

Д. О. АВЕТИСЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕГУЛЯТОРОВ НА БАЗЕ ПРИБОРОВ ПРЯМОГО ИЗМЕРЕНИЯ

Нами разработан электрический пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор на базе приборов прямого измерения. Новый тип регулятора отличается от существующих простотой в изготовлении и удобством обслуживания в процессе эксплуатации. Регулятор может быть широко использован для автоматизации различных технологических процессов в металлургической, химической, текстильной, нефтяной промышленности, а также в ряде процессов производства пластмасс и синтетических смол. В отличие от существующих регуляторов, этот регулятор способен формировать законы регулирования в относительно узком спектре средних частот. В статье произведен анализ амплитудно-фазовой характеристики этого регулятора и определены частоты, при которых векторы амплитудно-фазовой характеристики регулятора на базе прибора прямого измерения совпадают с векторами амплитудно-фазовой характеристики идеального регулятора.

Описание работы и вывод передаточной функции регулятора

В основу схемы регулирующего устройства положена идея возможности получения на базе измерительного прибора так называемого гальванометрического усилителя, представляющего собой совокупность измерительного прибора и фотоэлектрического преобразователя.

Введение в подобный усилитель функциональной отрицательной обратной связи, охватывающей измерительную цепь, позволило создать регулятор с несомненно ценными свойствами, как например, независимость от изменения параметров элементов схемы и внешних влияний, отсутствие гальванической связи между входом и выходом, относительно высокая чувствительность, формирование законов регулирования в достаточно широком диапазоне частот и, что является наиболее важным, простота схемы. На рис. 1 приводится принципиальная схема ПИД регулятора.

Здесь R_{μ} — сопротивление измерительной рамки; W_1 — число витков измерительной рамки; $R_{\mu 2}$ — сопротивление рамки обратной связи; W_2 — число витков рамки обратной связи; R_n — сопротивление нагрузки; R_n — фотосопротивление. Работа регулирующего устройства

заключается в следующем: сигнал от датчика подается в измерительную рамку регулирующего устройства и стрелка прибора C получает соответствующее отклонение. При этом жестко укрепленный на ней

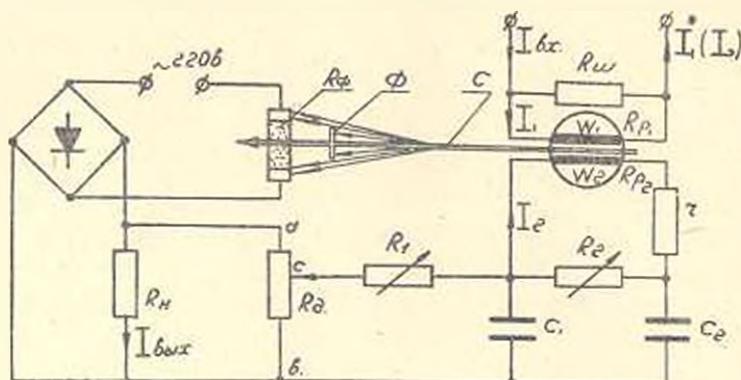


Рис. 1. Принципиальная схема ПИД регулятора

флажок ϕ перекрывает поток света, падающий на фотосопротивление, тем самым изменяя ток в цепи управления. Напряжение, пропорциональное току нагрузки регулирующего устройства, подается на вход формирующего звена, с выхода которого снимается сигнал обратной связи, подаваемый в обмотку обратной связи измерительного прибора.

На рис. 2 представлена структурная схема регулирующего устройства, построенного на базе приборов прямого измерения.

