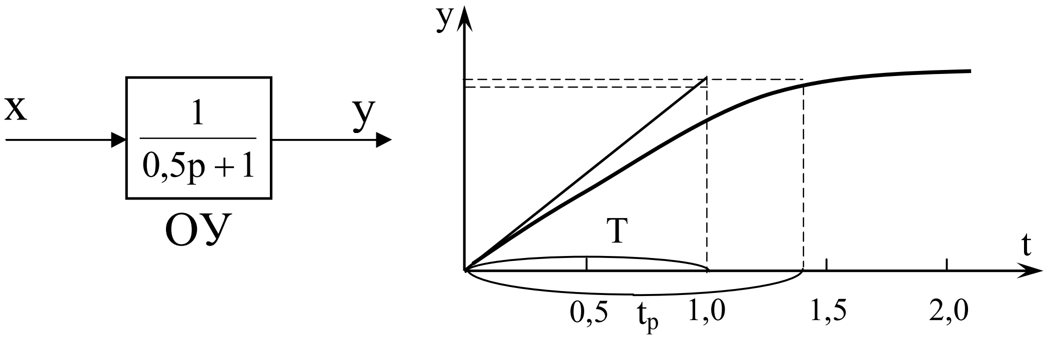
Тогда результирующая W будет иметь вид:

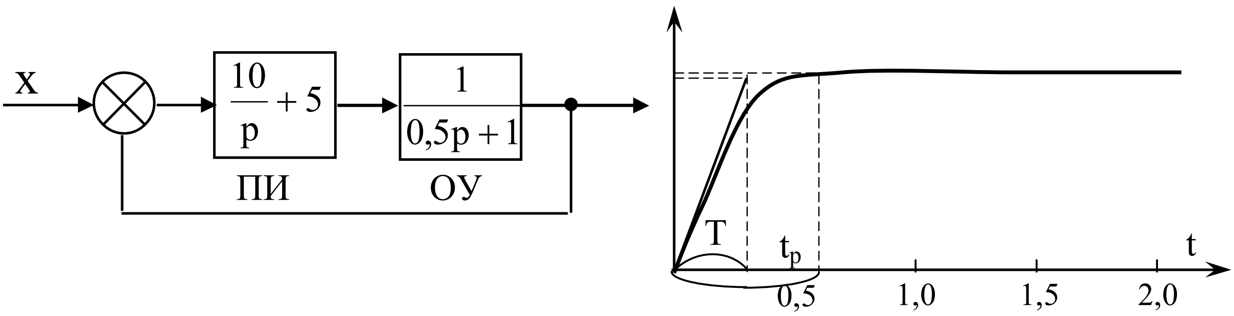
$$W_{рц} = \frac{1}{1+Tp} \cdot \frac{1+Tp}{T_o p} = \frac{1}{T_o p}, \text{ или}$$

после охвата звена с обратной связью получим

$$W_{зам}(p) = \frac{1}{1+T_o p};$$

Причем параметр Т регулятора должен быть близким к параметру Т объекта регулирования:
Для сравнения рассмотрим две структуры





Результаты моделирования показывают преимущества применения ПИ регулятора.

3) Если исходная система представляет собой колебательное звено с передаточной функцией

$$W_{оу}(p) = \frac{1}{T^2p^2 + 2T\xi p + 1};$$

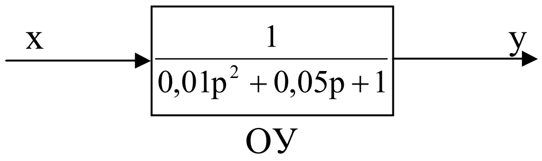
то в соответствии с изложенным подходом регулятор должен быть ПИД–регулятор с передаточной функцией

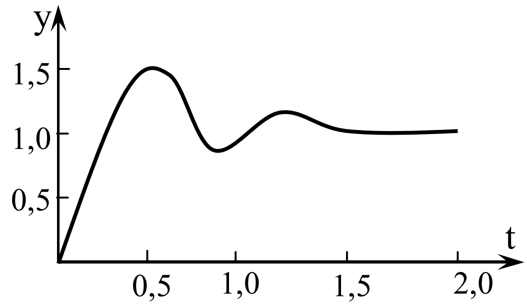
$$W_p = \frac{T^2p^2 + 2T\xi p + 1}{T_o p} = \frac{T^2}{T_o}p + \frac{2T\xi}{T_o} + \frac{1}{T_o p} = k_Д p + k_П + \frac{k_И}{p}$$

