

**ОСОБЕННОСТИ ОКРЕСТНОСТИ ЧАСТОТЫ СРЕЗА НА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ
РАЗОМКНУТЫХ СИСТЕМ, РАБОТАЮЩИХ БЕЗ ПЕРЕРЕГУЛИРОВАНИЯ В ЗАМКНУТОМ
РЕЖИМЕ**

Кошоева Б. Б.

Кыргызский государственный технический университет им. И.Раззакова,

Бишкек, Кыргызская Республика

E-mail: bibigul200472@mail.ru

**ESPECIALLY AROUND THE CUTOFF FREQUENCY OF THE FREQUENCY RESPONSE OF THE
OPEN-LOOP SYSTEM THAT OPERATES WITHOUT OVERSHOOT IN THE CLOSED MODE**

Koshoeva B.B.

Kyrgyz State Technical University named after Razzakov, Bishkek, Kyrgyz Republic

E-mail: bibigul200472@mail.ru

Рассматривается задача аппроксимации промышленных объектов и основные требования к виду ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутой системы в окрестности частоты среза ω_{cp}

Объекты промышленных систем и их модельное представление в составе одноконтурных систем. Обобщенная функциональная схема системы промышленной автоматики изображена на рис.1.

Обычно объект управления в таких системах является объектом с самовыравниванием и обладает значительной инерционностью по сравнению с инерционностями датчиков и исполнительных механизмов.

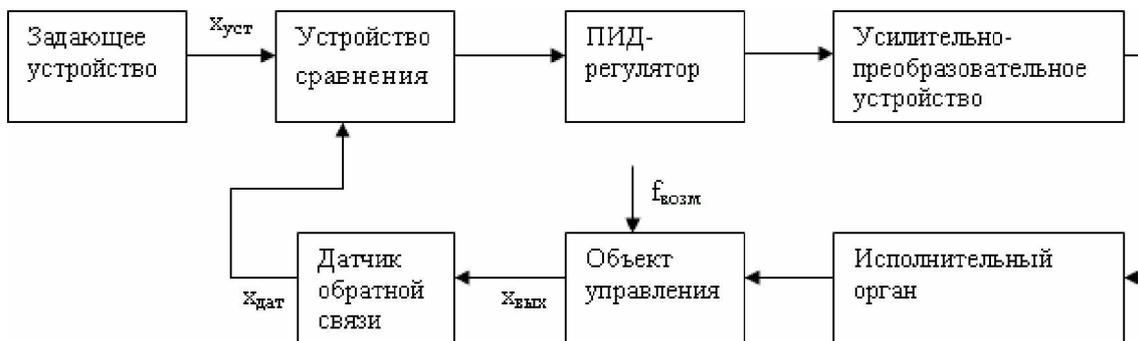


Рис.1. Обобщенная функциональная схема системы промышленной автоматизации/

Существует ряд способов описания промышленных объектов по виду их переходных процессов [1-7].

Временные характеристики промышленных регулируемых объектов при ступенчатом изменении регулирующего воздействия обычно представляют собой монотонные функции времени типа, указанного на рис. 2, а и б.

В первом случае отклонение регулируемой величины с течением времени стремится к некоторому установившемуся значению; такие регулируемые объекты получили название объектов с самовыравниванием [2].

Во втором случае объект лишен самовыравнивания. В начальной части характеристики обычно наблюдается в большей или в меньшей степени выраженное запаздывание, т.е., заметное отклонение регулируемой величины начинает наблюдаться только через некоторое время после возникновения возмущения [2].

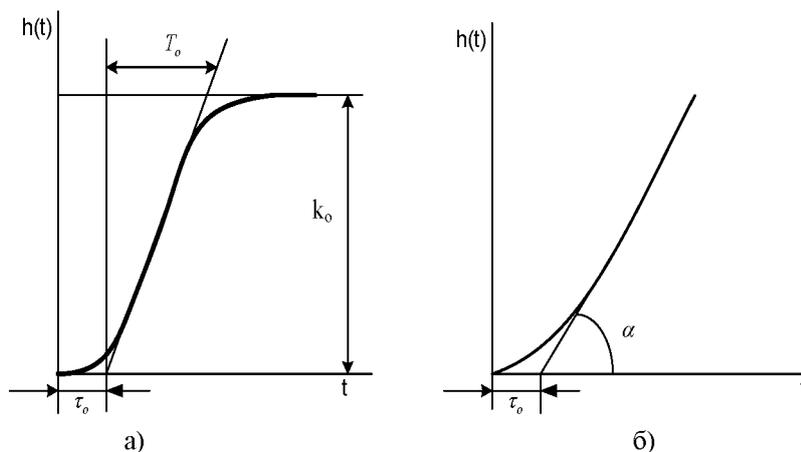


Рис.2. Временные характеристики промышленных регулируемых объектов при ступенчатом изменении регулирующего воздействия: а) объект с самовыравниванием; б) объект без самовыравнивания.

Если вернуться к рис.1, то непосредственно объекты промышленной автоматизации чаще всего представляют собой объекты с самовыравниванием и их переходные процессы при отработке ступенчатого управляющего воздействия имеют вид, показанный на рис.2а. В то же время, исполнительный орган для таких объектов представляет собой обычно некоторую управляющую (дозировочную) аппаратуру, которая приводится в действие исполнительным двигателем. В этих случаях переходные процессы, подобные показанным на рис.2б, отражают совместную работу исполнительного устройства и объекта. Таким образом, к передаточной функции самого объекта добавляется передаточная функция исполнительного двигателя, которая содержит обязательно интегрирующее звено и, как минимум, еще и инерционное звено.

Рассмотрим далее вопрос описания объекта с самовыравниванием аппроксимирующей передаточной функцией.

В настоящее время существует свыше 50 методов представления передаточных функций объекта по кривым разгона [3-5, 8]. Методы отличаются как по структуре передаточной функции, так и по используемому математическому аппарату.

Известные в настоящее время методы являются в основном параметрическими и сводятся к определению параметров какой-либо модели объекта. Так, в работе [2] показано, что динамические свойства про-

мышленных объектов могут быть описаны в общем случае для нормированной кривой разгона передаточной функцией вида

$$W(s) = \frac{k_o e^{-s\tau_o}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)^n}, \quad (1)$$

где k_o - коэффициент усиления объекта; τ_o - время запаздывания; T_1, T_2 – постоянные времени объекта; n - кратность передаточной функции.

В этом случае целью аппроксимации является выбор значений коэффициентов T_1, T_2, τ_o, n .

Известно несколько способов аппроксимации переходных характеристик передаточными функциями (1). Эти способы имеют различную степень точности, отличаются по трудоемкости. Характерно, что исходные данные снимаются с кривой разгона объекта с помощью проведения касательной в точке перегиба.

