

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СООТНОШЕНИЕМ ВОЗДУХ–ТОПЛИВО И КРУТЯЩИМ МОМЕНТОМ В ИНЖЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ

Д.Н. Герасимов, С.А. Колюбин, В.О. Никифоров

В статье предложен алгоритм адаптивного двухканального управления соотношением воздух–топливо и крутящим моментом в инжекторных двигателях внутреннего сгорания. Управление синтезировано на основе нелинейной математической модели двигателя и предусматривает использование специальных интегральных алгоритмов адаптации, обладающих высоким быстродействием.

Ключевые слова: двигатель внутреннего сгорания, адаптивное управление, нелинейные системы.

Введение

Развитие современного автомобилестроения неотъемлемо связано с совершенствованием двигателей внутреннего сгорания (ДВС), что обусловлено ужесточением требований к выбросам вредных веществ в атмосферу, а также конкурентной борьбой за улучшение энергетических и экономических характеристик двигателей. Чтобы удовлетворить предъявляемым требованиям, мировые автопроизводители ведут активные разработки как в области совершенствования конструкции двигателей, так и в области создания эффективных систем автоматического управления двигателями. С появлением оснащенных микропроцессорными системами инжекторных двигателей (в которых подача топлива осуществляется путем принудительного впрыска) открылись широкие возможности применения современных методов теории автоматического управления [1, 2].

Важно отметить, что ДВС как объект управления является сложной нелинейной системой, которая подвергается воздействию внешних возмущающих факторов. Кроме того, многие параметры двигателя изменяются во время его работы, а ряд переменных величин, характеризующих состояние двигателя, не доступен прямому измерению или измеряется с запаздыванием и искажениями. В связи с этим перед разработчиком системы автоматического управления стоит нетривиальная и комплексная задача синтеза регуляторов, базирующихся на принципах нелинейного, адаптивного или самообучающегося управления [3–6].

Важной характеристикой, которая влияет на мощность и токсичность выбросов двигателя, является коэффициент избытка воздуха, так называемый λ -коэффициент, который показывает отношение реального соотношения масс воздух–топливо (В–Т), поступающих в цилиндр, к идеальному (стехиометрическому), при котором происходит полное сгорание топливной смеси [7, 8]. Для бензиновой смеси стехиометрическое соотношение равно 14,7. Соответственно, при $\lambda = 1$ смесь называется нормальной, при $\lambda < 1$ – богатой, а при $\lambda > 1$ – бедной. Оптимальные характеристики работы двигателя достигаются при $\lambda = 1$. Таким образом, регулирование соотношения В–Т, т.е. стабилизация λ -коэффициента, является важнейшей задачей управления инжекторным ДВС.

Для реализации обратной связи при управлении соотношением воздух–топливо на практике используются датчики кислорода (λ -зонды), которые позволяют оценить действительное значение соотношения В–Т в цилиндрах. Однако инерционность таких датчиков и их расположение на некотором расстоянии от цилиндров (в выпускном коллекторе) обуславливают наличие запаздывания в канале измерения, что является препятствием на пути разработки системы управления.

Другой важной задачей автоматического управления двигателем является поддержание крутящего момента на валу с целью повышения срока службы его узлов и элементов, а также улучшения технических характеристик. Обеспечение обратной свя-

зи по моменту осуществляется либо с помощью датчиков крутящего момента, либо специальными алгоритмами наблюдения.

Указанным задачам автоматического управления двигателями в последние два десятилетия уделяется значительное внимание [9–13]. Однако, несмотря на большое количество публикаций, эти задачи не могут считаться окончательно решенными. Многие предлагаемые подходы базируются на использовании упрощенных, линеаризованных моделей двигателя, не учитывают возможные существенные параметрические вариации двигателя и рассматривают две выделенные выше задачи отдельно.

В настоящей статье предлагается двухканальная система одновременного управления соотношением воздух–топливо и крутящим моментом, построенная на основе нелинейной модели двигателя внутреннего сгорания и обеспечивающая адаптацию к текущим вариациям параметров объекта управления.

Постановка задачи

Задачи управления соотношением воздух–топливо λ и крутящим моментом M могут быть формализованы следующим образом: компенсировать нелинейности и параметрические неопределенности, присущие двигателю, а также компенсировать запаздывание в канале измерения соотношения В–Т и обеспечить выполнение следующих целевых неравенств:

$$|\lambda(t) - 1| < \Delta_\lambda \text{ для всех } t > T, \quad (1)$$

$$|M(t) - M^*(t)| < \Delta_M \text{ для всех } t > T, \quad (2)$$

где T – время прогрева двигателя, Δ_λ – заданная точность стабилизации соотношения В–Т (за единицу в данном случае принимается стехиометрическое соотношение В–Т в цилиндрах), $M^*(t)$ – желаемое значение крутящего момента $M(t)$, Δ_M – точность слежения по моменту. На практике к задаче стабилизации соотношения В–Т предъявляются гораздо более жесткие требования, чем к задаче слежения за моментом: как правило, $\Delta\lambda = 0,03\text{--}0,05$, а $\Delta_M = 15\text{--}20$ Н·м.

Сигналом управления соотношением В–Т является поток топлива, впрыскиваемого форсунками, μ_{fi} , а сигналом управления крутящим моментом – угол открытия заслонки впускного коллектора α .

На первом этапе решения задач управления строится математическая модель инжекторного ДВС [11, 12, 14], на основе анализа которой синтезируются алгоритмы адаптации.