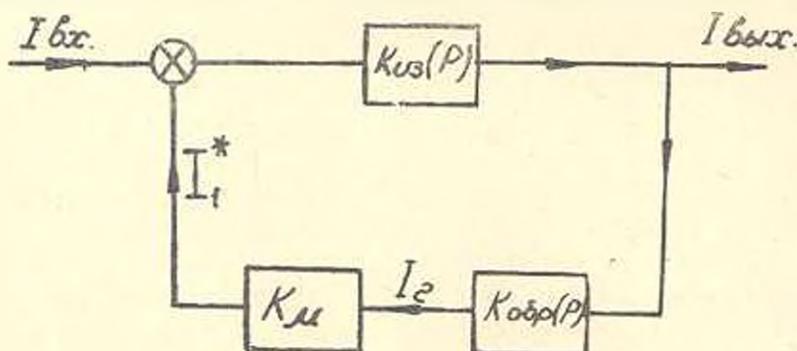


Рис. 2. Структурная схема регулятора.

Здесь $K_{из.}(\rho) = \frac{\Delta I_{из.}(\rho)}{\Delta I_{вх.}(\rho)}$ — передаточная функция регулирующего устройства при отключенной обратной связи;

$K_{обр.}(\rho) = \frac{\Delta I_2(\rho)}{\Delta I_{из.}(\rho)}$ — передаточная функция обратной связи;

$K_{н.}(\rho) = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_2}$ — масштабный коэффициент для приведения изменения тока ΔI_2 и канал действия входного тока.

Передаточная функция $K_{из.}(P)$ зависит от электрических, магнитных и механических параметров измерительного устройства. Учет всех этих параметров связан с трудоемким расчетом, в связи с чем $K_{из.}(P)$ определяется расчетно-экспериментальным путем. С этой целью снимается временная характеристика регулятора при отключенной обратной связи. Форма снятой характеристики (экспонента) дает право отнести ее к временной характеристике аperiodического звена первого порядка. Как известно, аperiodическое звено первого порядка характеризуется передаточной функцией следующего вида:

$$K_{из.}(P) = \frac{\Delta I_{из.}(P)}{\Delta I_{вх.}(P)} = \frac{K_{из.}}{1 + T_0 P} \quad (1)$$

где $K_{из.}$ — отношение установившихся значений выходной величины к входной;

T_0 — постоянная времени звена, равная отрезку прямой $X_{из.} = X_{уст.}$, отсекаемого касательной к кривой переходного процесса в начале координат.

Передаточная функция $K_{обр.}(p)$ зависит от параметров цепи обратной связи, состоящей из комбинаций $R-C$ цепочек. Пользуясь законами Кирхгофа, рассчитываем передаточную функцию обратной связи:

$$K_{обр.}(p) = \frac{\Delta I_2(p)}{\Delta I_{вх.}(p)} = \frac{1}{AP + B + \frac{C}{p}} \quad (2)$$

где

$$A = (R_1 + qR_n - q^2 R_0) \cdot \frac{c_1 \cdot r}{qR_n}; \quad B = \frac{(R_1 + qR_n - q^2 R_0)(c_1 + c_2)(R_2 + r)}{R_2 c_2 \cdot q \cdot R_n} + \frac{r}{qR_n}; \quad C = \frac{r + R_2}{R_2 \cdot c_2 \cdot q \cdot R_n} \quad (2a)$$

Здесь $q = \frac{R_{св}}{R_{дв}}$ — коэффициент, определяющий глубину обратной связи (обозначения см. на рис. 1).

Чтобы вывести передаточную функцию всего регулирующего устройства необходимо согласовать входные каналы и сумматор. Функцию согласования выполняет масштабное звено, приводящее изменение тока обратной связи в канал действия входного тока:

$$W_2 \cdot \Delta I_2 = W_1 \cdot \Delta I_1;$$

$$\Delta I_2 = \Delta I_1 \cdot \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_{р1}}$$

Отсюда определяется коэффициент масштабного звена:

$$K_{ш} = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} = \frac{R_{ш} + R_{р1}}{R_{ш}} \cdot \frac{W_2}{W_1} \quad (3)$$