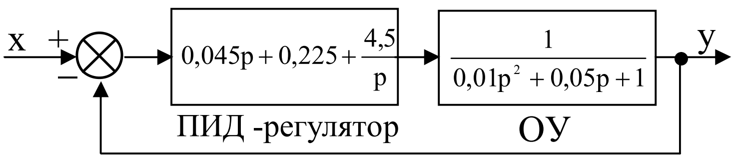
$$\text{где } k_Д = \frac{T^2}{T_o};\ k_П = \frac{2T\xi}{T_o};\ k_И = \frac{1}{T_o}.$$

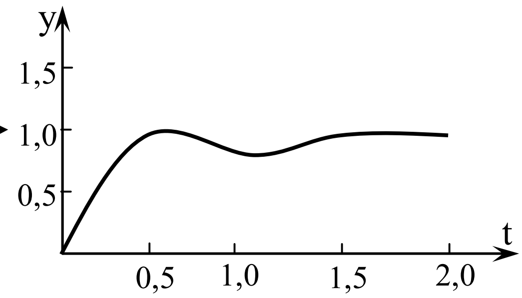
В этом случае $W_{раз}(p) = \dfrac{1}{T_o p};\ W_{зам}(p) = \dfrac{1}{1 + T_o p}.$

Результаты можно проиллюстрировать следующими переходными процессами.









Результаты моделирования показывают преимущества применения ПИД регулятора.

Основным направлением данной методики является получение в конечном итоге $W_{закн}(p)$ системы в виде апериодической функции с как можно меньшей постоянной времени.

* Согласно другой методике, изложенной в кн. Петелина при выборе типа регулятора предлагают, что в АСР существует определенный переходный процесс:

– апериодический без перерегулирования, когда требуется исключить влияние регулирующего воздействия на другие переменные сложного объекта;
– с 20% перерегулированием, при котором обеспечивается малое время переходного процесса и первого полупериода;
– с минимальной интегральной квадратичной оценкой при которой обеспечивается наименьшее значение суммарного динамического отклонения.

Данная методика предполагает, что объект управления может иметь одну из двух передаточных функций со своими параметрами. (наиболее часто встречаемые):

Статические ОР:

$$W_{op}(p) = \frac{k_o e^{-\tau p}}{(1 + T_o p)};$$

Астатические ОР:

$$W_{op}(p) = \frac{k_o e^{-\tau p}}{T_o p};$$

Основные области применения линейных регуляторов определяются с учетом следующих рекомендаций:

И–регулятор со статическим ОР – при медленных изменениях возмущений и малом времени запаздывания (**$\tau/T_o < 0,1$**);

П–регулятор со статическим и астатическим ОР – при любой инертности и времени запаздывания, определяемые соотношением **$\tau/T_o \leq 0,3$;**

ПИ–регулятор при любой инертности и времени запаздывания ОР, определяемом соотношением **$\tau/T_o \leq 1$;**

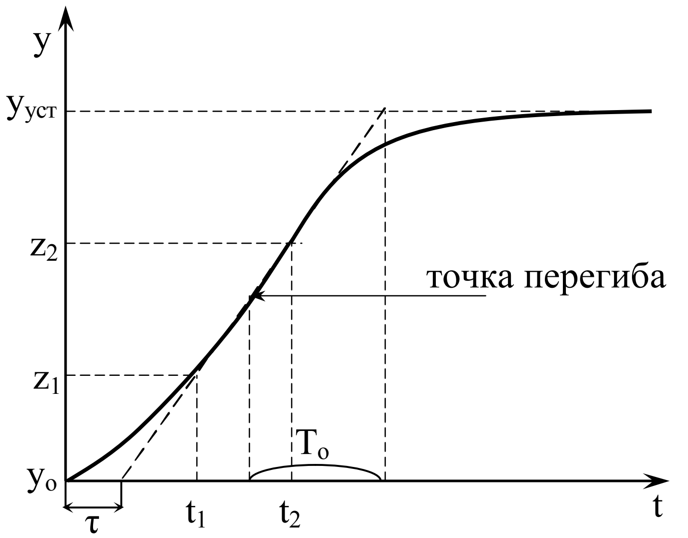
ПД и ПИД – регуляторы при условии **$\tau/T_o \leq 1$** и малой колебательности переходных процессов.

