

В данной работе проведено также исследование влияния количества узлов N и параметра k_y на среднеквадратичную погрешность моделирования координаты фазового перехода. Величину среднеквадратичной погрешности определяем по формуле [3], [4]:

$$\bar{\delta} = \frac{1}{\varepsilon} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\varepsilon_n - \varepsilon_n^*)^2} \cdot 100 \%,$$

где $n^* = \tau_k / \Delta\tau$, $\bar{\varepsilon}$ – среднеарифметическое значение координаты фазового перехода воды; ε_n – результат моделирования координаты фазового перехода в момент времени n ; ε_n^* – точное решение в момент времени n .

Результаты моделирования приведены на рис. 3. Как видно из рис. 3а, с увеличением N более 320 узлов погрешность асимптотически стремится к нулю. При увеличении k_y погрешность уменьшается. При $k_y = 3$ погрешность начинает увеличиваться. Учитывая, что при $k_y = 3$ погрешность меньше 1,5 %, в дальнейшем исследовании принимаем $k_y = 3$.

Выводы.

Исследование влияния фиктивного интервала ΔT показало, что имеем экстремум интервала «размазывания» теплоемкости в окрестности температуры фазового перехода, при котором численное решение по динамике координаты перехода имеет наименьшее значение среднеквадратичной погрешности.

Следует отметить, что такое большое количество узлов, обеспечивающее погрешность менее 1,5 %, обусловлено «жестким» граничным условием I рода. При использовании граничных условий III рода следует ожидать существенного уменьшения допустимого количества узлов.

Увеличение количества узлов и соответствующее уменьшение шага по времени, согласно условию устойчивости, влияет на уменьшение погрешности более эффективно, чем только уменьшение расчетного шага по времени при увеличении k_y .

В результате тестирования установлено, что для уменьшения средней относительной погрешности до 1,5 % необходимо взять количество узлов сетки не более 80. Следует отметить, что для менее «жесткого» граничного условия, например, III рода, это ог-

раничение может измениться до существенно меньших N .

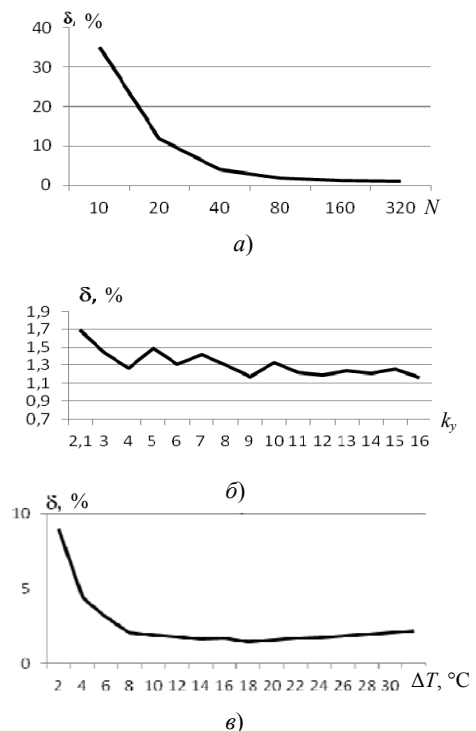


Рис. 3. Зависимость средней квадратичной погрешности $\bar{\delta}$ от количества узлов N , параметра k_y и фиктивного интервала ΔT : а) параметр $\Delta T = 18$ °С, б) параметр $\Delta T = 18$ °С, в) $N = 80$, $k_y = 3$

Литература

1. Кириллов, А. Н. Технология фанерного производства / А. Н. Кириллов, Е. И. Карасев. – М., 1974.
2. Лыков, А. В. Теория сушки / А. В. Лыков. – М., 1968.
3. Лыков, А. В. Теория теплопроводности / А. В. Лыков. – М., 1967.
4. Сеницын, Н. Н. Математическая модель сушки коры деревьев при высокоинтенсивном нагреве / Н. Н. Сеницын, З. К. Кабаков, Д. А. Домрачев // Вестник ЧГУ. – 2013. – №2. – Т. 3. – С. 24–28.
5. Сеницын, Н. Н. Модель замораживания железорудного концентрата / Н. Н. Сеницын, З. К. Кабаков, А. В. Степанова, А. Г. Малинов // Вестник ЧГУ. – 2013. – №2. – Т. 1. – С. 19–22.