Математическая модель инжекторного ДВС

Разработанная математическая модель инжекторного ДВС [14] описывает последовательность преобразования управляющих воздействий (потока топлива, впрыскиваемого форсункой, $u_1 = \mu_{fi}$, и угла поворота дроссельной заслонки $u_2 = \alpha$) в переменные состояния двигателя (скорость вращения коленчатого вала $x_1 = \omega$, масса топливной пленки, образующейся на стенках впускного коллектора, $x_2 = \mu_{ff}$, и давление воздуха во впускном коллекторе $x_3 = P_m$) и в регулируемые переменные (соотношение, обратное соотношению В–Т, $y_1 = 1/\lambda$, и крутящий момент $y_2 = M$). Все переменные модели являются усредненными за один цикл работы двигателя. Модель синтезирована на основе описания физических процессов, протекающих в двигателе, и представляется следующей системой нелинейных дифференциальных уравнений [14]:

$$\dot{x}_1 = \eta_f(x_1)b_1x_3\varphi_3(y_1)\varphi_4(\alpha_{ign}) - a_{01} - a_{02}x_1 - a_{03}x_1^2 - \delta(t), \quad (3)$$

$$\dot{x}_2 = -a_1x_2 + b_2u_1, \quad (4)$$

$$\dot{x}_3 = -a_2x_1x_3 + b_3\varphi_1(x_3)\varphi_2(u_2), \quad (5)$$

$$y_1 = \frac{1}{x_1x_3}(x_2 + (1 - b_2/a_1)u_1), \quad (6)$$

$$y_2 = c_2\eta_f(x_1)x_3\varphi_3(y_1)\varphi_4(\alpha_{ign}) - c_{01} - c_{02}x_1 - c_{03}x_1^2, \quad (7)$$

$$z(t) = y_1(t - \tau_0), \quad (8)$$

где z – выходной сигнал λ -сенсора, $\delta(t)$ – внешнее возмущение, вызванное моментами внешних нагрузок, $a_i, b_{i,j}, c_i, d_i$ – параметры модели, $\varphi_1(x_3), \varphi_2(u_2), \varphi_3(y_1), \varphi_4(\alpha_{ign}), \eta_f(x_1)$ – статические нелинейные функции, определяемые экспериментально, τ_0 – транспортное запаздывание, обусловленное временем течения выхлопных газов от цилиндров до чувствительного элемента датчика, α_{ign} – угол опережения зажигания. Отметим, что в качестве регулируемой переменной y_1 используется величина, обратная соотношению В–Т, так как она является линейной по управлению. Очевидно, что желаемому значению соотношения В–Т $\lambda = 1$ будет соответствовать такое же соотношение топливо–воздух (Т–В) $\phi = 1$.

Итак, модель состоит из шести уравнений, каждое из которых описывает следующие физические процессы:

- уравнение (3) описывает динамику вращения коленчатого вала двигателя;
- уравнение (4) описывает процесс осаждения топлива на стенках впускного коллектора;
- уравнение (5) описывает изменение давления воздуха во впускном коллекторе;
- уравнение (6) связывает динамику осаждения топлива на стенках коллектора с регулируемой переменной $y_1 = 1/\lambda$;
- уравнение (7) определяет зависимость регулируемой переменной $y_2 = M$ от переменных управления и состояния модели, а также от величины соотношения Т–В y_1 ;
- уравнение (8) описывает запаздывание в измерениях соотношения Т–В.

Важной особенностью модели является ее параметрическая неопределенность. Прежде всего, это вызвано неизвестностью и возможными вариациями постоянной времени процесса испарения топливной пленки со стенок коллектора, а также коэффициента, определяющего часть топлива, которая непосредственно попадает в цилиндры. Кроме того, параметры уравнения (5) могут варьироваться в зависимости от режимов и условий работы двигателя. В связи с этим справедливо предполагать, что известны лишь пределы изменения параметров уравнений (3)–(5), тогда как сами параметры неизвестны. Следует также отметить, что состояние $x_2 = \mu_{ff}$ не доступно прямому измерению.

Таким образом, неопределенность параметров модели и недоступность прямому измерению переменной μ_{ff} мотивируют необходимость применения методов адаптивного управления при решении поставленных задач.

Алгоритм адаптивного управления соотношением В–Т

Для решения задачи стабилизации соотношения В–Т, в частности, необходимо компенсировать запаздывание τ_0 в канале измерения. Компенсацию целесообразно в данном случае осуществлять комплексно с адаптивной идентификацией параметров

модели. Для построения идентификатора формируются специальные динамические фильтры [4, 15]:

$$\dot{\xi}_1(t) = -k_0 \xi_1(t) + x_1(t)x_3(t)y_1(t - \tau), \quad (9)$$

$$\dot{v}_1(t) = -k_0 v_1(t) + u_1(t - \tau), \quad (10)$$

где $k_0 > 0$ – параметр фильтров.

Нетрудно показать, что с помощью фильтров (9), (10) параметризованная модель регулируемой переменной принимает следующий вид:

$$y_1(t - \tau) = \theta^T(t)\omega(t) + \omega_0(t), \quad (11)$$

$$\omega_0(t) = \frac{1}{x_1(t)x_3(t)}(k_0 \xi_1(t) + k_0 v_1(t) + u_1(t - \tau)),$$

$$\omega^T(t) = \frac{1}{x_1(t)x_3(t)}[\xi_1(t) - v_1(t); k_0 v_1(t) - u_1(t - \tau)]^T,$$

где $\theta^T = [-a_1 \quad b_2/a_1]^T$ – вектор неизвестных параметров модели, ω_0 – измеряемая функция, а ω – вектор измеряемых функций (регрессор).

На основе представления регулируемой переменной (11) строится алгоритм идентификации неизвестных параметров, минимизирующий интеграл от квадрата ошибки идентификации по всем прошлым значениям времени [3, 15]:

$$\dot{\hat{\theta}}(t) = \text{Proj}_{\Omega_0} \left\{ \gamma(t) \int_0^t \eta(t, \tau) \omega(\tau) \bar{y}_1(\tau) d\tau - \gamma(t) \int_0^t \eta(t, \tau) \omega(\tau) \omega^T(\tau) d\tau \hat{\theta}(t) \right\}, \hat{\theta}(0) = \theta_0, \quad (12)$$

$$\gamma(t) = \rho \left(\kappa I + \int_0^t \eta(t, \tau) \omega(\tau) \omega^T(\tau) d\tau \right), \quad (13)$$

$$\bar{y}_1(t) = y_1(t - \tau) - \omega_0(t), \quad (14)$$

где $\hat{\theta}^T(t)$ – оценка вектора θ , $\text{Proj}\{\}$ – оператор проекции, который призван предотвратить уход параметров за границы априори известных множеств неизвестных параметров вектора θ [3], $\eta(t, \tau) = \exp(-\mu(t - \tau))$ – фактор списывания, необходимый для ограничения роста интегралов в выражениях алгоритма, $\mu > 0$, $\rho > 0$ и малая величина κ – параметры алгоритма.