В таблице приведены формулы для выбора настроек **$k_р$, $T_и$, $T_д$** основных линейных регуляторов для статических и астатических ОР.

Методика выбора регулятора может быть следующая:

1. Оценивается вид переходного процесса ОР (строится график) и графо-аналитическим способом определяются параметры передаточной функции.

Например, в общем виде, вид переходного процесса имеет следующий вид:



На графике выбираются параметры **τ** и **T_o**. Более точные значения **τ** и **T_o** можно получить расчетным путем:

** *(из метод. указаний по курсовому проектированию)*

После определения **τ** и **T_o** определяем показатели:

$$1)\ k_o = \frac{y_{уст} - y_o}{M}, \quad 2)\ \frac{\tau}{\tau_o}; \quad 3)\ \frac{t_{рег}}{\tau}.$$

где М – показатель колебательности, выраженный в процентах от **$y_{уст}$** ((Величина перерегулирования) – $y_{уст}$) / $y_{уст}$*100%.

Далее на основании формул таблицы 3.4. настройки линейных регуляторов рассчитываем параметры регулятора:

Например, согласно данной таблицы, для статического регулятора с переходной характеристикой с 20% перерегулированием

$$k_p = \frac{0{,}7}{k_o \tau / T_o} \text{ и } T_и = 0{,}7 \cdot T_o .$$

** Наиболее совершенная методика настройки линейных регуляторов предложена в системе MATLAB в пакете расширения Nonlinear Control Design (NCD blokes)

Применяемый регулятор	Предполагаемый переходный процесс		
	Апериодический	20% перерегулирование	Минимум интегр. квадр. оценки
П–регулятор	$k_p = \frac{0{,}4}{\tau/T_o}^*$	$k_p = \frac{0{,}7}{\tau/T_o}^*$	–
ПИ–регулятор	$k_p = \frac{0{,}4}{\tau/T_o}^*$ $T_и = 6\tau$	$k_p = \frac{0{,}7}{\tau/T_o}$ $T_и = 3\tau$	$k_p = \frac{1{,}0}{\tau/T_o}$ $T_и = 4\tau$
ПИД–регулятор	$k_p = \frac{0{,}6}{\tau/T_o}$ $T_и = 5\tau$ $T_д = 0{,}2\tau$	$k_p = \frac{1{,}1}{\tau/T_o}$ $T_и = 2\tau$ $T_д = 0{,}4\tau$	$k_p = \frac{1{,}4}{\tau/T_o}$ $T_и = 1{,}6\tau$ $T_д = 0{,}5\tau$

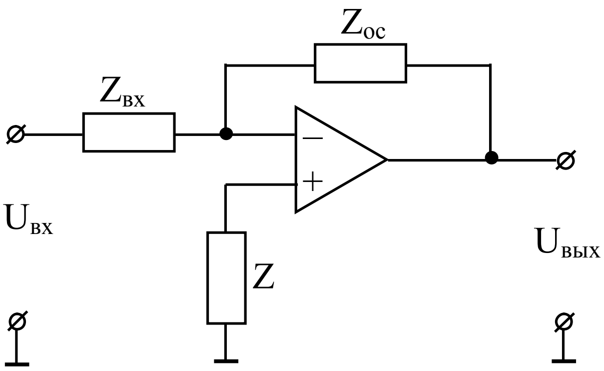
ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ.

В настоящее время большинство электронных регуляторов, входящих в различные электрические комплексы, построены на базе операционных усилителей, выполненных в транзисторном или интегральном исполнении.

