

лива, поступившего в цилиндр, рассчитанного по сигналу линейного лямбда-зонда и цикловому наполнению воздухом двигателя.

Как следует из рис. 3, процессу уменьшения ошибки обучения свойственен колебательный характер, что определяется взаимным влиянием процедур обучения «основной» и «вспомогательной» ИНС. Причём такой характер протекания ошибки характерен как при использовании ИНС для расчёта цикловой подачи, так и при использовании в качестве наблюдателя массы топливной плёнки. При настройке нейронного ДКТ на 40-а динамических режимах удовлетворительная компенсация (см. рис. 4) достигается за 35 циклов обучения.

Недостатком схемы нейронного ДКТ с использованием двух ИНС является очень плохое управление на начальных этапах обучения по сравнению с ДКТ, использующим диспетчер с жёсткой, заранее определённой логикой, хотя при использовании ИНС в качестве наблюдателя массы топливной плёнки негативного влияния на протекание состава смеси можно избежать, временно отключив ДКТ до удовлетворительного обучения. В случае применения ИНС для реализации цикловой подачи топлива такой вариант исключён, т.к. последующий целевой вектор топливоподачи ИНС зависит от предыдущего. Следует отметить, что на практике целесообразно применять комбинацию описанных методов использования ИНС в одном ДКТ в зависимости от наличия достаточных данных для обучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Silva, Carla M., Farias, Tiago L., Mendes-Lopes, José M. C. Cold start, part warm start and warm up simulation of vehicles in ECOGEST / Instituto Superior Técnico, Portugal, F2004V045, 2004.
2. Омату С., Халид М., Юсоф Р. Нейроуправление и его приложения. - М.: Радиотехника, 2000.
3. Alippi C., Russis C., Piuri V. A Neural-Network Based Control Solution to Air-Fuel Ratio Control for Automotive Fuel-Injection Systems / IEEE transactions on systems, man and cybernetics –part C: applications and reviews, VOL. 33, NO. 2, 2003.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ АВТОМОБИЛЬНОГО ДИЗЕЛЯ

Хрящев Ю.Е., Скурыгин Е.Ф., Тихомиров М.В.
ЯГТУ, г. Ярославль

Проблема обеспечения устойчивости холостого хода автомобильных дизелей возникла при доводке электронной системы ЭСУ-1 на дизелях серии КАМАЗ-740.60-360, КАМАЗ-740.61-320, КАМАЗ-740.62-280, по-

скольку двухкаскадный ПИД регулятор автоматически не обеспечивает устойчивой работы дизеля при отключении нагрузки. Алгоритмы управления получаются более эффективными, если не создавать специальной СУ холостого хода, а найти универсальные, т.е. обеспечивающие устойчивую работу дизеля на всех нагрузочно-скоростных режимах как при сбросе нагрузки, так и при набросе, включая и режимы холостого хода, и режимы торможения двигателем. Целью настоящей работы является исследование возможностей повышения устойчивости работы дизеля на холостом ходу, а также уменьшения времени переходных процессов. Для достижения этих целей строится математическая модель системы управления, проводится анализ устойчивости алгоритмов регулирования частоты вращения.

Уравнение частоты вращения двигателя имеет следующий вид

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_{\Sigma}, \quad (1)$$

где Ω - частота вращения двигателя; J - суммарный момент инерции двигателя и нагрузки, приведенной к коленчатому валу; t - время; M_{Σ} - суммарный момент приложенных сил. Последний можно представить в виде

$$M_{\Sigma} = M_1 + M_2 + M_3, \quad (2)$$

где M_1 - крутящий момент, M_2 - момент сил внешнего сопротивления, M_3 - момент сил внутреннего трения. Мгновенное значение крутящего момента можно представить в следующем виде

$$M_1(t) = K_1 * h(t - \tau_1) + M'(t), \quad (3)$$

где в соответствии с [1] K_1 - коэффициент пропорциональности крутящего момента к координате рейки; τ_1 - запаздывание (время, необходимое на движение и сгорание топлива); $M'(t)$ - флуктуационная составляющая («шум» двигателя); среднее по времени значение $M'(t)$ равно нулю. Предположим, что момент сил внутреннего трения пропорционален частоте вращения

$$M_3 = -\theta \Omega, \quad (4)$$

где θ - коэффициент сопротивления.

С учетом (2) - (4) уравнение момента импульса (1) принимает следующий вид

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} + \theta * \Omega(t) = K_1 * h(t - \tau_1) + M'(t) - M_2(t). \quad (5)$$

Для классического ПИД регулятора по частоте вращения

$$\Delta h_{k+1} = -K_2 (\Delta \Omega_k + \frac{T_0}{T_2} (\Omega_k - \Omega_s) + \frac{T_3}{T_0} \Delta^2 \Omega_k) \quad (6)$$

где нижний индекс k соответствует характеристике в момент времени $t = kT_0$, T_0 - шаг квантования по времени, оператор Δ - конечная разность, т.е. $\Delta h_{k+1} = h_{k+1} - h_k$, K_2 - коэффициент регулятора, T_2 , T_3 - постоянные времени регулятора (интегральная и дифференциальная), Ω_s - задаваемая угловая скорость (частота).

Для модифицированного ПИД регулятора по координате рейки при явной схеме:

$$\Delta h_{k+1} = -[K_2 \Delta \Omega_k + K_3 T_0 (h_k - h_s) + \frac{K_4}{T_0} \Delta^2 \Omega_k], \quad (7)$$

при неявной схеме:

$$\Delta h_{k+1} = -[K_2 \Delta \Omega_k + K_3 T_0 (h_{k+1} - h_s) + \frac{K_4}{T_0} \Delta^2 \Omega_k], \quad (8)$$

где

$$h_s = fh(\Omega_k, \psi), \quad (9)$$

и функция $fh(\Omega, \psi)$ определяет задаваемое положение рейки топливного насоса для частоты Ω и настройки ψ .

Уравнение исполнительного механизма записывается в предположении, что положение рейки топливного насоса h , устанавливаемое исполнительным механизмом, отличается от величины h_1 , задаваемой регулятором частоты вращения, только запаздыванием на время τ_2 , т.е.

$$h(t) = h_1(t - \tau_2), \quad (10)$$

где τ_2 - время запаздывания исполнительного механизма.

В разомкнутой системе отклик угловой скорости (частоты) вращения на «шум» двигателя определяется частотной характеристикой

$$|W(\omega)| = \frac{1}{\theta \sqrt{1 + T_1^2 \omega^2}}, \quad T_1 = \frac{J}{\theta},$$

где T_1 – время релаксации двигателя. С ростом частоты колебаний ($\omega > T_1^{-1}$) амплитуда W_2 резко затухает. Отключение нагрузки приводит к уменьшению J . Поскольку момент инерции нагрузки в десятки раз больше момента инерции двигателя, то тем самым увеличивается отклик частоты вращения на «шумы» двигателя. Последнее объясняет резкое увеличение колебаний частоты вращения при переходе на холостой ход.

Анализ уравнений для замкнутой системы показал, что основными причинами неустойчивости является запаздывание исполнительного механизма и дискретизация сигналов по времени.

Для системы с цифровым ПИД регулятором (6) необходимое условие устойчивости выполняется в случае, если безразмерный параметр

$$A = \frac{K_1 K_2}{\theta}$$

не превосходит критического значения A_{cr} , равного

$$A_{cr} = \frac{T_0 + 2T_1}{T_0 + 2T_3} \quad (11)$$

Для случая $A < A_{cr}$ в области изменения переменных A , T_1 , T_2 , T_3 можно выделить следующие четыре характерные подобласти, в которых удастся получить аналитические решения для резонансной частоты и критического времени запаздывания (рис.1).

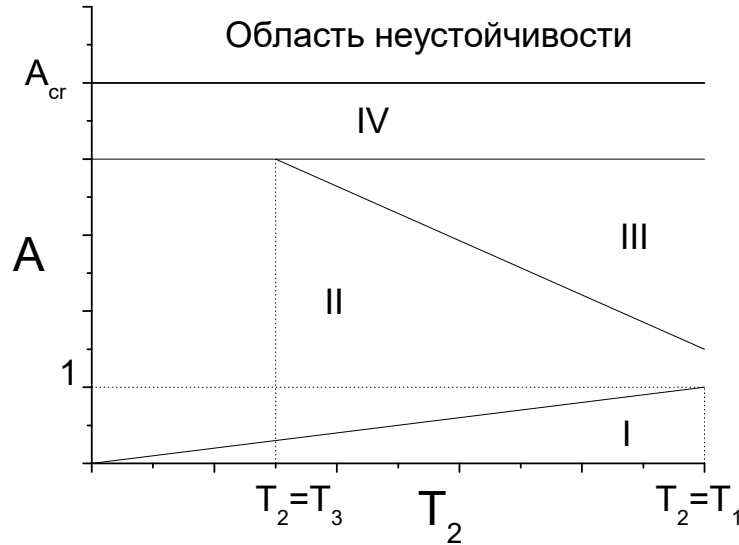


Рис.1. Режимы работы СУ с классическим ПИД регулятором (8): T_2 - интегральная постоянная времени, A – безразмерный коэффициент при пропорциональной составляющей ПИД регулятора, I – режим медленного интегрального регулятора, II – режим интегрального регулятора, III – режим пропорционального регулятора, IV – режим пропорционально- дифференциального регулятора

$$\text{I) } A \ll T_2/T_1 \quad \omega_{res} = \frac{A}{T_2} L \quad \tau_{cr} = \frac{T_2 \pi}{2A}; \quad (12)$$

$$\text{II) } A \gg T_2/T_1, A \leq 1 \text{ или } A > 1, A \ll A_{cr}, T_2 \ll T^*, T^* = \frac{A}{A^2 - 1} T_1$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{A}{T_1 T_2}} L \quad \tau_{cr} = \frac{A+1}{A} T_2; \quad (13)$$

$$\text{III) } A > 1, A \ll A_{cr}, T_2 \gg T^*,$$

$$\omega_{res}; \frac{\sqrt{A^2 - 1}}{T_1} L \quad \tau_{cr} = \frac{\pi T_1}{2\sqrt{A^2 - 1}}; \quad (14)$$

$$\text{IV) } A < A_{cr}, A_{cr} - A \ll A_{cr}$$

$$\omega_{res} \rightarrow \frac{\pi}{T_0} L \quad \tau_{cr} \rightarrow T_0 L \text{ при } A \rightarrow A_{cr} \quad (15)$$

В областях I и II в уравнении регулятора (8) доминирует интегральный член $\frac{T_0}{T_2} (\Omega_k - \Omega_s)$, влияние пропорционального и дифференциального членов пренебрежимо мало. В этих областях ПИД регулятор работает как интегральный регулятор. Причем в области I характерное время регулирования, равное T_2/A , значительно больше постоянной времени двигателя T_1 , поэтому область I) можно назвать областью медленного регулирования. В области III ведущим членом уравнения (8) является пропорциональный

член $\frac{T_3}{T_0} \Delta^2 \Omega_k$ (пропорциональный регулятор). В области IV резонансная частота и критическое время запаздывания определяются совместным действием пропорционального и дифференциального членов $\Delta \Omega_k + \frac{T_3}{T_0} \Delta^2 \Omega_k$ (пропорционально – дифференциальный регулятор).

Увеличение интегральной постоянной времени T_2 в областях параметров I и II приводит к уменьшению резонансной частоты и к увеличению критического времени запаздывания. Увеличение параметра A во всех областях параметров приводит увеличению ω_{res} и уменьшению τ_{cr} . Величина шага квантования по времени T_0 влияет на устойчивость регулятора в области IV. Увеличение T_0 приводит к уменьшению A_{cr} и τ_{cr} .