Передаточная функция замкнутого контура будет

$$K_{py}(p) = \frac{K_{из.}(p)}{1 + K_{из.}(p) \cdot K_{обр.}(p) \cdot K_{и.}} \quad (4)$$

Идеальный регулятор

Для идеального случая, когда $K_{из.}(p) = \infty$ в силу (2), (3) и (4) получим:

$$K_{из.}(p) = \frac{\left(Ap + B + \frac{C}{p} \right) R_{ш}}{(R_{ш.} + R_{р1})} \cdot \frac{W_1}{W_2} \quad (5)$$

Сопоставляя уравнение (5) с уравнением идеального ПИД регулятора в силу (2а) находим коэффициент пропорциональности:

$$k_p = \frac{R_{ш.} + R_{р1}}{R_{ш.}} \cdot \frac{q R_{д.} c_2 R_2}{[R_1 + q R_{д.} (1 - q)] \cdot (c_1 + c_2) (R_2 + r) + r R_2 c_2} \cdot \frac{W_2}{W_1}$$

время инерции

$$T_{ин} = [R_1 + q R_{д.} (1 - q)] (c_1 + c_2) + \frac{r R_2 c_2}{r + R_2} \quad (5a)$$

и время предварения:

$$T_s = \frac{[R_1 + q R_{д.} (1 - q)] c_2 \cdot r \cdot R_2 \cdot c_2}{[R_1 + q R_{д.} (1 - q)] (c_1 + c_2) (R_2 + r) + r \cdot R_2 \cdot c_2}$$

Значения k_p , $T_{ин}$ и T_s устанавливаются органами настройки q , R_1 , R_2 и, как видно из выражений (5), имеет место взаимозависимость между параметрами настроек.

Сопоставление амплитудно-фазовых характеристик идеального и реального регуляторов

В результате содержания инерционных звеньев, уравнения реальных регуляторов существенно отличаются от уравнения идеального регулятора. Большинство существующих реальных ПИД регуляторов имеют передаточную функцию следующего вида:

$$K_p(p) = \frac{\frac{1}{3} + \frac{1}{3T_{ин}} \cdot \frac{1}{p} + \frac{1}{3} \cdot T_s \cdot p}{1 + T_1 p + T_2^2 p^2 + \dots} \quad (4a')$$

Амплитудно-фазовую характеристику определяем из (4а') заменой в передаточной функции p на $i\omega$

$$K_p(i\omega) = \frac{\frac{1}{3} + \frac{1}{3T_{ин} i\omega} + \frac{1}{3} T_s \cdot i\omega}{1 + T_1 i\omega + T_2^2 (i\omega)^2 + \dots}$$

Отсюда следует, что при высоких частотах различие между передаточными функциями реального и идеального регуляторов весьма

существенно. Чем ниже частота, тем ближе находятся векторы амплитудно-фазовых характеристик идеального и реального регуляторов. Согласно (4а') при $\omega \rightarrow 0$ и $K_p (p_1 \rightarrow \infty)$ и коэффициент неравномерности системы регулирования $\delta_p = 0$.

Подставляя в уравнение (4) значения передаточных функций

$$K_{из}(p) = \frac{K_{из}}{1 + T_{из}p}; \quad K_{кор}(p) = \frac{1}{Ap + B + \frac{c}{p}} = \frac{1}{K_{из}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{T_{из}p}{\delta} + \frac{1}{\delta} + \frac{1}{\delta T_{из}} \cdot \frac{1}{p}\right)}$$

и произведя ряд несложных преобразований, получим

$$K_{рп}(p) = \frac{\frac{1}{\delta} + \frac{T_c}{\delta} p + \frac{1}{\delta T_{из}} \cdot \frac{1}{p}}{1 + \left(\frac{1}{\delta} + \frac{T_c}{\delta} p + \frac{1}{\delta T_{из}} \cdot \frac{1}{p}\right) \frac{(T_{из}p + 1)}{K_{из}}} \quad (4a)$$