Операционные усилители характеризуются:

- большим коэффициентом усиления по току и напряжению до 10^6;
- широкой полосой пропускания по частоте;
- возможностью применения линейных и нелинейных отрицательных и положительных связей;
- большим входным и малым выходным сопротивлением;
- малым температурным дрейфом напряжения и тока.

Операционный усилитель представляет собой микроэлектронное изделие с двумя дифференциальными входами. Типовая схема включения ОУ:

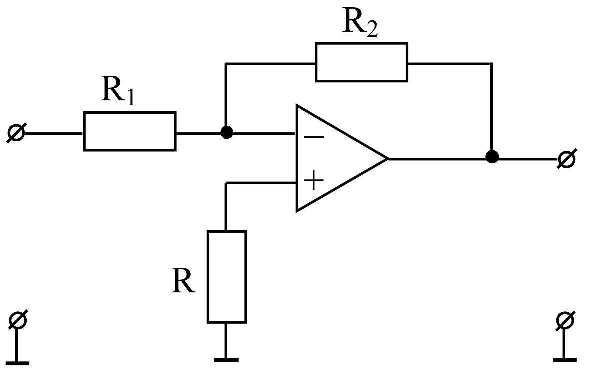


При этом передаточная функция определяется как:

$$W(p) = -\frac{Z_{oc}(p)}{Z_{\text{âõ}}(\text{ð})}$$

На вход ОУ подается сигнал рассогласования $U_{вх} = U_3 - U$; U_3 – заданное и U – текущее значение регулируемого параметра.
На основе этой схемы строятся различного рода регуляторы.

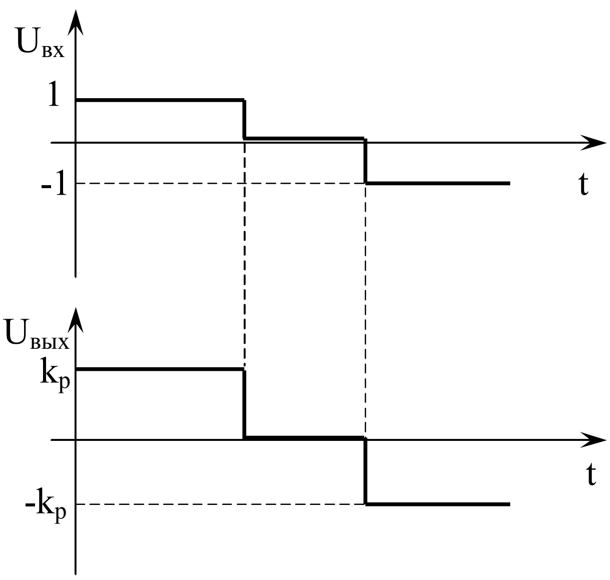
<u>П – регулятор</u>.



Для П – регулятора справедливо выражение:

$$U_{\text{âûõ}}(\text{ð}) = -\frac{R_2}{R_1} U_{\text{âõ}}(\text{ð}), \quad \text{где} \quad k_p = \frac{R_2}{R_1}.$$

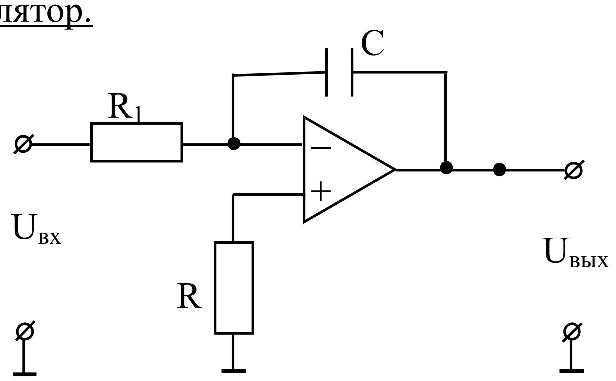
Временная диаграмма такого регулятора:



Этот регулятор обладает высоким быстродействием.

Если на вход будет подан сигнал $\left|U_{\hat{a}\tilde{o}}\right| > \left|\frac{U_{\hat{a}\hat{u}\tilde{o}\,.max}}{k_p}\right|$, где $U_{вых.max}$ – наибольшее выходное напряжение, то регулятор входит в зону насыщения и при этом пропорциональность между входным и выходным сигналами не сохраняется.