Система, состоящая из модели (12) и алгоритма идентификации (12)–(14), имеет следующие свойства [5]:

1. вектор оценок $\hat{\theta}(t)$ ограничен;
2. $e(t) = \bar{y}_1(t) - \hat{\theta}^T(t)\omega(t)$ при $t \rightarrow \infty$;
3. $\tilde{\theta}(t) = \theta - \hat{\theta}(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$, если регрессор $\omega(t)$ состоит из линейно независимых компонентов и удовлетворяет условию исчезающего возбуждения [5];
4. если элементы вектора $\omega(t)$ линейно независимы, то скорость сходимости может быть увеличена путем увеличения параметра ρ и уменьшения параметра κ ; таким образом, регулируя параметры ρ и κ , можно увеличить быстродействие алгоритма (12)–(14).

Для доказательства этого свойства сформируем модель параметрических ошибок $\tilde{\theta}(t)$ в следующем виде:

$$\dot{\tilde{\theta}}(t) = -\rho \left(\kappa I + \int_0^t \eta(t, \tau) \omega(\tau) \omega^T(\tau) d\tau \right)^{-1} \int_0^t \eta(t, \tau) \omega(\tau) \omega^T(\tau) d\tau \tilde{\theta}(t) \approx -\rho \tilde{\theta}(t). \quad (15)$$

Нетрудно показать, что при малых значениях κ параметрические ошибки $\tilde{\theta}(t)$ сходятся к нулю экспоненциально. При увеличении параметра ρ увеличивается быст-

родействие идентификатора, что позволяет реализовать алгоритм (12)–(14) на практике. Для компенсации запаздывания в канале измерения соотношения В–Т разработан предиктор, необходимый для восстановления текущих значений переменной состояния $x_2(t)$ и регулируемой переменной $y_1(t)$, которые используются в регуляторе. Предиктор использует настраиваемые параметры, генерируемые алгоритмом адаптации (12)–(14), и может быть представлен в следующем виде:

$$\dot{I}(t) = -\hat{a}_1 I(t) + \hat{b}_2 u(t) - \exp(-\hat{a}_1 \tau_0) \hat{b}_2 u_1(t - \tau_0), \quad I(0) = 0, \quad (16)$$

$$\dot{\hat{x}}_2(t) = \exp(-\hat{a}_1 \tau_0) \cdot \hat{x}_2(t - \tau_0) + I(t), \quad (17)$$

$$\hat{y}_1(t) = \frac{1}{x_1(t)x_3(t)} \left(\hat{x}_2(t) + \left(1 - \frac{\hat{b}_2(t)}{\hat{a}_1(t)} \right) u_1(t) \right), \quad (18)$$

где параметры \hat{a}_1 , \hat{b}_2 , \hat{d}_1 рассчитываются с помощью следующих соотношений:

$$\hat{a}_1 = -\hat{\theta}_1, \quad \hat{b}_2 = -\hat{\theta}_1 \hat{\theta}_2, \quad \hat{d}_1 = 1 - \hat{\theta}_2. \quad (19)$$

На основе информации, обеспечиваемой алгоритмом адаптации (12)–(14) и предиктором (16)–(18), строится физически реализуемый закон управления:

$$u_1(t) = \frac{1}{(1 - \hat{\theta}_2(t))} (-\hat{x}_2(t) + x_1(t)x_3(t)). \quad (20)$$

Необходимо отметить, что для предотвращения возможного деления на ноль в выражении (20) в алгоритме (12)–(14) используется оператор проекции.

Алгоритм адаптивного управления крутящим моментом

Синтез адаптивного регулятора крутящим моментом осуществляется аналогичным образом. Для идентификации неизвестных параметров уравнения давления (5) формируются фильтры вида

$$\dot{\xi}_2(t) = -r_0 \xi_2(t) + x_3(t), \quad (21)$$

$$\dot{\xi}_3(t) = -r_0 \xi_3(t) + x_1(t)x_3(t), \quad (22)$$

$$\dot{v}_2(t) = -r_0 v_2(t) + \varphi_1(x_3(t))\varphi_2(u_2(t)), \quad (23)$$

где $r_0 > 0$ – параметр. На основе фильтров строится параметризованная модель переменной состояния $x_3(t)$

$$x_3(t) = \mathcal{G}^T \varphi(t) + \xi_2(t), \quad (24)$$

где $\mathcal{G}^T = [-a_2 \ b_3]^T$ – вектор неизвестных параметров, $\varphi^T(t) = [\xi_3(t); v_2(t)]^T$ – вектор измеряемых функций (регрессор).

Представление (24) позволяет идентифицировать неизвестные параметры с помощью алгоритма адаптации вида (12)–(14). Алгоритм может быть представлен следующими уравнениями:

$$\bar{x}_3(t) = x_3(t) - \xi_2(t), \quad (25)$$

$$\dot{\hat{\mathcal{G}}}(t) = \text{Pr}_{\Omega_3} \left\{ \bar{\gamma}(t) \int_0^t \bar{\eta}(t, \tau) \varphi(\tau) \bar{x}_3(\tau) d\tau - \bar{\gamma}(t) \int_0^t \bar{\eta}(t, \tau) \varphi(\tau) \varphi^T(\tau) d\tau \hat{\mathcal{G}}(t) \right\}, \quad \hat{\mathcal{G}}(0) = \mathcal{G}_0, \quad (26)$$

$$\bar{\gamma}(t) = \bar{\rho} \left(\bar{\kappa} I + \int_0^t \bar{\eta}(t, \tau) \varphi(\tau) \varphi^T(\tau) d\tau \right)^{-1}, \quad (27)$$

где $\hat{\mathcal{G}}(t)$ – оценка вектора \mathcal{G} , $\bar{\eta}(t, \tau) = \exp(-\bar{\mu}(t - \tau))$, $\bar{\rho} > 0$, $\bar{\mu} > 0$, $\bar{\kappa} > 0$ – параметры алгоритма адаптации.

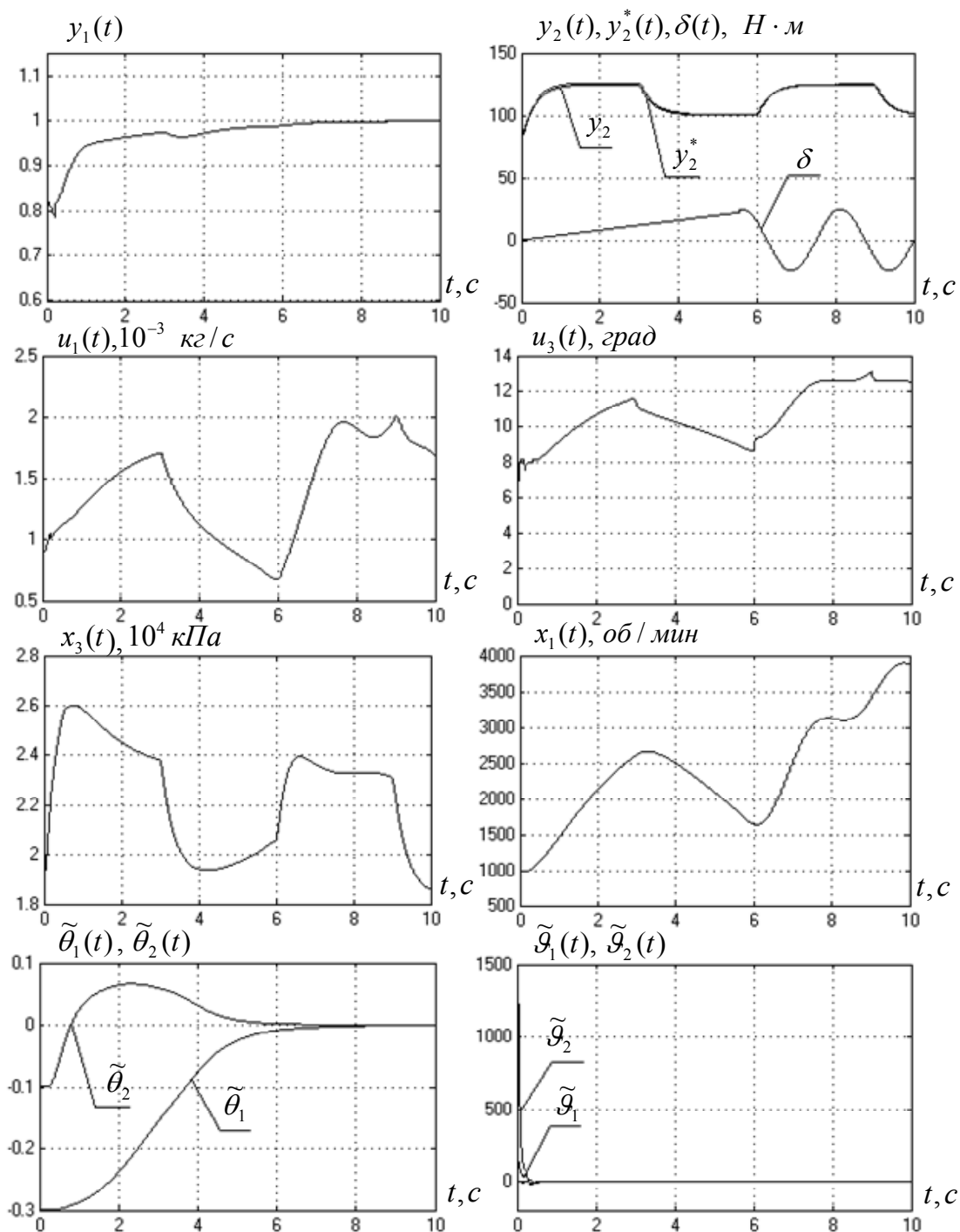


Рис. 1. Результаты моделирования адаптивной системы управления соотношением В–Т и крутящим моментом с компенсацией запаздывания в канале измерения соотношения В–Т

На основе анализа уравнения модели двигателя (5) и (7) и методов модального управления [16] строится закон управления крутящим моментом, описываемый следующим выражением:

$$u_2(t) = \varphi_2^{-1} \left(\frac{1}{\hat{b}_3 \varphi_1(x_3)} \left(-\sigma x_3(t) + \hat{a}_2 x_1(t) x_3(t) + \frac{y_2^*(t) + c_{01} + c_{02} x_1 + c_{03} x_1^2}{c_2 \eta_f(x_1) \varphi_3(\hat{y}_1) \varphi_4(\alpha_{ign})} \right) \right), \quad (28)$$

где $\sigma > 0$ – параметр регулятора, оценка \hat{y}_1 генерируется предиктором (16)–(18), $y_2^*(t) = M^*(t)$ – задание по крутящему моменту. Настраиваемые параметры регулятора определяются как

$$\hat{a}_2 = -\hat{\mathfrak{G}}_1, \quad \hat{b}_3 = \hat{\mathfrak{G}}_2. \quad (29)$$

С целью предотвращения возможного деления на ноль в выражении (28) в алгоритме (25)–(27) используется оператор проекции [3].

Таким образом, адаптивный двухканальный регулятор соотношения В–Т и крутящего момента, обеспечивающий условия (1), (2), представлен:

- фильтрами (9), (10), (21), (22), (23);
- алгоритмами адаптивной идентификации (12)–(14), (25)–(27);
- предиктором (16)–(18);
- настраиваемыми регуляторами (20), (28).

Можно показать, что при отсутствии внешнего возмущения $\delta(t)$ в рамках модели двигателя (3)–(8) представленный регулятор обеспечивает абсолютную точность стабилизации соотношения воздух–топливо и слежения крутящего момента за эталонным значением.

Моделирование

Для иллюстрации результатов теоретических исследований в среде MathLab/Simulink было проведено моделирование. Параметры и статические функции модели двигателя (3)–(8) были рассчитаны на основе характеристик двигателя V8 автомобиля Corvette. Параметры двухканального регулятора выбраны в процессе моделирования. Результаты моделирования приведены на рис. 1, где $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$, $\tilde{\mathfrak{G}} = \mathfrak{G} - \hat{\mathfrak{G}}$ – векторы параметрических ошибок.

Заключение

Результаты моделирования системы управления демонстрируют высокое качество стабилизации соотношения В–Т и слежения крутящего момента за эталонным сигналом. Таким образом, предложенный двухканальный адаптивный регулятор обеспечивает компенсацию нелинейностей объекта, параметрических неопределенностей и запаздывания в канале измерения соотношения В–Т и выполнение целевых неравенств (1), (2).

Литература

1. Пинский Ф.И., Давтян Р.И., Черняк Б.Я. Микропроцессорные системы управления автомобильными двигателями внутреннего сгорания: учебное пособие. – М.: Легион-Автодата, 2004. – 134 с.
2. Athans M. The role of modern control theory for automotive engine control // SAE technical paper. – 1978. – 780852.
3. Krstić M., Kanellakopoulos I., Kokotović P.V. Nonlinear and adaptive control design. – N.-Y.: John Willey and Sons, 1995. – 563 p.
4. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. – СПб: Наука, 2000. – 549 с., ил. 82. – (Серия «Анализ и синтез нелинейных систем» / под общей редакцией Леонова Г.А. и Фрадкова А.Л.).
5. Никифоров В.О., Ушаков А.В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. – СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002. – 232 с., ил. 29.

6. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. – СПб: Наука, 2003. – 282 с.
7. Двигатели внутреннего сгорания. В 3 кн. Кн.1. Теория рабочих процессов: учебник для вузов / В.Н. Луканин, К.А. Морозов, А.С. Хачиян и др.; под ред. В.Н. Луканина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2005. – 479 с.
8. Колчин А.И., Демидов В.П. Расчет автомобильных и тракторных двигателей: учеб. пособие для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2003. – 496 с.
9. Ault B.A., Jones V.K., Powell J.D., Franklin G.F. Adaptive air-fuel ration control of a spark ignition engine // SAE paper. – № 940373. – P. 109–118.
10. Kim Y.W, Rizzoni G and Utkin V. Automotive Engine Diagnosis and Control via Nonlinear Estimation // IEEE Control Systems. – October 1998. – P. 84–99.
11. Turin R.C., Geering H.P. Model-Based Adaptive Fuel Control in a SI Engine // SAE paper. – № 940374. – P.119–128.
12. Onder Christopher H. And Geering Hans P. Model-based Multivariable Speed and Air-to-Fuel Ratio Control of an SI Engine // SAE paper. – № 930859.
13. Cook J.A., Sun J., Buckland J.H., Kolmanovsky I.V., Peng H., Grizzle J.W. Automotive powertrain control – A survey // Asian Journal of Control. – 2006. – № 8(3). – P. 237–260.
14. Герасимов Д.Н., Мигуш С.А., Никифоров В.О. Математическая модель инжекторного двигателя внутреннего сгорания // Сборник трудов XXXII научной и учебно-методической конференции. – СПб: СПбГИТМО (ТУ). – 2003. – С. 10–18.
15. Gerasimov D.N. Adaptive observers with improved parametric convergence // Proceedings of the 10th International Student Olympiad on Automatic Control (Baltic Olympiad). – Russia. – Saint-Petersburg: SPbSUITMO, 2004. – P. 95–100.
16. Теория автоматического управления. Линейные системы. – СПб: Питер, 2005. – 336 с.: ил. – (Серия «Учебное пособие»).

- Герасимов Дмитрий Николаевич* – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, аспирант, gerasimovdn@mail.ru
- Колюбин Сергей Алексеевич* – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, студент, ksa_tau@mail.ru
- Никифоров Владимир Олегович* – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, проректор, доктор технических наук, профессор, nikiforov@mail.ifmo.ru

УДК 621.314.52

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ И СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ИМПУЛЬСНЫМИ УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ М.В. Никитина, Д.В. Осипов, В.А. Толмачев

Изложена методика синтеза адаптивной системы управления с цифровыми регуляторами и N -модульным импульсным усилительно-преобразовательным устройством из условия обеспечения устойчивости в заданном диапазоне изменения параметров силовой цепи и заданного быстродействия при заданном уровне пульсаций тока в нагрузке и ограниченной частоте коммутации силовых ключей.

Ключевые слова: адаптивная система управления, цифровой регулятор, анализ устойчивости, параметрический синтез.

Введение

В настоящее время импульсные усилительно-преобразовательные устройства (УПУ), построенные, в частности, на базе широтно-импульсных преобразователей

(ШИП), находят весьма широкое применение в системах управления различными электротехническими устройствами в силу ряда известных преимуществ. Особую область их применения составляют устройства, статические и динамические характеристики которых определяются свойствами ШИП.

При ограниченной частоте коммутации использование в системе управления N -модульных УПУ с многофазным принципом синхронизации составляющих ШИП позволяет повысить предельные динамические показатели системы. Технические требования и принципы построения таких систем управления рассмотрены в работе [1].

Современный этап развития преобразовательной техники характеризуется внедрением в информационные подсистемы систем управления микроконтроллеров, реализующих цифровые алгоритмы управления. Применение микропроцессорной техники в системе управления позволяет повысить ее надежность и снизить функциональную сложность. Актуальной является проблема приближения статических и динамических качеств цифровых систем управления к соответствующим качествам эталонных непрерывных систем предельного быстродействия.

В работе [2] сформулирована методика синтеза одноконтурной системы управления источника тока с N -модульным УПУ и цифровым ПИ-регулятором из условия обеспечения экспоненциального характера переходного процесса с постоянной времени T_m при максимальной допустимой амплитуде пульсаций тока нагрузки ΔI_d в квазистановившемся режиме в диапазоне амплитуд скачкообразных задающих воздействий от 0 до $I_{z \text{ макс}}$ и заданной частоте коммутации силовых ключей ШИП T_k .

Упрощенная структурная схема такой системы представлена на рис. 1. Система содержит N реверсивных ШИП, работающих на общую нагрузку резистивного характера R_n , и контур регулирования тока нагрузки i_n . Каждый ШИП содержит силовой каскад мостового типа на четырех транзисторных ключах с напряжением питания E_n и широтно-импульсный модулятор (ШИМ), осуществляющий коммутацию силовых ключей с постоянным периодом T_k по несимметричному закону и обеспечивающий модуляцию первого рода с шагом дискретизации T_0 . Напряжение на нагрузке имеет вид импульсов с амплитудой E_n , относительной длительностью γ , пропорциональной величине выходного сигнала u_y цифрового ПИ-регулятора тока (РТ), и полярностью, определяемой полярностью последнего. На входе регулятора осуществляется сравнение напряжения U_z , пропорционального заданному значению тока нагрузки I_z , и напряжения $u_{ос}$, поступающего с датчика тока ДТ с коэффициентом передачи $K_{дт}$ и пропорционального истинному значению тока нагрузки. Сглаживание пульсаций тока нагрузки i_n осуществляется разделительными дросселями каналов с параметрами r, L .

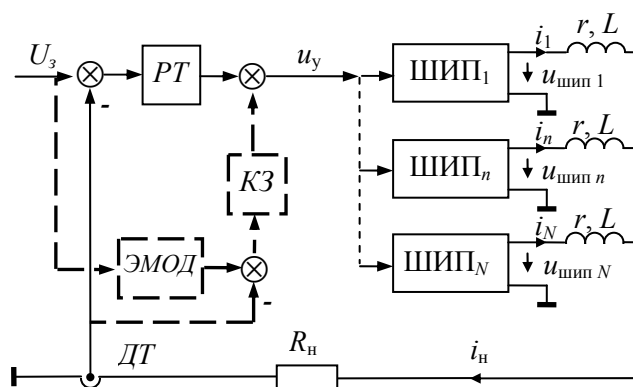


Рис. 1. Структурная схема системы

Уже упомянутая методика синтеза [2] предполагает постоянство параметров силовой цепи. Актуальной является задача сохранения статических и динамических характеристик системы в условиях изменения в процессе эксплуатации как сопротивления на-

грузки R_n , так и напряжения E_n источника питания силового каскада ШИП. Решение такой задачи возможно в структурах с адаптивными алгоритмами управления [3].

Непрерывная модель адаптивной системы управления

Для организации такой системы в структурную схему, представленную на рис. 1, введем дополнительный контур адаптации, содержащий эталонную модель ЭМОД и корректирующее звено КЗ, на вход которого поступает разность выходного напряжения эталонной модели и напряжения датчика тока нагрузки. Выходной сигнал корректирующего звена поступает на вход ШИП, суммируясь с выходным напряжением цифрового ПИ-регулятора основного контура.

Используя подход к реализации адаптивных систем, описанный в работе [3], выбираем в качестве ЭМОД – $W_3(p) = 1/[K_{дт} \cdot (T_m \cdot p + 1)]$, в качестве КЗ – $W_k(p) = K_a \cdot W_R(p)$, где $W_R(p)$ – передаточная функция регулятора в эквивалентной непрерывной одноконтурной системе, K_a – коэффициент адаптации. Тогда структурная схема эквивалентной непрерывной модели системы примет вид, показанный на рис. 2.

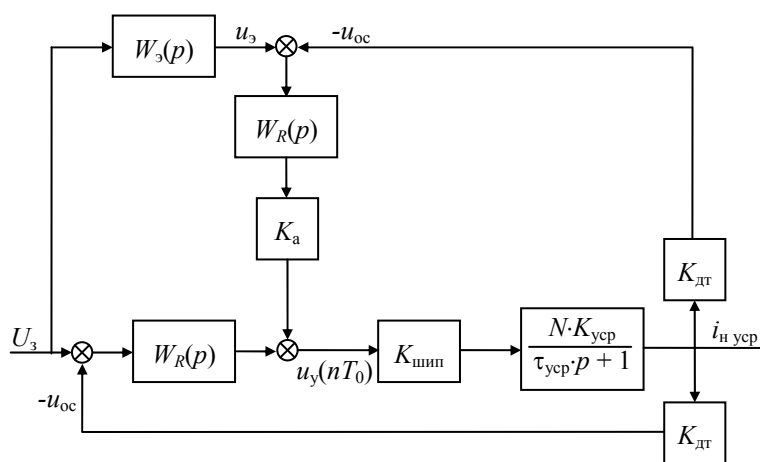


Рис. 2. Эквивалентная непрерывная модель

В представленной модели, составленной относительно усредненных гладких составляющих напряжений и токов, коэффициенты $K_{шип}$, $K_{уср}$ и $\tau_{уср}$ определяются как

$$K_{шип} = E_n / U_{оп}, K_{уср} = 1 / (r + N \cdot R_n), \tau_{уср} = L / (r + N \cdot R_n), \quad (1)$$

где $U_{оп}$ – амплитуда опорного пилообразного напряжения ШИП.

В работе [3] показано, что при неизменных параметрах силовой цепи (R_n и E_n) передаточная функция системы соответствует эталонной при любом значении коэффициента K_a . При изменении параметров силовой цепи и достаточно высоком значении коэффициента K_a динамические характеристики адаптивной системы приближаются к соответствующим характеристикам эталонной модели $W_3(p)$. Таким образом, точность поддержания эталонного экспоненциального процесса в условиях изменения параметров силовой цепи связана с предельным значением $K_a_{пр}$ коэффициента K_a .

Методика синтеза адаптивной системы управления

Одной из задач синтеза адаптивной системы с выбранной структурой является такой выбор настроек регуляторов, чтобы в процессе изменения параметров силовой цепи при выбранном предельном значении коэффициента K_a не происходило нарушение условий ее устойчивости. В работе [2] показано, что при выборе параметров регулятора основного контура на основе соотношений

$$\alpha = \frac{1}{K_{\text{ШИП}} \cdot K_{\text{уср}} \cdot N \cdot K_{\text{дт}}} \cdot \frac{1 - e^{-T_0/T_m}}{1 - e^{-T_0/\tau_{\text{уср}}}}, \quad (2a)$$

$$\beta = \frac{-e^{-T_0/T_m}}{K_{\text{ШИП}} \cdot K_{\text{уср}} \cdot N \cdot K_{\text{дт}}} \cdot \frac{1 - e^{-T_0/T_m}}{1 - e^{-T_0/\tau_{\text{уср}}}}, \quad (2б)$$

минимально допустимое значение постоянной времени T_m реализуемого экспоненциального процесса определяется условиями устойчивости системы. В соотношениях (2) α и β – параметры дискретного ПИ-регулятора, описываемого известным уравнением [4] $U_y(n) = U_y(n-1) + \alpha \cdot \varepsilon(n) + \beta \cdot \varepsilon(n-1)$; $\varepsilon(n)$, $\varepsilon(n-1)$, $U_y(n)$, $U_y(n-1)$ – сигналы рассогласования и сигналы регулятора, вычисленные в дискретные моменты времени.

Даже в случае, если параметры процессов в замкнутой непрерывной системе соответствуют эталонным, в системе с ШИП и дополнительным контуром адаптации изменяются границы устойчивости относительно условий в исходной системе, поскольку появляется дополнительная обратная связь, по которой пульсации тока нагрузки поступают на вход ШИМ. Анализ устойчивости в таких системах является сложной задачей. Для ее решения были разработаны алгоритмы определения границ устойчивости, основанные на методе точечных отображений [5]. На основе этих алгоритмов был разработан программный комплекс, позволяющий строить зависимости $K_{\text{а пр}}$ от изменяемых параметров [6] и токов задания. Минимальное из значений этих коэффициентов в области изменяемых параметров принимается в качестве $K_{\text{а}}$ в адаптивной системе.