Отсюда видно, что в отличие от регуляторов, имеющих передаточную функцию (4а') выражения (4а) существенно отличаются от идеального как при очень высоких, так и при очень низких частотах, и векторы амплитудно-фазовых характеристик этих регуляторов приближаются к векторам амплитудно-фазовых характеристик идеально-

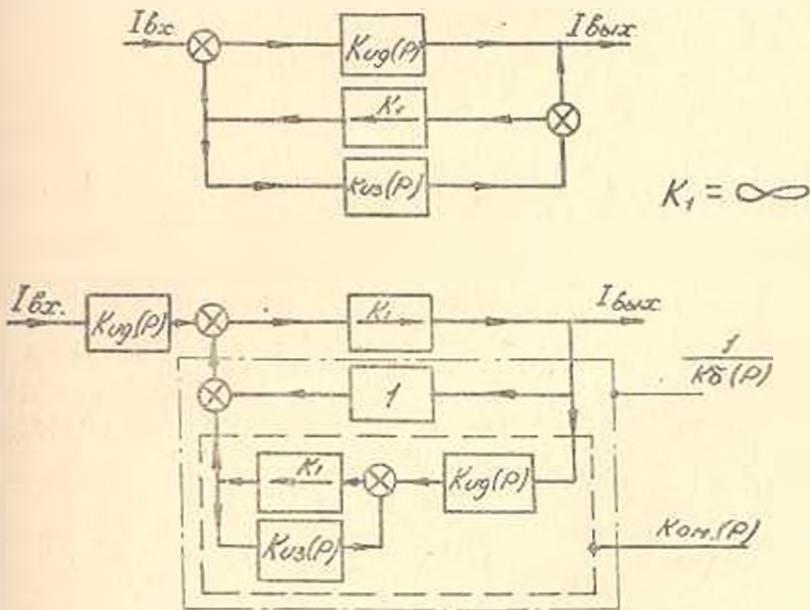


Рис. 3. Варианты структурных схем, представляющих реальный регулятор

го регулятора, только при относительно узком спектре средних частот.

При $\omega = 0$ имеем $K_{рп}(p) = K_{из} \neq \infty$. Это указывает на статичность систем регулирования ($\delta_p \neq 0$), работающих с регулятором на базе приборов прямого измерения.

К передаточной функции (4а) можно отнести следующие струк-

турные схемы (рис. 3). Из первого варианта следует, что реальный регулятор ведет себя как идеальный при всех частотах $0 < \omega < \infty$ только тогда, когда соблюдается условие $K_{из.}(p) = \infty$. Как следует из второго варианта, при $K_{из.}(p) = \infty$ (что имеет место в данном случае) также возможно некоторое совпадение амплитудно-фазовых характеристик реального и идеального регуляторов. Такое совпадение частично охватывает узкий спектр частот. Условие полного совпадения, как следует из второго варианта

$$K_{ом.}(p) = \frac{\left(\frac{T_0}{2} p + \frac{1}{2} + \frac{1}{2T_{из.}} \cdot \frac{1}{p}\right) \cdot (T_0 p + 1)}{K_{из.}} = 0. \quad (61)$$

Здесь $K_{ом.}(p)$ передаточная функция „звена“ ошибок, или, что то же самое

$$K_1(p) = \frac{1}{1 + K_{из.}(p)} = 1.$$

В этом выражении $K_1(p)$ передаточная функция балластного звена, определяемая из уравнения

$$K_{пу.}(p) = K_1(p) \cdot K_{из.}(p).$$

Перейдем к построению амплитудно-фазовой характеристики, полученной из (6) подстановкой $p = i\omega$:

$$K_{ом.}(i\omega) = \frac{1}{2K_{из.}} \left(1 + \frac{T_0}{T_{из.}} - T_0 \cdot T_0 \omega^2\right) + \frac{i}{2K_{из.}} \left[(T_0 + T_2)\omega - \frac{1}{T_{из.}\omega}\right] \quad (62)$$