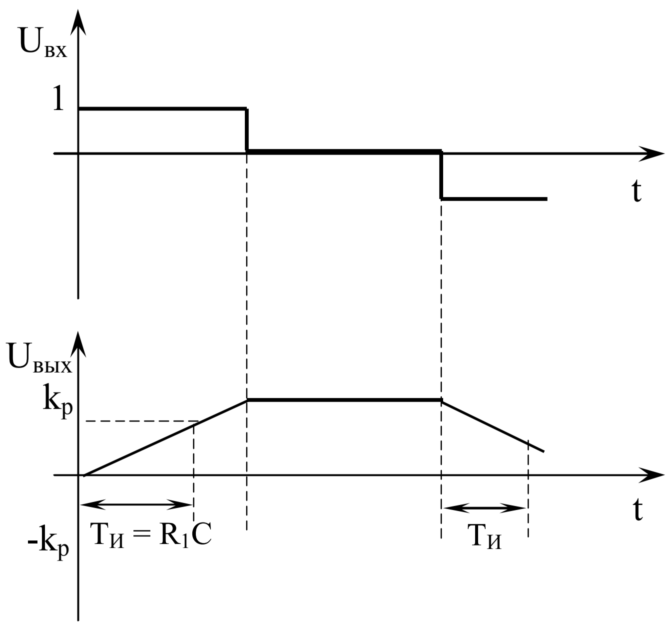
<u>И – регулятор.</u>



Для И – регулятора справедливо выражение: $U_{\hat{a}\hat{u}\tilde{o}}(\eth) = -\frac{1}{R_1C}\frac{1}{p}U_{\hat{a}\tilde{o}}(\eth)$

где $T_И = R_1C$ – постоянная времени интегрирования.

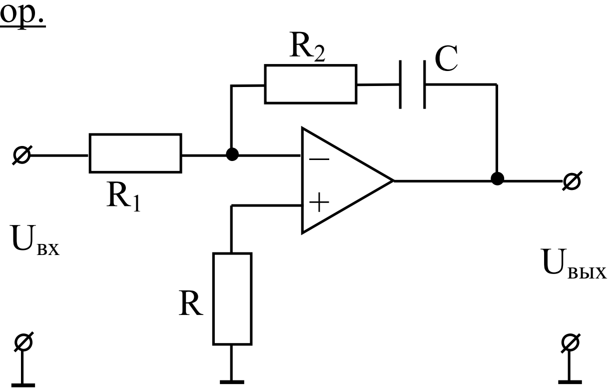
Временная диаграмма:



После подачи сигнала $U_{вх}$ выходное напряжение начнет нарастать линейно до тех пор пока $U_{вх}$ не сбросится в 0. При этом интегратор перейдет в режим насыщения и будет оставаться в этом состоянии пока напряжение $U_{вх}$ не изменит свой знак на противоположный. При этом $U_{вых}$ будет уменьшаться с той же скоростью.

Важным свойством И – регулятора является запоминание последнего значения $U_{вых}$ перед сбросом в нуль $U_{вх}$.

<u>ПИ – регулятор.</u>



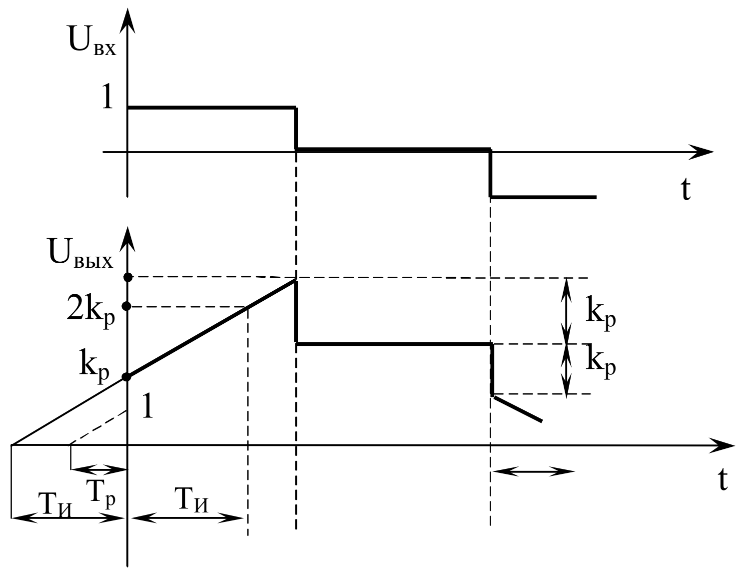
Уравнение регулятора (идеальное)