Для систем с максимальным быстродействием, отсутствием перерегулирования (или с перерегулированием до 20%) широкое распространение на практике приближенных расчетов параметров динамической настройки промышленных регуляторов [1,3] получил метод аппроксимации кривой разгона объекта (см. рис.2а) передаточной функцией вида

$$W(s) = \frac{k_o e^{-s\tau_o}}{(T_o s + 1)}, \quad (2)$$

где k_o - коэффициент усиления объекта; τ_o - время запаздывания; T_o – постоянная времени разгона.

Существенным недостатком такого метода аппроксимации, как отмечается в [3], является невысокая точность. Однако подобное утверждение справедливо для систем с относительно высокой колебательностью и, соответственно, с малым запасом по фазе на частоте среза разомкнутой системы. Приведенные ниже исследования и их результаты показывают, что требование отсутствия перерегулирования в системе и максимального ее быстродействия не накладывают жестких ограничений на вид, точность и способ представления динамики объекта с помощью упрощенных аппроксимирующих передаточных функций. Для краткости далее системы без перерегулирования (или с перерегулированием не более 20%) и максимальным быстродействием будем называть системами без перерегулирования.

Более точная аппроксимация получается, если объект аппроксимировать инерционным звеном второго порядка без запаздывания (3) или с запаздыванием (4) при $n = 1$ в передаточной функции (1). В этом случае существует также несколько способов определения постоянных времени T_1, T_2 [2].

$$W(s) = \frac{K_o}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (3)$$

Если для аппроксимации кривой разгона (см. рис.3.2а) выбирается модель (3), то выбор постоянных времени производят из соотношений: $T_1 = \tau_o; T_2 = T_o$.

При необходимости более точной аппроксимации используется передаточная функция вида (4):

$$W(s) = \frac{K_o e^{-s\tau_o}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (4)$$

Несмотря на разнообразие и сложность реальных объектов управления, в наших исследованиях воспользуемся двумя самыми простыми и относительно грубыми (упрощенными) структурами математических моделей: модель первого порядка с задержкой (2) и модель второго порядка с задержкой (4). Гораздо реже используются модели более высоких порядков, хотя они могут более точно соответствовать объекту. Существуют две причины, ограничивающие применение точных моделей. Первой из них является невозможность аналитического решения системы уравнений, описывающих алгоритм регулирования с моделью высокого порядка (а именно аналитические решения получили наибольшее распространение при синтезе алгоритмов регулирования с автоматической настройкой). Вторая причина состоит в том, что при большом числе параметров и высоком уровне шума измерений количество информации, полученной в эксперименте, оказывается недостаточным для идентификации тонких особенностей поведения объекта.

Выбор оптимальной модели обычно основан на критерии достаточности качества регулирования при минимальной сложности модели. Для нелинейных процессов и при повышенных требованиях к качеству регулирования разрабатывают модели с индивидуальной структурой, основываясь на физике процессов, протекающих в объекте управления.

Основные требования к виду ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутой системы в окрестности частоты среза ω_{cp} . Одним из существенных ограничений на работу одноконтурных систем является требование отсутствия перерегулирования при отработке ступенчатого управляющего воздействия. Такое требование для

промышленных систем является далеко не редким. Обеспечение при этом требуемой точности управления и определенного (максимального) быстродействия диктует условия на формирование общего вида разомкнутой ЛАЧХ и ФЧХ проектируемой системы [2]. Для линеаризованного описания объекта низкочастотная часть ЛАЧХ, определяющая точность системы, зависит от интегрирующей составляющей ПИД- регулятора. Район частоты среза, определяющий качество переходных процессов и быстродействие системы, формируется как пропорциональной, так и дифференцирующей составляющих ПИД- регулятора.

Сформулируем, на основе анализа простейшей линейной системы второго порядка с П- регулятором, основные требования к виду ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутой системы в окрестности частоты среза ω_{cp} , обеспечивающие отсутствие перерегулирования в замкнутой системе при отработке ступенчатого воздействия.

Пусть передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W_p(s) = \frac{K_p}{s(T_0s + 1)}, \tag{5}$$

где $W_p(s)$ - передаточная функция разомкнутой системы, K_p - коэффициент передачи разомкнутой системы, T_0 - постоянная времени объекта

Соответственно передаточная функция замкнутой системы при единичной обратной связи с требованием отсутствия перерегулирования представляется в виде последовательного соединения двух одинаковых инерционных звеньев:

$$W_s(s) = \frac{K_p}{T_0s^2 + s + K_p} = \frac{1}{\frac{T_0}{K_p}s^2 + \frac{1}{K_p}s + 1} = \frac{1}{T_1^2s^2 + 2dT_1s + 1}, \tag{6}$$

где: $W_s(s)$ - передаточная функция замкнутой системы, d - декремент затухания, T_1 - постоянная времени замкнутой системы.

В (6) известным считается только T_0 , а необходимо определить K_p и T_1 .

Для обеспечения отсутствия перерегулирования в замкнутой системе и максимального быстродействия, как известно, декремент затухания в (6) должен быть равным $d \cong 1$. С учетом этого и после подстановки $s = j\omega$ уравнение (6) примет вид:

$$W_s(j\omega) = \frac{1}{T_1^2(j\omega)^2 + 2jT_1\omega + 1} \tag{7}$$

Из (6) и (7) напишем два условия для определения неизвестных K_p и T_1 :

$$\left. \begin{aligned} 2T_1 &= \frac{1}{K_p} \\ T_1^2 &= \frac{T_0}{K_p} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{2K_p} \\ \frac{1}{4K_p^2} &= \frac{T_0}{K_p} \end{aligned} \tag{8}$$

Из (8) найдем K_p и T_1 :

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{1}{4T_0} \\ T_1 &= 2T_0 \end{aligned} \tag{9}$$

С использованием (9) передаточная функция разомкнутой системы (5) примет вид:

$$W_p(j\omega) = \frac{1/4T_0}{j\omega(T_0j\omega + 1)} \tag{10}$$

Частота среза ω_{cp} : находится из известного соотношения:

$$\frac{1}{4T_o\omega_{cp}\sqrt{T_o^2\omega_{cp}^2+1}} = 1 \tag{11}$$

Из (11) следует, что:

$$\omega_{cp} = 0.24 \frac{1}{T_o}. \text{ То есть } \omega_{cp} < \frac{1}{T_o}$$

В силу этого (11) можно упростить, принимая радикал равным единице:

$$\frac{1}{4T_o\omega_{cp}} \approx 1$$

Частота среза в этом случае, очевидно, совпадает с величиной K_p и составляет:

$$\omega_{cp} = \frac{1}{4T_o} = K_p \tag{12}$$

Модуль коэффициента передачи замкнутой системы на частоте $\frac{1}{T_o} \cong \frac{1}{4}$.

Определим запас по фазе разомкнутой системы (5) на частоте среза ω_{cp} :

$$\Delta\varphi_3 = \pi - \frac{\pi}{2} - \arctg T_o\omega_{cp} = \pi - \frac{\pi}{2} - \arctg T_o \frac{1}{4T_o} = \pi - \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{1}{4} = 90^\circ - 14^\circ = 76^\circ. \tag{13}$$

Таким образом, запас по фазе на частоте среза не должен быть меньше, чем 75° и он не зависит от постоянной времени T_o .

На рис.3 представлена модель рассматриваемой системы, а на рис.4 – переходные процессы для системы а) без перерегулирования с $\omega_{cp} = 1/4T_o$, б) с перерегулированием при $\omega_{cp} = 1/T_o$ (в этом случае запас по фазе на частоте среза составляет 51° и перерегулирование в пределах 20%).

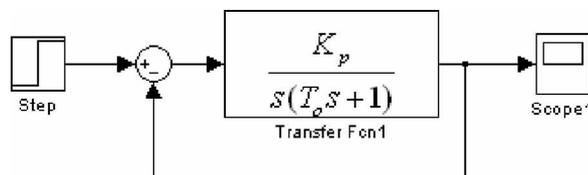


Рис.3. Модель системы второго порядка.

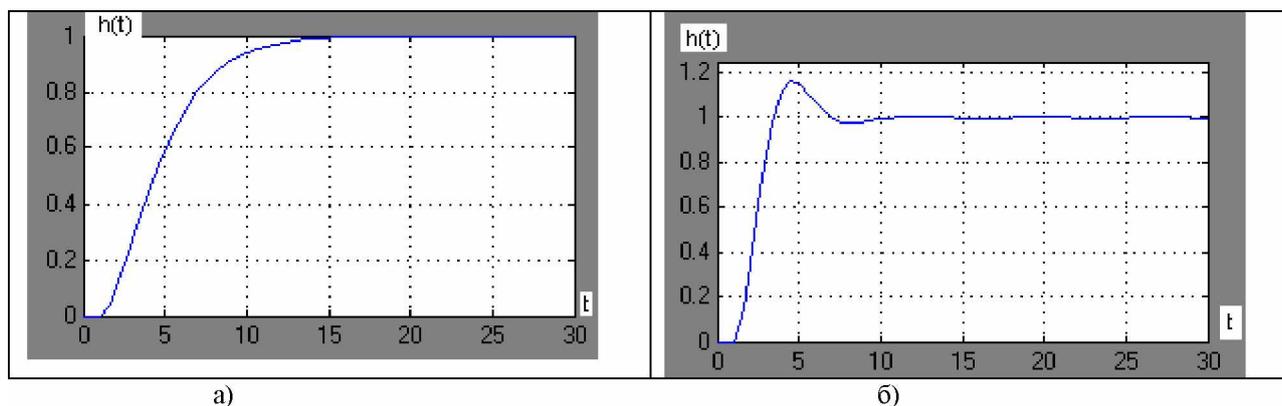


Рис.4 Переходный процесс для системы а) без перерегулирования с $\omega_{cp} = 1/4T_o$, б) с перерегулированием в пределах 20% ($\omega_{cp} = 1/T_o$)

ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутых систем с рассматриваемыми частотами среза показаны на рис.5.

Очевидно, что столь небольшой фазовый сдвиг (-14°) на частоте среза разомкнутой системы, который вносит инерционное звено в составе передаточной функции (5), должен сохраняться и для более вы-

соких порядков передаточных функций, описывающих объекты с самовыравниванием (1) – (4). При этом очевидно, что каждое типовое звено в этих передаточных функциях вносит фазовый сдвиг меньший чем -14° .

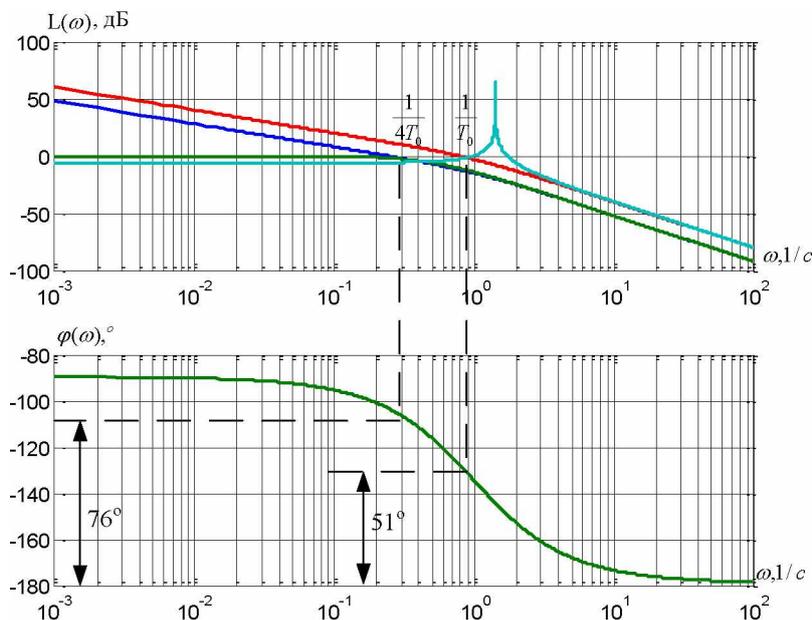


Рис.5. ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутых и замкнутых систем.

Несложно показать, что для разомкнутой системы, состоящей из интегратора и i числа последовательно соединенных инерционных звеньев с одинаковыми постоянными времени T_0 вида:

$$W_p(s) = \frac{K_p}{s(T_0s + 1)^i}, \tag{14}$$

запас по фазе на частоте среза разомкнутой системы должен оставаться величиной порядка 75° и в замкнутой системе будет реализовано максимальное быстродействие и отсутствие перерегулирования, если

$$\omega_{cp} = \frac{1}{4T_0i} = K_p \tag{15}$$

Аппроксимация передаточной функции объекта последовательным соединением инерционных звеньев с одинаковыми постоянными времени зачастую используется [1,3] как удобная альтернатива введению чистого запаздывания. Проиллюстрируем сказанное для случаев $i = 2$ и $i=3$.

Рассмотрим систему третьего порядка с регулирующим органом, представляемым интегрирующим элементом и самим объектом с передаточной функцией в виде последовательного соединения двух одинаковых инерционных звеньев с постоянными времени $T_0 = 10c$:

$$W_{o1}(s) = \frac{1}{(10s + 1)^2} \tag{16}$$

Переходный процесс при отработке скачка такого объекта приведен на рис.6. На этом же рисунке отмечены величины $T_0 = 26c$ и $\tau_0 = 4c$, которые позволяют воспользоваться соотношениями (2) или (3) для аппроксимации объекта (16):

$$W_{o2}(s) = \frac{e^{-4s}}{(26s + 1)} \tag{17}$$

$$W_{o3}(s) = \frac{1}{(26s + 1)(4s + 1)}; \tag{18}$$

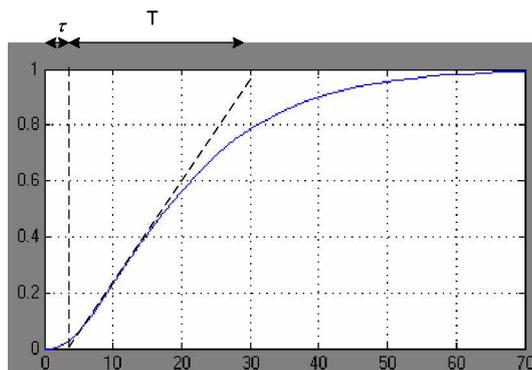


Рис.6. Разгонная характеристика объекта (16).

Передаточная функция разомкнутой системы с объектом (16) с $K_p = 0.012 \frac{1}{c}$, обеспечивающим запас по фазе на частоте среза $+76^\circ$, имеет вид (19):

$$W_p(s) = \frac{0.012}{s(10s + 1)^2}, \tag{19}$$

Передаточные функции объектов (17) и (18) с такими же $K_p = 0.012 \frac{1}{c}$ имеют вид:

$$W_p(s) = \frac{0.012e^{-4s}}{s(26s + 1)} \tag{20}$$

$$W_p(s) = \frac{0.012}{s(26s + 1)(4s + 1)} \tag{21}$$

Совместно построенные ЛАЧХ и ФЧХ систем (19) – (21) показаны на рис. 7.

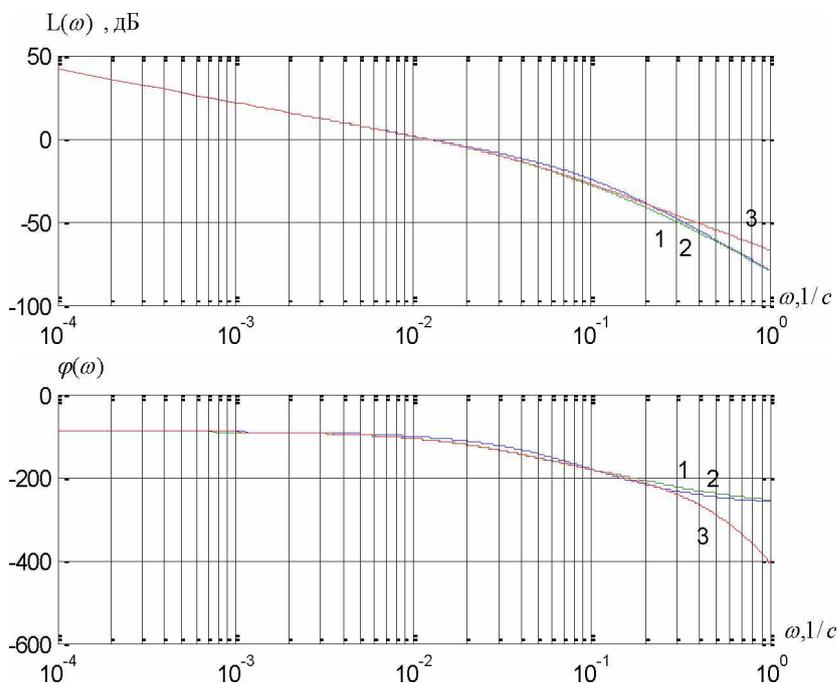


Рис.7. ЛАЧХ и ФЧХ разомкнутых систем: 1 - (19); 2 - (21); 3 - (20).

Точная оценка частоты среза и запаса по фазе на этой частоте даны в таблице 1.

Таблица 1. Оценка частоты среза и запаса по фазе систем (17) – (19)

Передаточные функции разомкнутой системы	Частота среза и запас по фазе
--	-------------------------------

$W_p(s) = \frac{0.012}{s(10s+1)^2}$	$\omega_{cp} = 0.0118 \text{ 1/c}$ $\Delta\varphi = 76.5^\circ$
$W_p(s) = \frac{0.012}{s(26s+1)(4s+1)}$	$\omega_{cp} = 0.0115 \text{ 1/c}$ $\Delta\varphi = 70.7^\circ$
$W_p(s) = \frac{0.012e^{-4s}}{s(26s+1)}$	$\omega_{cp} = 0.0114 \text{ 1/c}$ $\Delta\varphi = 71.5^\circ$

Структуры моделей систем (19) – (21) показаны на рис.8, а на рис.9 приведены их совмещенные переходные процессы.

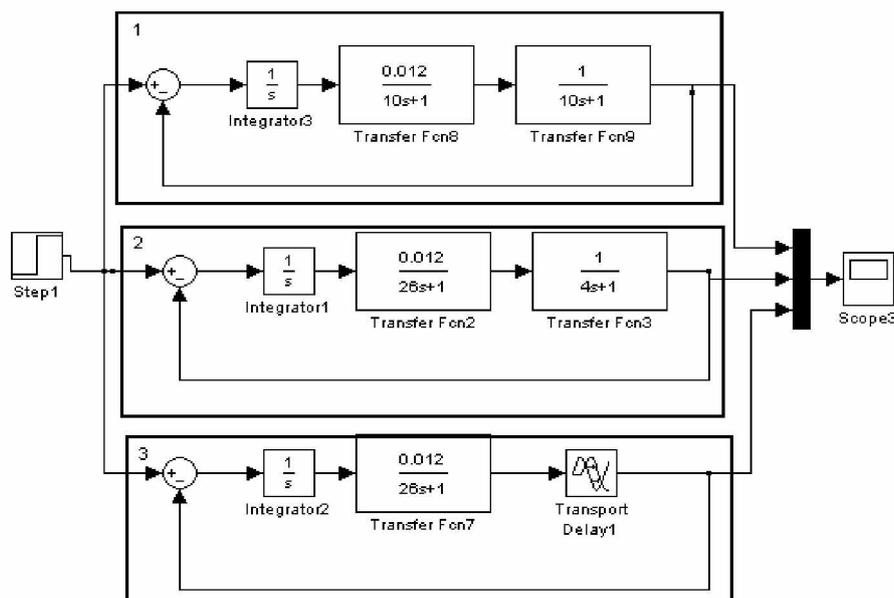


Рис. 8. Структурные схемы систем: 1- система с передаточной функцией объекта (16), 2- система с передаточной функцией объекта (18), 3- система с передаточной функцией объекта (17).

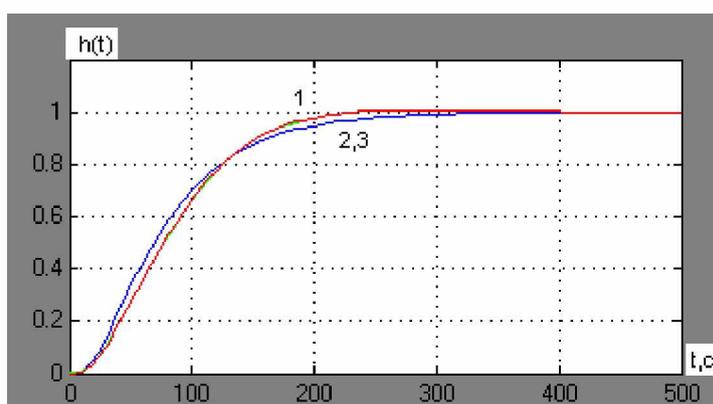


Рис.9. Совмещенные переходные процессы для систем, где объекты представлены в виде передаточных функций (16) – (18).

На Рис.10.а показаны совмещенные разгонные характеристики для объекта системы (14) при $i=3$

$$W_p(s) = \frac{0.00833}{s(10s+1)^3}, \tag{22}$$

и соответствующие ей передаточные функции систем с двумя возможными упрощенным представлением объекта в виде:

$$W_p(s) = \frac{0.00833e^{-5s}}{s(30s+1)} \quad (23)$$

$$W_p(s) = \frac{0.00833}{s(30s+1)(5s+1)} \quad (24)$$

Рис.10б демонстрирует совмещенные переходные процессы замкнутых систем (22) – (24).

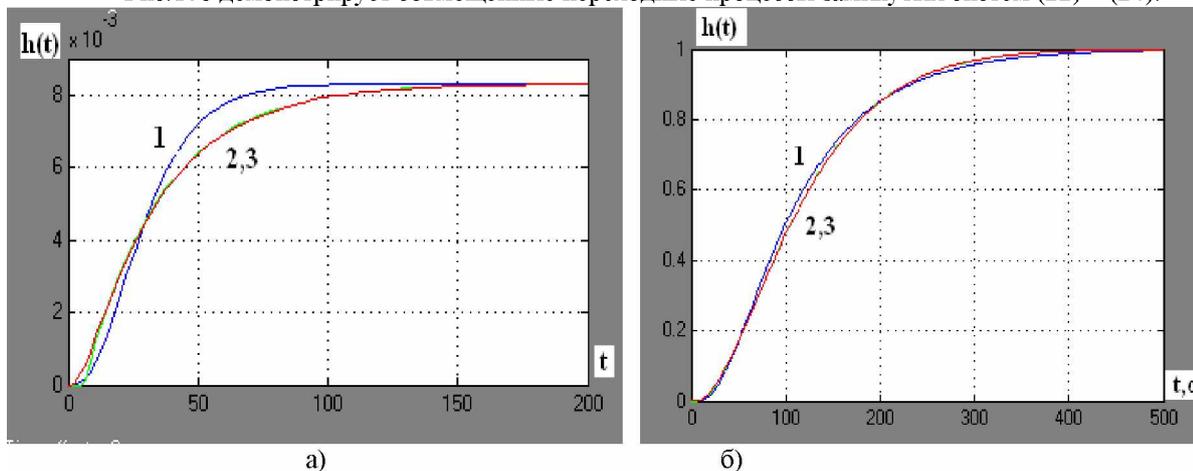


Рис.10. а) совмещенные разгонные характеристики систем (22) – (24) при $i=3$, б) совмещенные переходные процессы замкнутых систем (22) – (24).

Рассмотренные примеры наглядно иллюстрируют вывод о возможности аппроксимации промышленного объекта относительно высокого порядка упрощенными передаточными функциями вида (2) или (3) по его разгонной характеристике, если синтезируемая система должна работать без перерегулирования.

Литература

1. Ротач В. Я. Расчет настройки промышленных систем регулирования. -М. – Л., Госэнергоиздат, 1961. – 344с., с черт.
2. Ротач В. Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. - М.: Энергия, 1973.- 440с., с ил.
3. Кулаков Г. Т. Инженерные экспресс-методы расчета промышленных систем регулирования: Спр.пособие.- Мн.: Выш.шк., 1984. – 192с., ил.
4. Денисенко В. В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации //Современные технологии автоматизации. 2006, № 4. С. 66_74; 2007. № 1. С. 78_88.
5. Нетушил А. В. Теория автоматического управления. Ч.2. Под ред. А.В. Нетушила. Учебник для вузов. - М.: Высшая школа, 1972. – 432 с илл.
6. Денисенко В. В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации //Современные технологии автоматизации. 2007, №4. С.86_97; 2008. № 1. С. 86_98.
7. Дудников Е. Г. Основы автоматического регулирования тепловых процессов, ГЭИ, 1956 - 263 с.
8. Стефаний Е. П. Основы расчета настройки регуляторов теплоэнергетических объектов.- М.: Энергия, 1972.-376.

ОСОБЕННОСТИ ЧАСТОТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, ВЛИЯЮЩИЕ НА СТРУКТУРУ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОГО ГЕНЕРАТОРА СИНУСОИДАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Постнов А. А.

Кыргызский государственный технический университет им. И. Раззакова

FREQUENCY CONTROL FEATURES OF THE ASYNCHRONOUS MOTOR'S SPEED AND IT'S AFFECT OF THE MICROPROCESSOR SINUSOIDAL SIGNALS GENERATOR'S STRUCTURE AND CONSTRUCTION

Postnov A.A.

Kyrgyz State Technical University named after I.Razzakov

В статье обосновывается способ частотно токового управления электроприводом по системе ПЧ – АД на основе расчета токов по упрощенной Г-образной схеме замещения. Определена структура построения микропроцессорного варианта генератора синусоидальных сигналов.

The article describes the method of current-frequency control in the FC -AE drive based on the currents calculation of the simplified L-shaped equivalent circuit. The construction structure of the sinusoidal signal microprocessor generator has been determined.

Введение. Задающий генератор синусоидальных сигналов (ГСС), реализованный с применением аналогово-цифровых элементов рассмотрено в [1] и отмечено, что он отличается высокой точностью воспроизведения синусоидально изменяющихся сигналов, но имеет существенный недостаток – отсутствие канала регулирования фазы формируемого сигнала. Кроме того отсутствует датчик, который мог бы с большой точностью выделить этот параметр для дальнейшего отслеживания.

Цели и методы. Фазу формируемых напряжений в ГСС можно определить только косвенно на основе вычисления уравнений, описывающие эти процессы. Этими соображениями обусловлен переход к микропроцессорному ГСС, в котором будет заложен алгоритм регулирования фазы синусоидального напряжения.

Для создания алгоритма регулирования, не только частоты и амплитуды выходного напряжения преобразователя частоты, гладкая составляющая которого изменяется по синусоидальному закону, но и его фазы необходимо получить математический аппарат формирования выходных напряжений ГСС.

Для этой цели зададимся условиями, при которых уравнения, описывающие физические процессы электромеханического преобразования энергии асинхронным двигателем точно отражали бы их.