Для регулятора (8) можно получить следующую оценку: при $K_3 \rightarrow \infty$

$$\tau_{cr} = \frac{\pi - \arctg(T_1 \omega_{res})}{\omega_{res}} \quad (16)$$

где

$$\omega_{res} = \frac{\sqrt{B^2 - 1}}{T_1} L \quad B = \frac{K_1 \varphi}{\theta} \quad (17)$$

В предельном случае $B \rightarrow \infty$ получаем более простую асимптотическую оценку

$$\tau_{cr} = \frac{\pi}{2} \frac{T_1}{B} = \frac{\pi}{2} \frac{J}{K_1 \varphi}. \quad (18)$$

В соответствии с формулой (18) для известного времени запаздывания τ при $K_3 \rightarrow \infty$, $B \rightarrow \infty$ система с регулятором (8) будет работать в устойчивом режиме, если модуль градиента координаты рейки по частоте вращения φ не превосходит критического значения φ_{cr}

$$\varphi_{cr} = \frac{\pi}{2} \frac{J}{K_1 \tau} \quad (19)$$

Формула (21) будет справедлива и для регулятора (7) в предельном случае, когда шаг квантования по времени T_0 стремится к нулю.

С целью более детального изучения устойчивости системы управления были исследованы численные решения уравнения частоты вращения (7) совместно с уравнениями регуляторов (8)-(10) и с учетом эффекта запаздывания исполнительного механизма (12).

Для классического ПИД регулятора частоты вращения (8) критическое значение коэффициента A (как и K_1) существенно зависит от постоянной времени двигателя и нагрузки T_1 . Для каждой нагрузки, т. е. для каждого значения постоянной времени T_1 , существует свой оптимальный набор коэффициентов регулятора. На рис. 2 представлены два переходных процесса с ПИД регулятором (8) для двигателя с нагрузкой. Кривая 1 соответствует регулятору с оптимальными коэффициентами для данной нагрузки; кривая 2 – с коэффициентами, оптимальными для холостого хо-

да. При переходе на холостой ход в 20 раз уменьшается момент инерции системы и, соответственно постоянная времени T_1 . Для обеспечения устойчивости холостого хода коэффициент K_2 должен быть примерно в десять раз меньше, что резко уменьшает жесткость регулирования.

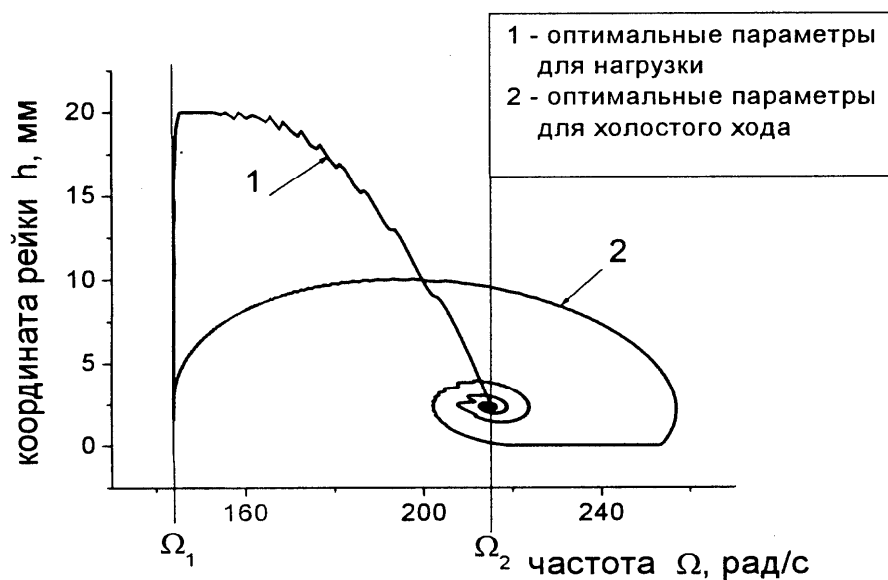


Рис.2. Переходный процесс координаты рейки в системе с ПИД регулятором (8) для двигателя с нагрузкой.

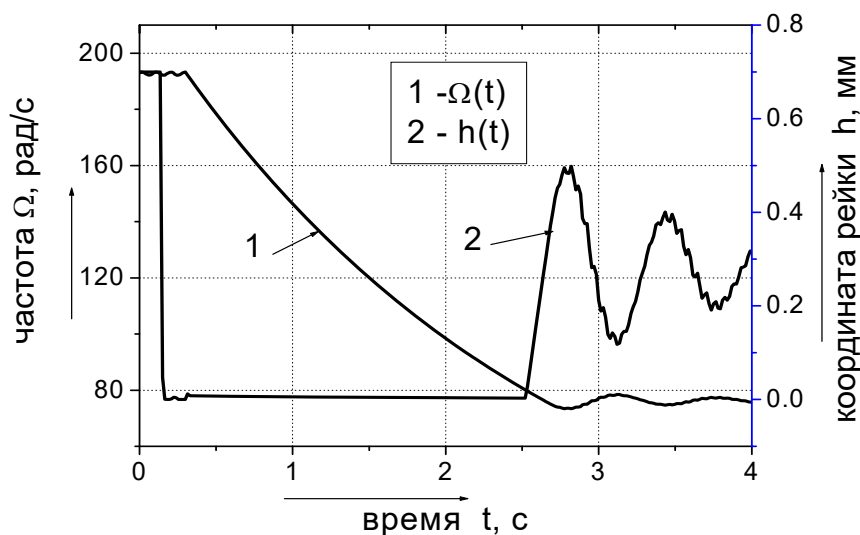


Рис.3. Переходные процессы с регулятором (10) (неявная схема) для холостого хода двигателя: зависимости частоты вращения Ω (1) и координаты рейки h (2) от времени

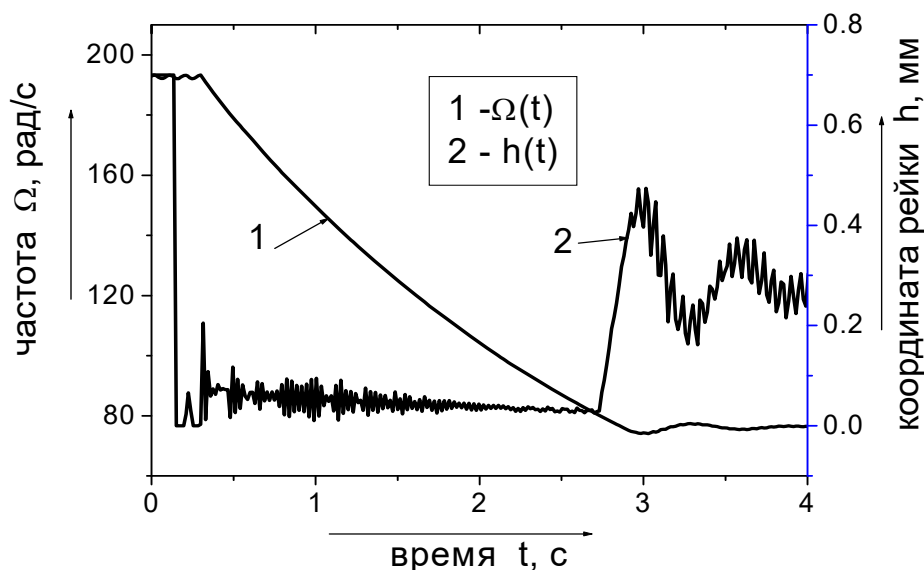


Рис.4. Переходные процессы с регулятором (9) (явная схема) для холостого хода двигателя: зависимости частоты вращения Ω (1) и координаты рейки h (2) от времени

Для модифицированного ПИД-регулятора устойчивость зависит главным образом от градиентной характеристики рейки и от величины нагрузки, при этом его настройки слабо зависят от нагрузки, что позволяет выбрать универсальные настройки, обеспечивающие устойчивую работу двигателя на всех режимах.

На рис. 3, 4 представлены переходные процессы для двигателя без нагрузки в точку холостого хода.

Максимальный градиент координаты рейки по частоте составляет примерно 0.8 критического значения. Для холостого хода в регуляторах (9) и (10) используются те же настройки, как и в случае двигателя с нагрузкой.

Переход от явной схемы (9) к неявной (10) для модифицированного ПИД регулятора приводит к резкому уменьшению колебаний органа дозирования топлива, что позволяет увеличить жесткость регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крутов В.И. Автоматическое регулирование двигателей внутреннего сгорания. - М.: Машиностроение, 1979. - 616 с.
2. Изерман Р. Цифровые системы управления: пер. с англ. / Под ред. И.М. Маркова. - М.: Мир, 1984. - 541 с.