УДК 681.515

С. В. Филатов

Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент С. В. Стельмащук
Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет

НАСТРОЙКА НА МОДУЛЬНЫЙ ОПТИМУМ ПО S-ОБРАЗНОЙ КРИВОЙ РАЗГОНА

В работе рассматривается настройка на модульный оптимум одноконтурной системы автоматического регулирования (САР) скорости привода постоянного тока с преобразователем напряжения. Настройка осуществляется не аналитическим способом по известным формулам, а по аппроксимационной модели, полученной графоаналитическим методом на основе данных кривой разгона привода.

Модульный оптимум, привод, кривая разгона, аппроксимационная модель.

This paper considers the tuning control system with single-loop feedback on modular optimum DC drive. Tuning is made on the approximation model produced by the graphoanalytical method based on data of transient response of the drive.

Modular optimum, drive, transient response, approximation model.

Введение.

Постановка проблемы. Настройка на модульный оптимум является широко распространенной типовой настройкой регуляторов электроприводов в промышленности. Однако настроенная система может не соответствовать требуемым показателям качества. Основная причина этому: данные о значениях таких параметров, как малая и большая постоянная времени, являются аналитически вычисленными и не всегда соответствуют практической ситуации, особенно когда некоторые параметры двигателя рассчитываются по приближенным формулам. Решить проблему можно, применив к регуляторам метод настройки, использующий не аналитическую модель объекта, а экспериментальную [2]. Наиболее известными и распространенными такими методами являются методы настройки регуляторов по кривой разгона объекта управления.

Для настройки промышленных регуляторов с заданной структурой используются формульные методы настройки. Сущность их заключается в определении математического описания объекта управления по кривой разгона (аппроксимационная модель) и использовании определенных формул для расчета параметров регулятора. К таким методам относятся: метод Зиглера-Никольса, Чина-Хронеса-Ресвика и другие. Преимуществом таких методов является простота настройки, а недостатком – приближенность настройки. Один из способов повышения точности достигается в применении аппроксимационной модели более высокого порядка или наиболее подходящей структуры.

Основная часть.

В данной работе рассматривается возможность использовать известные формулы для настройки на модульный оптимум регулятора скорости привода постоянного тока, но информацию о большой и малой постоянной времени извлекается из кривой разгона объекта управления.

Для настройки на модульный оптимум объект представляется как два апериодических звена с большой T_o и малой T_u постоянными времени. В данном случае интересным представляется использовать в качестве аппроксимационной именно такую модель и определять малую и большую постоянную времени по кривой разгона объекта.

Решение проблемы. Методика решения задачи основана на методе идентификации объекта управления, рассмотренного в работе [1], где аппроксимационная модель объекта управления описывается передаточной функцией

$$W_{am}(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)^n},$$

где $T_1 > T_2$, $n = 1, 2, 3, \dots$

Целью работы является представление передаточной функции объекта управления с постоянной времени T_1 как большой постоянной времени, а члены с T_2 – как совокупность членов с малыми постоянными времени, где T_2 – среднее значение малых постоянных.

Снимается кривая разгона объекта управления и приводится к единичному коэффициенту усиления $h_o(t)$. Затем измеряются значения времени t_a и t_b , в течение которых приведенная кривая разгона объекта $h_o(t)$ достигает определенных значений $h_o(t_a) = a$, $h_o(t_b) = b$. В работе [1] значения a и b могут быть различными в пределах $0 < a < b < 1$. В рассматриваемой методике были выбраны значения $a = 0,2$ и $b = 0,7$. В результате метод идентификации заключается в следующем:

1. Определяются моменты уровней: $h_o(t_2) = 0,2$ и $h_o(t_7) = 0,7$ (см. рис. 1а).

2. Рассчитывается относительное время $t_{27} = \frac{t_2}{t_7}$.

3. На графике рис. 1б выбирается кривая при соответствующей степени n .

4. По выбранной кривой определяются относительные постоянные времени T_1^* и T_2^* .

5. Вычисляются постоянные времени модели $T_1 = T_1^* \cdot t_7$, $T_2 = T_2^* \cdot t_7$.

Судя по виду передаточной функции модели $W_{am}(p)$, рассматриваются переходные процессы без перерегулирования, которые называются S -образными. Это ограничивает применение рассматриваемого метода для приводов, где электромеханическая постоянная времени T_m намного больше электромагнитной постоянной времени T_e . Привод, соединенный вместе с исполнительным механизмом, всегда удовлетворяет данному условию. Это означает, что рассматриваемую методику желательно не применять на холостом ходу.

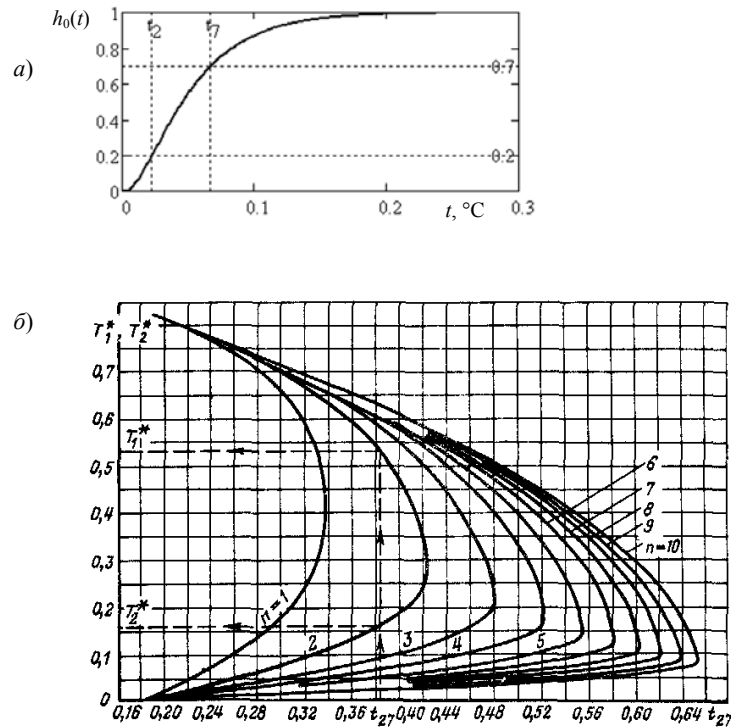


Рис. 1. Метод идентификации объекта управления по кривой разгона: аппроксимация кривой разгона (а) и графики для определения относительных постоянных времени (б)

Методика настройки на модульный оптимум по кривой разгона. Для случая $T_m \gg T_3$ привод постоянного тока можно представить следующим образом:

$$W_o(p) = \frac{1/C}{T_3 T_m p^2 + T_m p + 1} \cdot \frac{k_n}{T_n p + 1} \cdot \frac{k_c}{T_\phi p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{k_n k_c / C}{(T_{дв1} p + 1)(T_{дв2} p + 1)(T_n p + 1)(T_\phi p + 1)} \approx$$

$$\approx \frac{k_n k_c / C}{(T_{дв1} p + 1)(T_{\mu\Sigma} p + 1)},$$

где при $T_m \gg T_3$ передаточная функция двигателя представляется двумя аperiodическими звеньями с постоянными времени $T_{дв1}$ и $T_{дв2}$:

$$T_{дв1} = \frac{1}{2} \left(T_m + \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_3} \right),$$

$$T_{дв2} = \frac{1}{2} \left(T_m - \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_3} \right), \quad T_{дв1} > T_{дв2}.$$

$T_{\mu\Sigma} = T_{дв2} + T_n + T_\phi$ – суммарная малая постоянная времени; k_n , T_n – коэффициент усиления и постоянная времени преобразователя напряжения; k_c , T_ϕ –

коэффициент усиления и постоянная фильтра датчика скорости; C – постоянный коэффициент двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Примем, что в силу малости $T_{\mu\Sigma}$, можно разложить аperiodическое звено на составляющие и привести передаточную функцию объекта $W_o(p)$ к передаточной функции модели $W_{ам}(p)$:

$$\frac{1}{T_{\mu\Sigma} p + 1} \approx \prod \frac{1}{T_2 p + 1} \approx \frac{1}{(T_2 p + 1)^n},$$

где $T_{\mu\Sigma} \approx nT_2$.

Тогда за большую постоянную времени T_1 можно принять постоянную времени двигателя $T_1 \approx T_{дв1}$.