Экспериментальные исследования, проведенные в УНИЛ КГТУ показали, что математический аппарат в системе управления ПЧ – АД существенно упроститься, при условии, если преобразователю частоты задать режим источника тока. Для выполнения этого условия достаточно включить в прямой канал формирования тока статорной обмотки регулятор тока, а датчиком тока фазы асинхронного двигателя может быть использован шунт постоянного тока. В этом режиме основным регулирующим параметром асинхронного двигателя является ток статорной обмотки по закону $I_1 = const$

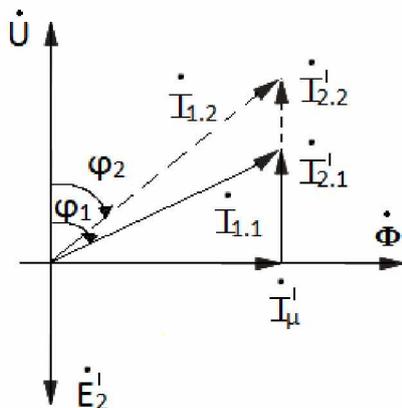


Рис.1. Векторная диаграмма токов фаз АД.

Рассмотрим векторную диаграмму токов, представленную на комплексной плоскости, построенную на основании приближенных зависимостей без учета активной составляющей реактанса в контуре намагничивания и реактивной составляющей реактанса в цепи ротора в виду их малости (рис. 1).

Для случая питания асинхронного двигателя от источника тока в [2], с помощью полученных математических соотношений установлено, что с увеличением нагрузки на валу двигателя возрастает размагничивающее действие тока ротора с вытекающими вследствие этого последствиями – уменьшения развиваемого момента на валу двигателя и снижения его скорости. В замкнутых системах контур скорости немедленно отреагирует на эти изменения увеличением задания на момент двигателя. В этом случае возрастает ток статора, растет намагничивающий ток машины, а это приводит к тому, что магнитная система дви-

гателя насыщается. Для устранения этого явления *СУ ПЧ* должен обеспечивать постоянство тока намагничивания на заданном уровне $I_\mu = const$, за счет снижения возрастающего намагничивающего тока в процессе увеличения нагрузки, на валу двигателя регулируя фазу φ тока статора I_1 , как показано на рис. 1.

Если напряжение задания на ток статора, подаваемое на вход транзисторного преобразователя частоты, описывается уравнением вида:

$$u_a = U_m \sin(\omega t + \varphi), \tag{3.1}$$

где φ – регулируемый параметр, то (3.1) целесообразно разложить на следующие составляющие:

$$u_a = U'_m \sin \omega t + U_c \cos \omega t. \tag{3.2}$$

Тогда в уравнении (3.1) модуль амплитуды задающего напряжения определится выражением $U_m = \sqrt{(U'_m)^2 + (U_c)^2}$, а фаза задающего напряжения формулой $\varphi = \arctg(U_c/U'_m)$.

Следовательно, для обеспечения постоянства потокосцепления ротора $\psi_2 = const$, необходимо значение U_c в (3.2) поддерживать на заданном постоянном уровне, а амплитуду, и фазу задающего напряжения можно регулировать за счет изменения одного параметра U'_m . При этом в *СУ ПЧ* зависимость напряжения задания на амплитуду тока $u_{зт} \equiv U'_m$ будет линейной от напряжения задания на момент двигателя $u_{зм}$.

Таким образом, для регулирования частоты, амплитуды и фазы задающих напряжений, микроконтроллер в составе микропроцессорного *ГСС* должен решать следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= U'_m \sin \omega t + U_c \cos \omega t; \\ u_b &= U'_m \sin(\omega t + 120^\circ) + U_c \cos(\omega t + 120^\circ); \\ u_c &= U'_m \sin(\omega t - 120^\circ) + U_c \cos(\omega t - 120^\circ), \end{aligned} \right\} \tag{3.3}$$

где $U'_m = k u_{зм}$.

При этом регулируемыми параметрами в (3.3) являются U'_m и ω , тогда как напряжение задания на намагничивающий ток U_c на всех частотах регулирования должно оставаться неизменным, то есть $U_c = const$.

В частотно управляемом электроприводе задача изменения направления вращения электродвигателя решается традиционным способом, за счет изменения порядка следования фаз управляющих напряжений. Для этого в программе, закладываемой в микроконтроллер, должны быть определены математические действия на изменение порядка следования фаз по следующим алгоритмам:

- 1) $u_1 = u_a; \quad u_2 = u_c; \quad u_3 = u_b;$
- 2) $u_1 = u_b; \quad u_2 = u_a; \quad u_3 = u_c;$
- 3) $u_1 = u_c; \quad u_2 = u_b; \quad u_3 = u_a.$

В результате выполнения любого из этих последовательностей произойдет пространственное изменение вектора вращающего поля, при соблюдении основного условия – отсутствия скачка вектора вращающего поля.

Для предварительного расчета параметров системы управления электропривода по системе ПЧ-АД для основных механизмов промышленного робота М20П выберем асинхронный двигатель серии 4А80А6У3 степени защиты IP44 со следующими паспортными данными [3]:

- $P_n = 0,75 \text{ кВт}$ – номинальная мощность;
- $n_0 = 1000 \text{ об/мин}$ – синхронная скорость;
- $U_{1\phi} = 220 \text{ В}$ – номинальное фазное напряжение;
- $X_\mu = 1,5 \text{ Ом}$ – главное индуктивное сопротивление;
- $R'_1 = 0,16 \text{ Ом}$ – активное сопротивление обмоток статора;
- $X'_1 = 0,12 \text{ Ом}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмоток статора;
- $R'_2 = 0,12 \text{ Ом}$ – приведенное к обмотке статора активное сопротивление обмоток ротора;
- $X'_2 = 0,2 \text{ Ом}$ – приведенное к обмотке статора индуктивное сопротивление рассеяния обмоток ротора;

КПД (%) при $P_2 / P_{2ном}$					$\cos \varphi$ при $P_2 / P_{2ном}$				
25	50	75	100	125	25	50	75	100	125
56	68	69,5	69	63,5	0,33	0,53	0,65	0,74	0,79

- $s_n = 0,084$ – номинальное скольжение;
- $s_k = 0,37$ – критическое скольжение;
- $m_n = 2,0$ – кратность пускового момента;
- $m_k = 2,2$ – кратность критического момента;
- $J_{др} = 0,0031 \text{ кгм}^2$ – момент инерции ротора.

Результаты исследований. Номинальный вращающий момент ($Hм$), рассчитывается по формуле:

$$M_{ном} = \frac{P_{2ном}}{\omega_0 (1 - s_{ном})} \tag{3.4}$$

Расчетные значения сопротивлений X_1 и R_1 , как параметры упрощенной Г-образной схемы замещения (рис. 2), могут быть определены формулами из [3]:

$$X_1 \approx \frac{2X'_1 X'_\mu}{X'_\mu + \sqrt{X'^2_\mu + 4X'_1 X'_\mu}} \tag{3.5}$$

$$R_1 = R'_1 X_1 / X'_1, \tag{3.6}$$

Номинальный момент и сопротивления X_1 , R_1 , рассчитанные по формулам (3.4) – (3.6) имеют значения: $M_{ном} = 7,82 \text{ Нм}$, $X_1 = 0,11 \text{ Ом}$, $R_1 = 0,15 \text{ Ом}$.