$$U_{âûõ}(ð) = -\left(k_p + \frac{1}{T_p p}\right) U_{âõ}(ð)$$

где $\grave{O}_{\grave{E}} = \grave{O}_{ð} \cdot k_p = R_2 C$ - время, в течении которого $U_{вых}$ достигает удвоенного значения – $2k_p\ U_{вх}$

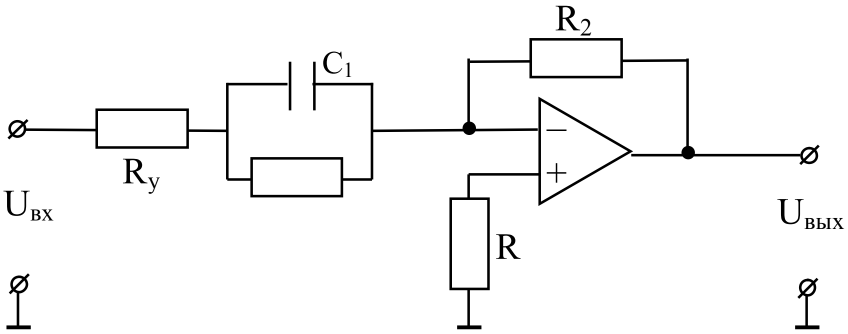
Нарастание $U_{вых}$ будет происходить со скоростью $\frac{U_{âõ}}{\grave{O}_{ð}}$ из точки k_p до момента

когда $U_{вх}$ не сбросится 60. При этом $U_{вых}$ будет оставаться неизменным до тех пор пока $U_{вх}$ не изменится на противоположное.

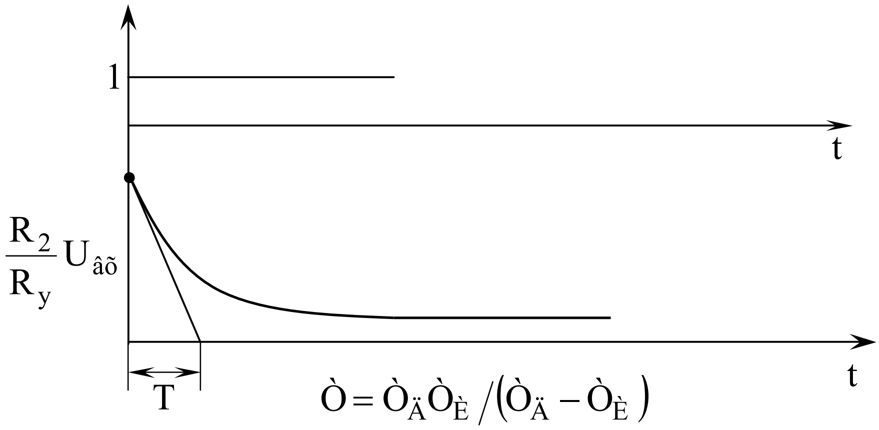


ПД1 – регулятор

(Схемы ПД1, ПД2, ПИД рассмотреть в книге «Автоматизация производственных процессов текстильной промышленности: Учебн. Для вузов в 5-ти книгах. Кн.1. Основы автоматики и технические средства автоматизации в текстильной промышленности / Д.П. Петилин и др. – М.; Легпромиздат, 1992.) стр 168-175



$$U_{\text{âûõ}}(\text{ð}) = -\frac{R_2}{R_1 + R_y}\,\frac{1 + pT_{\text{Ä}}}{1 + \text{ðÒ}_{\text{È}}}$$



$$\text{Ò} = \text{Ò}_{\text{Ä}}\text{Ò}_{\text{È}} / \left(\text{Ò}_{\text{Ä}} - \text{Ò}_{\text{È}}\right)$$