При $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{T_{из.}(T_0 + T_2)}}$ амплитудно-фазовая характеристика пересекает ось абсцисс (частота фазового совпадения) в точке

$$Re_{ом.} = \frac{T_0 + \frac{T_0^2}{T_{из.}} + T_2}{2K_{из.}(T_0 + T_2)}$$

При соблюдении условия $T_{из.} \gg T_0$ имеем:

$$Re_{ом.} = \frac{1}{2K_{из.}}$$

При частоте $\omega_2 = \sqrt{\frac{T_{из.} - T_0}{T_0 \cdot T_{из.} \cdot T_2}}$ характеристика в точке

$$Im_{ом.} = \frac{1}{2T_{из.}} \sqrt{\frac{T_0(T_0 + T_{из.})}{T_{из.} \cdot T_2} - \frac{T_{из.} \cdot T_2}{T_0(T_0 + T_{из.})}} + 2 > \frac{2}{2K_{из.}}$$

пересекает ось ординат.

При низких частотах асимптотой является прямая

$$Re_{ом.} = \frac{1}{2K_{из.}} \cdot \frac{T_{из.} + T_2}{T_{из.}}$$

и при высоких — парабола

$$\operatorname{Re}_{\text{им.}} = -\delta K_{\text{ин.}} \frac{T_z \cdot T_0}{(T_0 + T_z)^2} \cdot i \omega.$$

Следует обратить внимание на то, что при действительных положительных (попарно отличных от нуля) значениях T_z , $T_{\text{ин.}}$ и T_0 нельзя удовлетворить уравнение $\omega_1 = \omega_2$. Следовательно, можно утверждать, что нет такой частоты, которая явилась бы корнем выражения (6а) и абсолютное совпадение между векторами амплитудно-фазовых характеристик идеального и реального регуляторов исключается.

На рис. 4. приведена амплитудно-фазовая характеристика звена ошибки. Показаны асимптоты. Здесь же построена обратная ам-

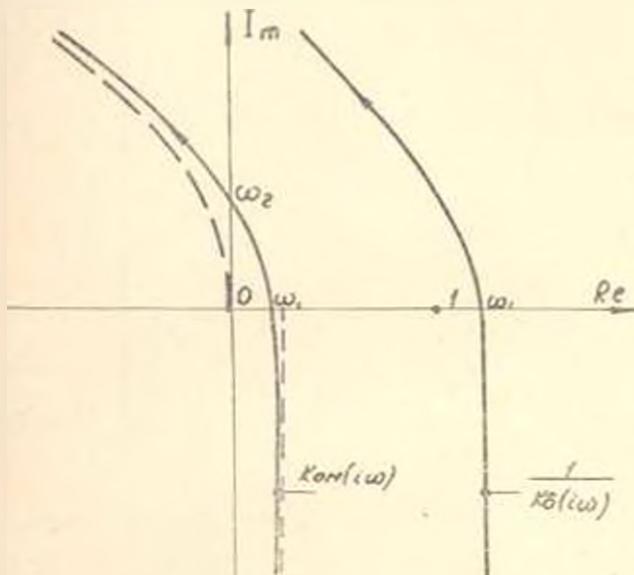


Рис. 4. Случай ПИД регулятора с инерционным усилителем

плитудно-фазовая характеристика балластного звена $1/K_z(i\omega)$ полученная параллельным сдвигом направо на единицу амплитудно-фазовой характеристики $K_{\text{ом.}}(i\omega)$. Обращением обратной амплитудно-фазовой характеристики балластного звена $\frac{1}{K_z(i\omega)}$ можно получить амплитудно-фазовую характеристику балластного звена $K_z(i\omega)$.

Исходя из вышесказанного, рассмотрим некоторые частные случаи.