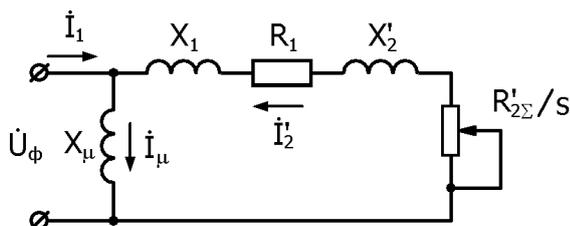


Рис.2. Упрощенная Г-образная схема замещения фазы АД.

Значения токов I_1 , I_μ и $I'_{2ном}$ по схеме замещения на рис.2 для случая питания асинхронного двигателя от источника тока и при работе двигателя в номинальном режиме на частоте $f = 50 \text{ Гц}$ могут быть определены по формулам, из [2].

Для этого режима, определив номинальный фазный ток статора по формуле:

$$I_{1ном} = \frac{P_{2ном}}{3U_{1ф} \eta \cos \varphi}, \tag{3.7}$$

задав условием $I_1 = const$, неизвестные значения намагничивающего тока I_μ и приведенного к статорной обмотке ток ротора $I'_{2ном}$ определим по правилам схемы деления тока в разветвленной цепи, как:

$$I_\mu = I_1 \sqrt{\frac{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s_n} \right)^2 + (X_1 + X'_{2н})^2}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s_n} \right)^2 + (X_1 + X'_{\mu н} + X'_{2н})^2}} \tag{3.8}$$

и

$$I'_2 = I_1 \frac{X'_{\mu н}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s_n} \right)^2 + (X_1 + X'_{\mu н} + X'_{2н})^2}} \tag{3.9}$$

Расчетные значения токов для номинального режима при частоте $f = 50 \text{ Гц}$ согласно уравнений (3.7) – (3.9) соответственно равны: $I_{1н} = 6,68 \text{ А}$, $I_\mu = 3,81 \text{ А}$ и $I'_{2ном} = 4,53 \text{ А}$.

При увеличении нагрузки на валу двигателя ток ротора достигает предельного значения, которое может быть определено подстановкой в (3.9) критического скольжения ($s_n = s_k = 0,37$), т.е. $I'_{2пред.} = 5,33 \text{ А}$.

Полученные значения токов фаз асинхронного двигателя позволяют подобрать примерные соотношения задания тока намагничивания, чтобы обеспечить постоянство потокосцепления в воздушном зазоре между статором и ротором, а для поддержания скорости двигателя на заданном уровне – регулировать напряжение задания тока ротора, таким образом, чтобы ток ротора изменялся в пределах $I'_2 = 0 \div I'_{2\text{предел}}$.

Для определения постоянных коэффициентов уравнениям математической модели ГСС примем: коэффициент передачи инвертора тока (ИТ) $k_{\text{птч}}$, коэффициент передачи датчика токов (ДТ) фаз статорной обмотки асинхронного двигателя $k_{\text{дт}} = k_{\text{шт}} I'_{2\text{предел}} / U_{\text{дт max}}$, где $k_{\text{шт}} = U_{\text{штном}} / I_{\text{штном}}$ – коэффициент передачи шунта.

Если амплитудное значение напряжения задания на ток фаз асинхронного двигателя принять $U_m = 10 \text{ В}$, что соответствует максимально возможному амплитудному значению тока статорной обмотки равной $I_m = 10 \text{ А}$. Тогда максимальное значение напряжения задания $U'_m = 7,54 \text{ В}$ соответствует предельному значению тока ротора, равному $I'_{2\text{предел}} = 5,33 \text{ А}$. При этом напряжение задания амплитудного значения намагничивающего тока соответственно будет равно $U_c = 5,39 \text{ В}$.

Регулирование скорости асинхронного двигателя изменением частоты формируемого тока приводит к изменению индуктивных сопротивлений в схеме замещения на рис. 2. В связи с этим токи I_1 , I_μ и I'_2 также изменятся, поэтому положив за основу условие $I_\mu = \text{const}$ на всех частотах регулирования токов фаз статора АД, с учетом изменения индуктивных сопротивлений, используя выражения (3.7) – (3.9) можно определить значения I_1 и I'_2 .

Неизвестные значения индуктивности рассеяния могут быть определены по известным сопротивлениям рассеяния обмоток двигателя приведенных в каталоге, т.е.:

- $X_\mu = \omega_{\text{эвл}} L_{12}$ индуктивное сопротивление рассеяния контура намагничивания, где L_{12} – взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора;
- $X_1 = \omega_{\text{эвл}} L_{1\sigma}$ индуктивное сопротивление рассеяния статорной обмотки, где $L_{1\sigma} = L_1 - L_{12}$ – индуктивность рассеяния статорной обмотки;
- $X'_2 = \omega_{\text{эвл}} L_{2\sigma}$ индуктивное сопротивление рассеяния роторной обмотки, где $L_{2\sigma} = L_2 - L_{12}$ – индуктивность рассеяния роторной обмотки.

Зная индуктивности рассеяния $L_{12} = X_{\mu\text{н}} / \omega_{\text{эвлн}}$, $L_{1\sigma} = X_{1\text{н}} / \omega_{\text{эвлн}}$ и $L_{2\sigma} = X'_{2\text{н}} / \omega_{\text{эвлн}}$, где $\omega_{\text{эвлн}} = 2\pi f_{\text{н}} = 314 \text{ рад/сек}$, положив $I_\mu = 3,81 = \text{const}$ можно перейти к определению действующего значения тока статора на любой частоте по формуле:

$$I_1 = \frac{I_\mu}{\sqrt{\frac{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s_a}\right)^2 + \omega_{\text{эвл}}^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma})^2}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s_a}\right)^2 + \omega_{\text{эвл}}^2 (L_{1\sigma} + L_{12} + L_{2\sigma})^2}}} \tag{3.10}$$

В таблице 3.1 приведены значения индуктивных сопротивлений рассеяния и тока обмоток статора, полученные в результате расчетов в системе Microsoft Excel по уравнениям, составленным по схеме замещения (рис.2), для частотно – токового регулирования скорости асинхронного двигателя при номинальной нагрузке, т.е. $s_a = s_{\text{н}} = 0,084$.

Расчетные значения переменных асинхронного двигателя. Таблица 3.1

$\omega_{\text{эвл}}$	31,4	62,8	94,2	125,6	157	188,4	219,8	251,2	282,6
X_μ	0,150	0,300	0,450	0,600	0,750	0,900	1,049	1,199	1,349
X_1	0,012	0,024	0,036	0,048	0,060	0,072	0,084	0,096	0,108
X'_2	0,020	0,040	0,060	0,080	0,100	0,120	0,140	0,160	0,180
I_1	3,834	3,807	3,803	3,798	3,791	3,783	3,773	3,762	3,749
$\omega_{\text{эвл}}$	345,4	376,8	408,2	429,6	471	502,4	533,8	565,2	596,6

X_{μ}	1,649	1,799	1,949	2,051	2,249	2,399	2,549	2,699	2,849
X_1	0,132	0,144	0,156	0,164	0,180	0,192	0,204	0,216	0,228
X'_2	0,220	0,240	0,260	0,273	0,300	0,320	0,340	0,360	0,380
I_1	3,720	3,703	3,686	3,673	3,647	3,626	3,605	3,582	3,559

Из данных таблицы 3.1, и графика изменения тока фазы статорной обмотки (рис. 3) видно что, не-

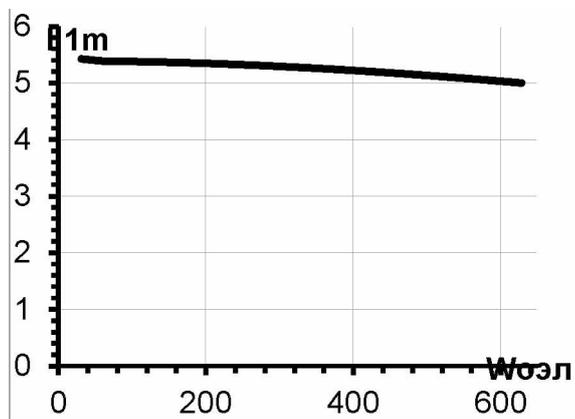


Рис. 3. График изменения амплитудного значения тока статорной обмотки при изменении частоты в диапазоне от 10 Гц до 100 Гц.

смотря, на существенное изменение индуктивных сопротивлений рассеяния в обмотках АД в результате регулирования частоты токов в статорной цепи в диапазоне от 10 Гц до 100 Гц, управление электроприводом по системе ТПЧ-АД, производится по закону $I_1 = const$. Незначительное изменение расчетного значения амплитуды тока статора, равная 0,5 А, будут учтены в дальнейшем в процессе экспериментального исследования на математической или физической модели и возможно будут откорректированы.

Выводы:

1. Процесс преобразования электрической энергии в механическую в рабочем диапазоне изменения частоты в электроприводе по системе ПЧ-АД производится в условиях, когда индуктивные сопротивления в обмотках АД изме-

няются в широких пределах, тогда как её активные сопротивления фактически не изменяются.

2. Предложенная методика расчета позволяет подготовить данные для создания структуры программного продукта ГСС в микропроцессорном варианте управления асинхронным двигателем.

Литература

1. Кадыров И.Ш. Принципы, методы и алгоритмы построения микропроцессорных систем управления электромеханическими машинными агрегатами [текст]: Монография / Кадыров И.Ш. – Бишкек: ИЦ «Текник», 2007. – 206 с.
2. Ключев В.И. Теория электропривода [текст]: Учебник для вузов / Ключев В.И. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
3. Асинхронные двигатели серии 4А [текст]: Справочник по электрическим машинам / Под общ. ред. Кравчик А.Э. – М.: Энергоиздат, 1982. – 182 с.

УДК: 004.652.5:004.415.52

ЛАБОРАТОРНАЯ МОДЕЛЬ УСТАНОВКИ БИОЛОГИЧЕСКОЙ ОЧИСТКИ

Акматабеков Р. А.

Кыргызский государственный технический университет им.И.Раззакова

LABORATORY MODEL OF INSTALLATION OF BIOLOGICAL CLEANING

Akmatbekov R. A.

Kyrgyz state technical university

Аннотация. В Кыргызской республике очистка бытовых сточных вод является назревшей проблемой. Она особенно важна для курортных зон и населенных пунктов без центральной канализации. Поэтому разработка очистных установок является актуальной научно-технической задачей, т. к. зарубежные аналоги имеют высокую стоимость и поэтому недоступны для потребителей из нашей страны. Для отработки системы автоматизации очистной установки целесообразно построить ее лабораторную модель.

X_{μ}	1,649	1,799	1,949	2,051	2,249	2,399	2,549	2,699	2,849
X_1	0,132	0,144	0,156	0,164	0,180	0,192	0,204	0,216	0,228
X'_2	0,220	0,240	0,260	0,273	0,300	0,320	0,340	0,360	0,380
I_1	3,720	3,703	3,686	3,673	3,647	3,626	3,605	3,582	3,559

Из данных таблицы 3.1, и графика изменения тока фазы статорной обмотки (рис. 3) видно что, не-

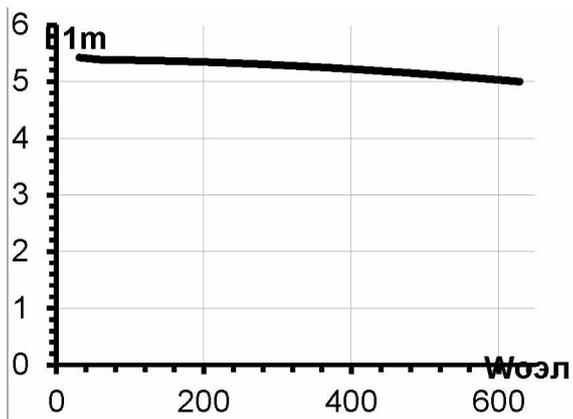


Рис. 3. График изменения амплитудного значения тока статорной обмотки при изменении частоты в диапазоне от 10 Гц до 100 Гц.

смотря, на существенное изменение индуктивных сопротивлений рассеяния в обмотках АД в результате регулирования частоты токов в статорной цепи в диапазоне от 10 Гц до 100 Гц, управление электроприводом по системе ТПЧ-АД, производится по закону $I_1 = const$.

Незначительное изменение расчетного значения амплитуды тока статора, равная 0,5 А, будут учтены в дальнейшем в процессе экспериментального исследования на математической или физической модели и возможно будут откорректированы.

Выводы:

1. Процесс преобразования электрической энергии в механическую в рабочем диапазоне изменения частоты в электроприводе по системе ПЧ-АД производится в условиях, когда индуктивные сопротивления в обмотках АД изме-

няются в широких пределах, тогда как её активные сопротивления фактически не изменяются.

2. Предложенная методика расчета позволяет подготовить данные для создания структуры программного продукта ГСС в микропроцессорном варианте управления асинхронным двигателем.

Литература

1. Кадыров И.Ш. Принципы, методы и алгоритмы построения микропроцессорных систем управления электромеханическими машинными агрегатами [текст]: Монография / Кадыров И.Ш. – Бишкек: ИЦ «Текник», 2007. – 206 с.
2. Ключев В.И. Теория электропривода [текст]: Учебник для вузов / Ключев В.И. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
3. Асинхронные двигатели серии 4А [текст]: Справочник по электрическим машинам / Под общ. ред. Кравчик А.Э. – М.: Энергоиздат, 1982. – 182 с.