Другим немаловажным фактором при синтезе рассматриваемых систем является выбор точки настройки регуляторов системы, обеспечивающей точность воспроизведения эталонного переходного процесса. В уже не раз упомянутой работе [3] показано, что параметры регуляторов следует рассчитывать при максимально возможном сопротивлении нагрузки и минимально возможном напряжении силового источника.

Параметрический синтез рассматриваемых систем состоит в таком выборе числа модулей N , индуктивностей разделительных дросселей L , параметров цифровых ПИ-регуляторов тока α и β , предельного значения коэффициента адаптации $K_{\text{а}}$, чтобы был обеспечен допустимый уровень пульсаций тока в нагрузке, экспоненциальный переходной процесс с постоянной времени T_m во всем диапазоне токов задания (от 0 до $I_{\text{з макс}}$) и диапазоне изменения параметров силовой цепи.

Основу предлагаемой методики синтеза составляют два соотношения, связывающие между собой вышеперечисленные параметры [2]:

$$\beta_L = \frac{r + R_H}{2Nr} \cdot \left[\ln \frac{r + R_H + \chi_{\text{доп}} \cdot (r + NR_H)}{r + R_H - \chi_{\text{доп}} \cdot (r + NR_H)} \right]^{-1}, \quad (3)$$

$$\beta_L = \frac{I_{\text{макс}}}{I_{\text{з макс}}} \cdot \frac{N \cdot (r + R_H)}{r} \cdot \left(\frac{T_m}{T_K} + 0,5 \right) - \frac{r + NR_H}{2r}, \quad (4)$$

где $I_{\text{макс}} = E_{\text{п}} / (R_{\text{н}} + r)$, $\chi_{\text{доп}} = 2 \cdot \Delta I_{\text{д}} / I_{\text{макс}}$, $\beta_L = L / (r \cdot T_K)$.

Совместное решение уравнений (3) и (4) определяет требуемые N и L , далее по формулам (2) с учетом (1) определяются параметры цифровых ПИ-регуляторов, после чего строятся зависимости предельного значения коэффициента адаптации в области измеряемых параметров. Минимальное из всех возможных значений предельного коэффициента адаптации выбирается в качестве $K_{\text{а}}$.

Пример синтеза адаптивной системы управления

Для примера синтезируем систему с параметрами: $E_{\text{п}}$ – от 45 В до 55 В, $U_{\text{оп}} = 10$ В, $r = 0,03$ Ом, $R_{\text{н}}$ – от 0,02 Ом до 0,03 Ом, $T_K = 1$ мс, $K_{\text{дт}} = 0,2$ В/А, $\Delta I_{\text{д}} = 5$ А,

$T_m = T_k = T_0$, $I_{3 \text{ макс}} = 50$ А. Согласно предложенной методике, $E_{пн} = 45$ В, $R_{пн} = 0,3$ Ом (точка настройки), тогда совместное решение уравнений (3) и (4) дает $N = 1$, $L = 1,123$ мГн, и по формулам (2) $\alpha = 0,91$, $\beta = -0,679$.

На рис. 3, а–в, представлены зависимости предельного значения коэффициента адаптации от изменяемых параметров силовой цепи и различных токах задания, полученные с помощью программного комплекса [6]. Как видно из графиков, минимальное значение коэффициента адаптации $K_a^* = 1,58$.