В результате получим формулы для настройки регулятора скорости одноконтурного привода исходя из параметров рассмотренного метода идентификации:

$$W_{pc}(p) = k_{pc} \frac{T_{pc} p + 1}{T_{pc} p}, \quad k_{pc} = \frac{T_1 C}{2k_c k_n T_{\mu\Sigma}},$$

$$T_{pc} = T_1.$$

Структурная схема настраиваемого привода представлена на рис. 2. Для ограничения тока якоря используется узел токоограничения с отсечкой $k_{отс}$ [3].

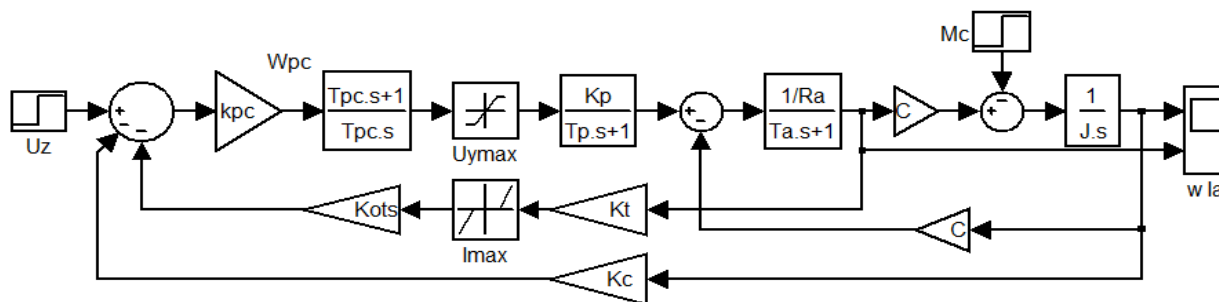


Рис. 2. Структурная схема одноконтурной САР скорости привода постоянного тока, настраиваемого на модульный оптимум по S-образной кривой разгона

Исследование методики настройки по кривой разгона. Исследование заключается в проверке точности идентификации при различных степенях n и в сравнительном анализе переходных процессов тока и скорости якоря привода для одноконтурной системы, настраиваемой по кривой разгона, и аналогичной одноконтурной системы, настроенной стандартным методом. Также осуществлен сравнительный анализ исследуемой системы регулирования с двухконтурной системой, настроенной стандартным методом.

Для исследования использовались параметры двигателя 2ПН180М с моментом инерции привода в три раза больше момента инерции двигателя: $T_m = 0,098$ с, $T_s = 0,009$ с, $T_n = 0,002$ с, $T_\phi = 0,001$ с. В результате идентификации получены моменты времени $t_2 = 0,032$ с и $t_7 = 0,119$ с. На рис. 1 видно, что при значении $t_{27} = 0,27$ можно рассматривать графики при всех n . В таблице представлены данные при $n = 1, 2, 3$. В скобках указана точность идентификации при сравнении параметров T_1 с $T_{дв1} = 0,088$ с и nT_2 с $T_{цс} = 0,013$ с.

Таблица

Точность идентификации объекта управления

Степень n	Параметры модели	
	T_1 , с	nT_2 , с
1	0,086 (2,4 %)	0,0143 (12,6 %)
2	0,0877 (0,4 %)	0,0143 (12,6 %)
3	0,0883 (0,3 %)	0,0125 (1,6 %)

Видно, что при увеличении степени n точность идентификации выше. Можно сделать очевидный вывод, что модель с передаточной функцией $W_{ам}(p)$ высокого порядка более адекватно описывает объект управления.

Для рассматриваемого привода рассчитаны ПИ-регуляторы, настроенные на модульный оптимум

одноконтурной САР скоростью (см. рис. 2) по стандартному методу (W_{pc}) и по кривой разгона при $n = 1$ и $n = 3$ (W_{pc}^1 и W_{pc}^3).

$$W_{pc}(p) = 3,46 \frac{0,088p + 1}{0,088p},$$

$$W_{pc}^1(p) = 3 \frac{0,086p + 1}{0,086p},$$

$$W_{pc}^3(p) = 3,52 \frac{0,0883p + 1}{0,0883p}.$$

На рис. 3а представлены переходные характеристики скорости одноконтурного привода со стандартной настройкой и по кривой разгона при $n = 1$ и $n = 3$. Из графиков видно, что даже при $n = 1$ настройка по кривой разгона мало отличается от аналитической настройки.