1. Пропорционально-интегральный регулятор с инерционным усилителем $T_z = 0$. Для этого случая из (6а) имеем

$$K_{\text{ом.}}(i\omega) = \frac{1}{\delta K_{\text{ин.}}} \cdot \frac{T_{\text{ин.}} + T_0}{T_{\text{ин.}}} + \frac{i}{\delta K_{\text{ин.}}} \cdot \left(T_{\text{ин.}} - \frac{1}{T_{\text{ин.}}} \right).$$

Это уравнение прямой, параллельной оси ординат (рис. 5) про-

ходящей через точку $\left(I_m = 0, Re = \frac{1}{\partial K_{из.}} \frac{T_{из.} + T_0}{T_{из.}} \right)$ при частоте

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{T_0 T_{из.}}}$$

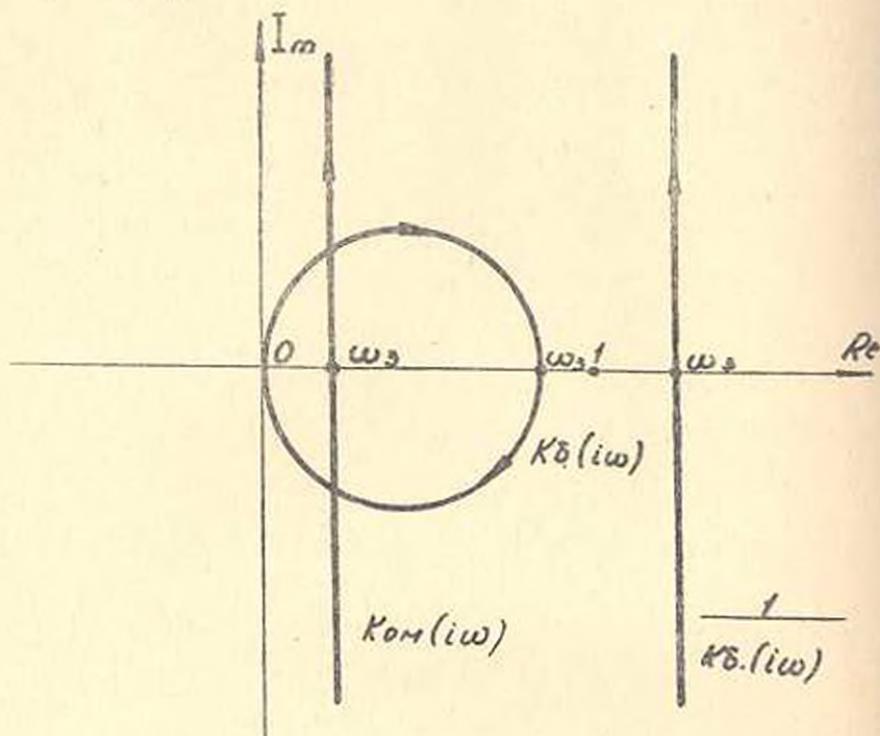


Рис. 5. Случай ПИ регулятора с инерционным усилителем.

2. Пропорционально-интегральный регулятор с практически безынерционным усилителем $T_a = 0, T_0 = 0$.

Для этого случая согласно (6а) имеем:

$$K_{ом.}(i\omega) = \frac{1}{\partial K_{из.}} - \frac{i}{\partial K_{из.}} \cdot \frac{1}{T_{из.}\omega}$$

Это уравнение отрезка прямой, параллельной оси ординат.

Пропорционально-интегральный с предварением регулятор с безынерционным усилителем $T_0 = 0$.

Для этого случая согласно (6а) имеем:

$$K_{ом.}^*(i\omega) = \frac{1}{\partial K_{из.}} + \frac{i}{\partial K_{из.}} \cdot \left(T_a \omega - \frac{1}{T_{из.}\omega} \right)$$

На рис. 6 приведены амплитудно-фазовые характеристики реального регулятора для различных значений $T_{из.}, T_a, \delta$. Для сопоставления здесь же показаны амплитудно-фазовые характеристики идеального регулятора.