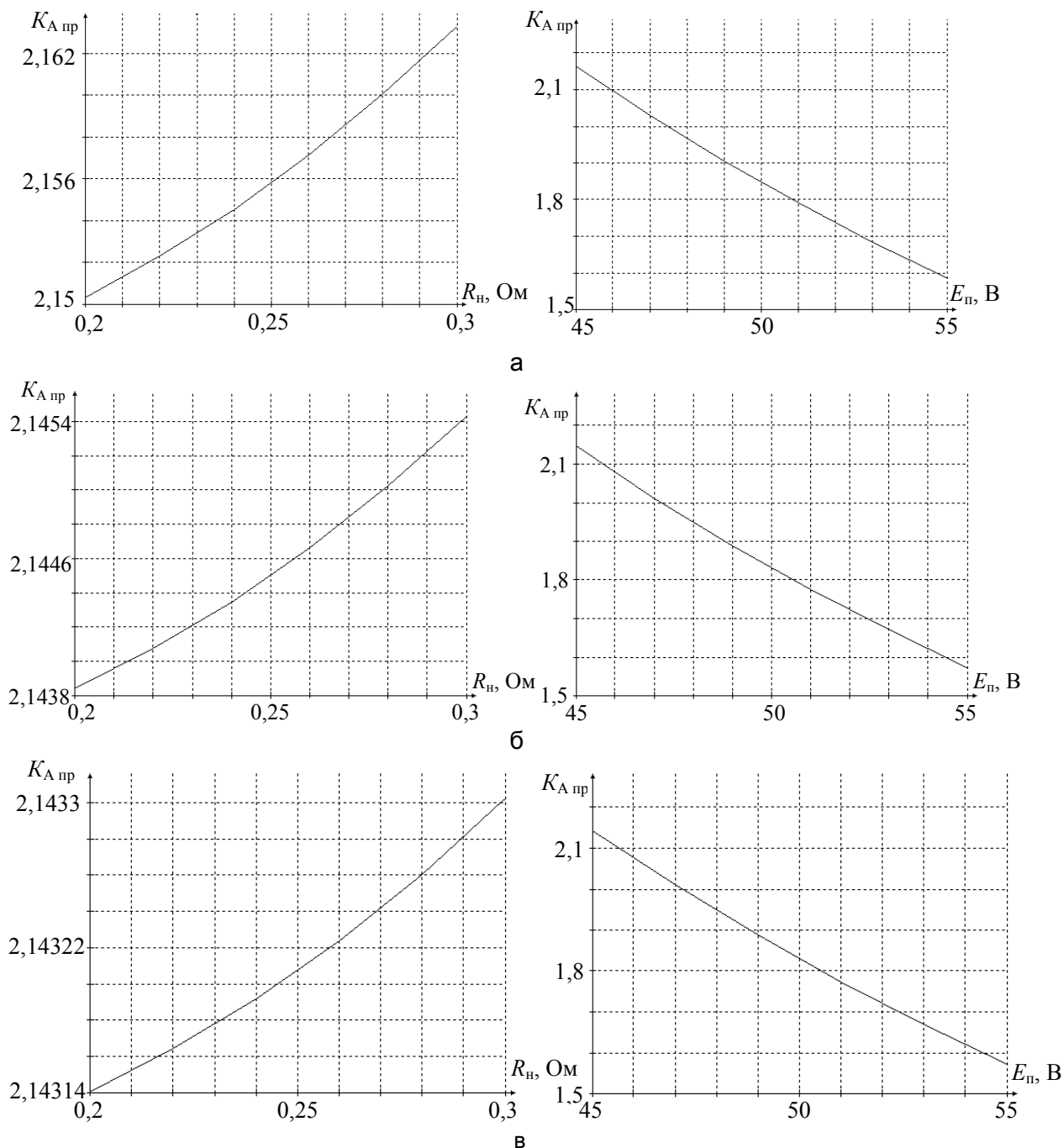


Рис. 3. Зависимости $K_{a \text{ пр}}$ при: а – $I_3 = 50$ А, б – $I_3 = 5$ А; в – $I_3 = 0,5$ А

На рис. 4 показаны результаты математического моделирования процессов при реакции синтезируемой системы на скачок задающего воздействия. Здесь i_3 – эталонная кривая, $i_{п1}$ – кривая тока нагрузки, соответствующая расчетным параметрам силовой цепи и регуляторов при $K_a = 0$, $i_{п2}$, $i_{п3}$ – кривые тока нагрузки, соответствующие расчет-

ным параметрам регуляторов и отличных от расчетных значениях параметров силовой цепи соответственно при $K_a = 0$ и $K_a = 1,58$, u_y – кривая напряжения, поступающего на вход ШИП, $u_{оп}$ – кривая опорного напряжения ШИП, $u_{шип}$ – кривая выходного напряжения ШИП. Кривая тока нагрузки $i_{н3}$ близка к эталонному экспоненциальному процессу, отличаясь лишь на величину пульсаций тока в переходном и квазистатическом режимах, не превышающую допустимого значения.

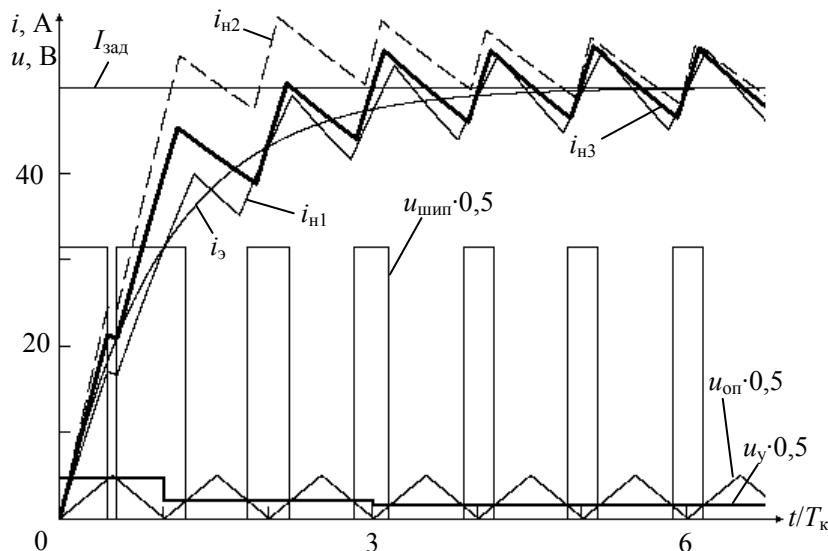


Рис. 4. Результаты моделирования

Выводы

1. Сохранение заданных динамических качеств системы управления регулируемого источника тока с транзисторным ШИП в условиях изменяющихся параметров силовой цепи возможно при введении дополнительного контура сигнальной адаптации с эталонной моделью в виде апериодического звена первого порядка с заданной постоянной времени T_m и ПИ-регулятором.

2. Параметрический синтез адаптивной системы управления можно производить, используя известную методику [2], если в качестве исходных параметров принять максимальное из возможных значений сопротивления нагрузки и минимальное из возможных значений напряжения силового источника питания.

3. Значение коэффициента адаптации целесообразно определять на основе зависимостей предельного значения коэффициента адаптации $K_{а пр}$ от изменяемых параметров, полученных с использованием методики, приведенной в работе [5], и программного комплекса, описанного в работе [6].

Следует отметить, что приведенная в данной работе методика синтеза позволяет выбирать параметры элементов энергетической и информационной подсистем из условия обеспечения заданного быстродействия при допустимом уровне пульсаций тока в нагрузке, заданной частоте коммутации силовых ключей и заданном диапазоне изменения параметров силовой цепи.

Литература

1. Сеницын В.А., Толмачев В.А., Томасов В.С. Принципы построения и пути совершенствования технических характеристик мощных источников электропитания с произвольной формой выходного параметра // Изв. вузов. Приборостроение. – 1999. Т. 39. – № 4. – С. 47–54.

2. Толмачев В.А., Кротенко В.В., Никитина М.В. Синтез цифровой систем управления источником тока с многофазным усилительно-преобразовательным устройством // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. – 2004. – Выпуск 15. Теория и практика современных технологий. – С. 330–334.
3. Толмачев В.А., Никитина М.В. Адаптивная система управления многомодульного источника тока с индуктивным сглаживающим фильтром // Известия вузов. Приборостроение. – 2004. – Т. 47. – № 11. – С. 48–53.
4. Изерман Р. Цифровые системы управления. – М.: Мир, 1984.
5. Толмачев В.А., Осипов Д.В. Анализ устойчивости к автоколебаниям на субгармонических частотах импульсных источников тока программируемой формы // Научно-технический вестник СПбГИТМО (ТУ). – 2001. – Выпуск 3. Физические процессы, системы и технологии точной механики. – С. 132–136.
6. Осипов Д.В. Программный комплекс для анализа устойчивости систем автоматического регулирования тока с широтно-импульсными преобразователями // Современные технологии: сборник научных статей / под ред. С.А. Козлова и В.О. Никифорова. – СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002. – С.267–276.

<i>Никитина Мария Владимировна</i>	–	Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кандидат технических наук, доцент, nikitina@ets.ifmo.ru
<i>Осипов Дмитрий Владимирович</i>	–	Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кандидат технических наук, ассистент, osipov77@mail.ru
<i>Толмачев Валерий Александрович</i>	–	Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кандидат технических наук, доцент, tolmachov@ets.ifmo.ru