При настройке на модульный оптимум двухконтурной системы стандартным методом в контуре тока компенсируется T_s и малой постоянной времени является величина $T_\mu = T_n + T_\phi$. Это означает, что быстродействие двухконтурной системы регулирования гораздо выше, чем у исследуемой одноконтурной системы. Интерес представляет сравнение качества переходных процессов при учете ограничений на ток якоря и сигнал управления в входе преобразователя.

Для рассматриваемого привода была осуществлена стандартная настройка, где контур тока и контур скорости настроены на модульный оптимум. В результате получены параметры регулятора тока $W_{рт}(p)$ и регулятора скорости $W_{pc}(p)$:

$$W_{рт}(p) = 0,66 \frac{0,009p + 1}{0,009p}, W_{pc}(p) = 60,4.$$

На рис. 3 представлены переходные характеристики скорости (б) и тока (в) якоря для сравниваемых систем регулирования с ограничениями.

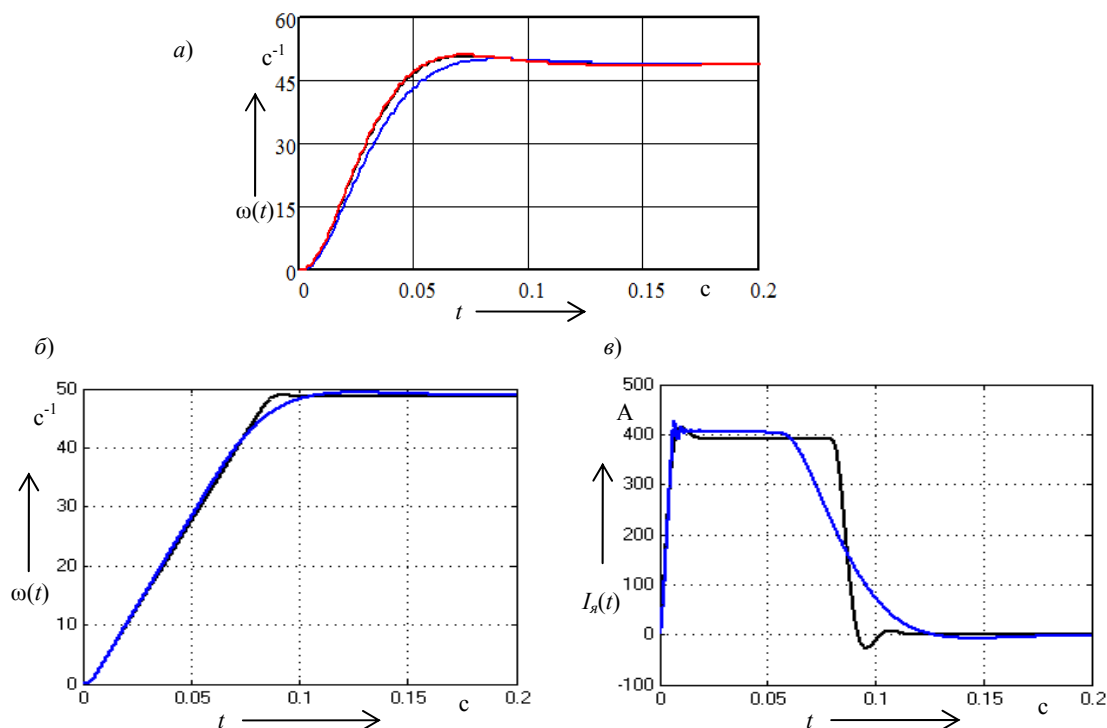


Рис. 3. Сравнение переходных характеристик одноконтурной САР при настройке различными способами (а) и одноконтурной САР с двухконтурной САР (б, в): стандартный метод (—), по кривой разгона при $n = 1$ (—) и при $n = 3$ (—)

Двухконтурная САР сравнивается с одноконтурной САР, настроенной по кривой разгона при $n = 1$. Судя по графикам рис. 3б, настройка по кривой разгона по качеству регулирования и быстродействию не уступает стандартной аналитической настройке.

Выводы.

Дальнейшие исследования по данному направлению показали, что метод идентификации, рассмотренный в [1], также применим для настройки на симметричный оптимум.

Литература

1. Клюев, А. С. Наладка средств автоматизации автоматических систем регулирования / А. С. Клюев. – М., 1989.
2. Комиссарчик, В. Ф. Автоматическое регулирование технологических процессов / В. Ф. Комиссарчик. – Тверь, 2001.
3. Терехов, В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов. – М., 2006.