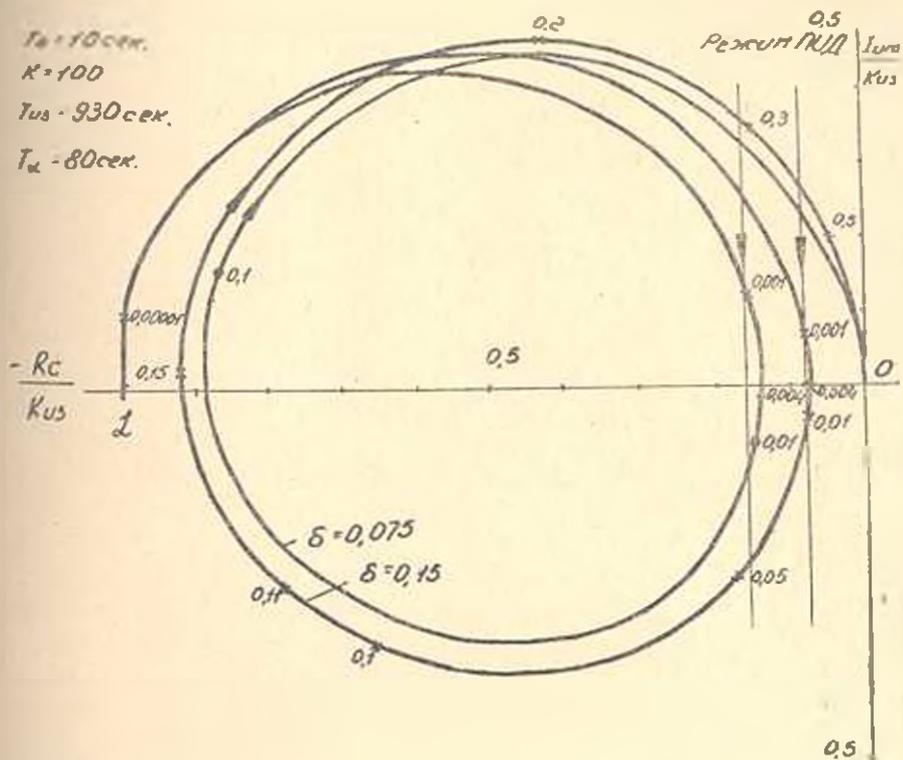


Рис. 6. Реальные амплитудно-фазовые характеристики регулятора в режиме ПИД.

Կ 2. ԱՎԵՏԻՍՅԱԼՆ

ԱՆՄԵՋԱԿԱՆ ՉԱՓՄԱՆ ՍԱՐՔԵՐԻ ԲԱԳԱՆԻ ՎՐԱ ՊԱՏՐԱՍՏՎԱԾ ԿԱՐԳԱՎՈՐՈՒՋՆԵՐԻ ՀԱՃԱՆԱԿԱՆ ԲՆՈՒՓՄԴՐԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Ա մ փ ո փ ո ռ մ

Մեր կողմից նախազօգվել ու պատրաստվել են Սովետական Միության մեջ առաջին էլեկտրական իզոդրոմ. դիֆերենցող կարգավորիչներ, անմիջական շափման սարքերի բազայի վրա:

Ի տարբերություն մինչև այժմ գոյություն ունեցող կարգավորիչների. նորաստեղծների ամպլիստոգա-ֆազային ընտխադրերը համընկնում են իդեալական կարգավորիչի ընտխադրին միայն որոշ, միջին հաճախականությունների սպեկտրում:

Հողվածը նվիրված է նոր կարգավորիչների դինամիկայի ուսումնասիրմանը, որի հիման վրա էլ որոշված են համընկման հաճախականությունների արժեքները: