

УДК 621.313: 681.515

А.Г. Стрижнев, Г.В. Ледник

ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ В КАНАЛЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА В СИСТЕМЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Рассматривается работа оптимально настроенного цифрового ПИД-регулятора, оптимального цифрового регулятора и оптимально настроенного нечеткого регулятора в канале регулирования потокосцепления ротора двигателя в системе векторного управления. Даются рекомендации по настройке параметров цифровых регуляторов и результаты математического моделирования работы канала. Осуществляется сравнительный анализ работы цифровых регуляторов при вариации параметров двигателя, наиболее существенно влияющих на качество работы канала.

Введение

Канал регулирования потокосцепления ротора двигателя в системе векторного управления можно выполнить по одноконтурной или двухконтурной схеме [1–2]. Для обеспечения качества работы канала применяют различные аналоговые или цифровые регуляторы. При проектировании и практической реализации указанных регуляторов встают вопросы, какой из них следует использовать и как определить его параметры. Учитывая, что аналоговые регуляторы достаточно хорошо известны, существует необходимость провести сравнительную оценку работы различных цифровых регуляторов (ЦР). В качестве примера предлагается рассмотреть оптимально настроенный цифровой ПИД-регулятор, оптимальный ЦР и оптимально настроенный нечеткий регулятор (НР). Для практического применения указанных ЦР требуется сформулировать ряд рекомендаций по настройке их параметров.

1. Канал регулирования потокосцепления ротора

Рассмотрим одноконтурную схему [2] канала регулирования потокосцепления ротора двигателя в системе векторного управления (рис. 1).

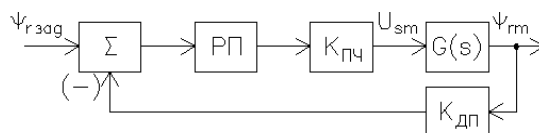


Рис. 1. Канал регулирования потокосцепления ротора двигателя

Здесь и далее приняты следующие обозначения:

РП – регулятор потокосцепления ротора двигателя;

$K_{пч}$ – коэффициент усиления преобразователя частоты;

$K_{дп}$ – коэффициент усиления датчика потокосцепления ротора двигателя Ψ_r ;

R_s, R_r – активные сопротивления фазных обмоток статора и ротора;

$L_{\sigma_s}, L_{\sigma_r}$ – индуктивности рассеяния фазных обмоток статора и ротора;

L_m – взаимная индуктивность, учитывающая магнитную связь одной фазы статора с тремя обмотками ротора и соответственно одной обмотки ротора с тремя обмотками статора;

$L_s = L_m + L_{\sigma_s}, L_r = L_m + L_{\sigma_r}$ – индуктивности обмоток статора и ротора, учитывающие магнитную связь с двумя другими фазными обмотками;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ – коэффициент рассеяния двигателя;

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ – электромагнитные постоянные времени статорной и роторной цепей

электродвигателя.

Схема на рис. 1 содержит статический объект $G(s)$ с передаточной функцией:

$$G(s) = \frac{K}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1}, \quad (1)$$

где $K = L_m / R_s$ – коэффициент преобразования; $T_1 = \sqrt{\sigma T_s T_r}$, $T_2 = T_s + T_r$ – постоянные времени.

Передаточная функция (1) имеет форму записи, соответствующую типовому колебательному звену второго порядка, и при $T_2 > 2T_1$ (что соответствует вещественным корням характеристического уравнения) может быть расчленена на два последовательно включенных звена первого порядка (апериодическое звено второго порядка). В этом случае передаточная функция (1) примет вид

$$G_1(s) = \frac{K}{(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)}, \quad (2)$$

где $T_{3,4} = \frac{T_2 \pm \sqrt{T_2^2 - 4T_1^2}}{2}$.

В процессе эксплуатации параметры объектов (1), (2) не остаются постоянными, а изменяются в довольно широких пределах. Главным источником нестабильностей являются температурные изменения цепи намагничивания, в первую очередь активных сопротивлений фаз статора, ротора и взаимной индукции. Принято считать [2–4], что активные сопротивления статорной и роторной обмоток R_s и R_r могут увеличиваться до двух раз, а взаимная индукция L_m при определенных условиях может стать в 10 раз меньше своего номинального значения.

Рассмотрим асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором номинальной мощностью 14 кВт и параметрами $R_s = 0,219$ Ом, $R_r = 0,211$ Ом, $L_s = L_r = 0,094$ Гн, $L_m = 0,092$ Гн.

В качестве примера осуществим вариацию параметров двигателя: R_s , R_r увеличим и уменьшим в два раза, L_m уменьшим в 10 раз – и получим значения: $R_s - 0,1095-0,438$ Ом; $R_r - 0,1055-0,422$ Ом; $L_m - 0,0092-0,092$ Гн.

С учетом изменяющихся (неопределенных) параметров двигателя рассмотрим некоторые произвольно выбранные сочетания их значений и определим передаточные функции объекта:

а) при номинальных значениях параметров двигателя ($R_s = 0,219$ Ом, $R_r = 0,211$ Ом, $L_s = L_r = 0,094$ Гн, $L_m = 0,092$ Гн) получим: $\sigma = 0,0421$, $T_s = 0,4292$ с, $T_r = 0,4455$ с, $T_1 = 0,0897$ с, $T_2 = 0,8747$ с, $K = 0,4201$ с. Условие $T_2 > 2T_1$ выполняется, поэтому передаточная функция примет вид (2) с параметрами $T_3 = 0,8654$ с, $T_4 = 0,0093$ с, $K = 0,4201$ с или

$$G_3(s) = \frac{\alpha}{(s + a)(s + b)}, \quad (3)$$

где $\alpha = \frac{K}{T_3 T_4} = 52,1979$ с⁻¹; $a = \frac{1}{T_3} = 1,1556$ с⁻¹; $b = \frac{1}{T_4} = 107,5269$ с⁻¹;

б) при минимальных значениях параметров двигателя из выбранного интервала вариации $R_s = 0,1095$ Ом, $R_r = 0,1055$ Ом, $L_s = L_r = 0,094$ Гн, $L_m = 0,0092$ Гн получим: $\sigma = 0,9904$,

$T_s = 0,8585$ с, $T_r = 0,8910$ с, $T_1 = 0,8704$ с, $T_2 = 1,7495$ с, $K = 0,0840$ с. Условие $T_2 > 2T_1$ выполняется, поэтому передаточная функция примет вид (2) с параметрами $T_3 = 0,9619$ с, $T_4 = 0,7876$ с, $K = 0,084$ с или (3) с параметрами $\alpha = 0,1109$ с⁻¹, $a = 1,0396$ с⁻¹, $b = 1,2697$ с⁻¹;

в) при максимальных значениях параметров двигателя из выбранного интервала вариации $R_s = 0,438$ Ом, $R_r = 0,422$ Ом, $L_m = 0,092$ Гн получим: $\sigma = 0,0421$, $T_s = 0,2146$ с, $T_r = 0,2228$ с, $T_1 = 0,0449$ с, $T_2 = 0,4374$ с, $K = 0,2101$ с. Условие $T_2 > 2T_1$ выполняется, поэтому передаточная функция примет вид (2) с параметрами $T_3 = 0,4328$ с, $T_4 = 0,0047$ с, $K = 0,2101$ с или (3) с параметрами $\alpha = 103,2859$ с⁻¹, $a = 2,3105$ с⁻¹, $b = 212,7660$ с⁻¹.

Отсутствие учета изменений активных сопротивлений статорной и роторной обмоток, а также взаимной индукции может привести к существенным погрешностям в расчетах. Следовательно, оценку работы различных ЦР нужно проводить с учетом изменений параметров двигателя и их передаточных функций путем математического моделирования с применением методов численного интегрирования и алгоритмов оптимизации. Для обеспечения требуемого качества работы канала (см. рис. 1) нужно не только выбрать РП, но и определить его параметры. При выборе регулятора обычно исходят из параметров объекта и требований к системе, в которой использован данный объект. Ввиду широкого распространения цифровой техники применяются различные ЦР. Рассмотрим некоторые из них: оптимально настроенный цифровой ПИД-регулятор, оптимальный ЦР и оптимально настроенный НР. Предварительно нужно определить параметры ЦР и осуществить их настройку.

2. Настройка оптимального цифрового ПИД-регулятора

Цифровой ПИД-регулятор имеет передаточную функцию

$$W(z) = K_0 \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}, \quad (4)$$

где z^{-1} – символ, означающий задержку на время h ; h – шаг квантования; K_0 , b_0 , b_1 , b_2 – постоянные коэффициенты.

Для работы канала (см. рис. 1) с цифровым ПИД-регулятором нужно осуществить его настройку, которая включает выбор величины шага квантования h и определение коэффициентов K_0 , b_0 , b_1 , b_2 .

При малых шагах квантования цифровой ПИД-регулятор эквивалентен аналоговому, поэтому выберем шаг дискретизации $h = 0,001$ с. При определении коэффициентов K_0 , b_0 , b_1 , b_2 обычно исходят из критериев качества и ограничений, возлагаемых на кривую реакции системы [5], на количество переколебаний, величину перерегулирования при колебательном переходном процессе и т. д. Проще всего определить коэффициенты K_0 , b_0 , b_1 , b_2 можно с помощью блока *Signal Constraint* программы MATLAB. Блок *Signal Constraint* реализует метод динамической оптимизации параметров проектируемых систем управления. Для применения данной программы нужно установить начальные значения параметров ($K = 1$, $b_0 = 2,45$, $b_1 = -3,5$, $b_2 = 1,25$), которые выбраны согласно рекомендациям Зиглера и Никольса. Для дальнейших расчетов положим, что коэффициенты усиления преобразователя и датчика определены: $K_{пч} = 1$, $K_{дп} = 300$. При оптимизации цифрового ПИД-регулятора в канале, содержащем объект с передаточной функцией (3) и номинальными параметрами $\alpha = 52,1979$ с⁻¹, $a = 1,1556$ с⁻¹, $b = 107,5269$ с⁻¹, получены коэффициенты $K = 0,2744$, $b_0 = 2,9068$, $b_1 = -3,9124$, $b_2 = 1,082$. В процессе настройки удалось достичь величины переколебаний не более 10 % и времени переходного процесса 0,03 с, которое измерено на 95 %-м уровне обработки задания (рис. 2, а).

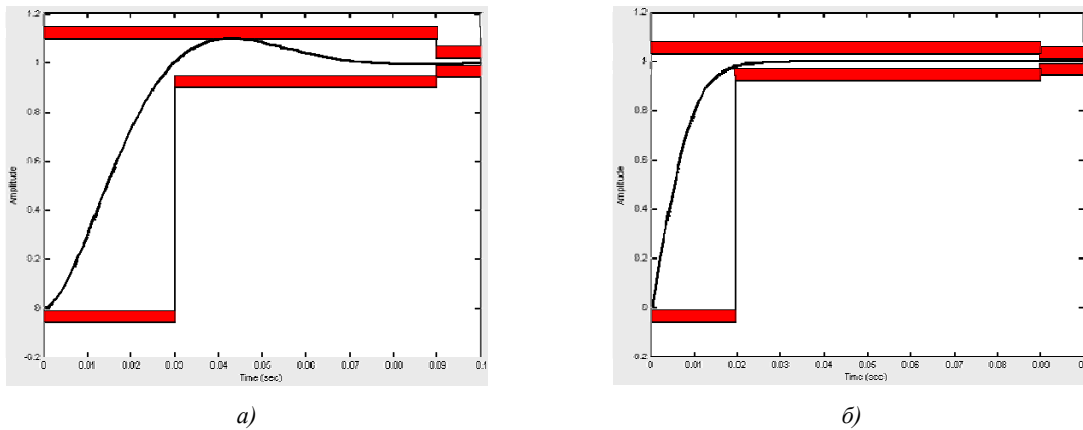


Рис. 2. Переходной процесс после настройки:
 а) цифрового ПИД-регулятора; б) нечеткого регулятора

3. Выбор и настройка оптимального цифрового регулятора

Выбор оптимального цифрового регулятора осуществляется по передаточной функции объекта. Для объекта (3) используем оптимальный цифровой регулятор, рассчитанный для ступенчатых входных воздействий, с передаточной функцией [6]

$$W(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 + a_1 z^{-1})}, \tag{5}$$

где
$$K_0 = \frac{a b}{\alpha(1 - A)(1 - B)}; \quad b_1 = -(A + B); \quad b_2 = AB; \quad a_1 = \frac{bB - aA + (a - b)AB}{(a - B)(1 - A)(1 - B)};$$

$$A = e^{-ah}; \quad B = e^{-bh}.$$

Поскольку канал (см. рис. 1) содержит преобразователь частоты и датчик, общий коэффициент усиления ЦР нужно определять по формуле $K_{ЦР} = K_0 / K_{ПЧ} K_{ДП}$. Для канала, содержащего объект (3) с номинальными параметрами ($\alpha = 52,1979 \text{ с}^{-1}$, $a = 1,1556 \text{ с}^{-1}$, $b = 107,5269 \text{ с}^{-1}$), определены параметры передаточной функции (5): $K_0 = 20217,99$, $K_{ЦР} = 67,3933$, $b_1 = -1,8969$, $b_2 = 0,8970$, $a_1 = 0,4909$, $h = 0,001 \text{ с}$.

4. Выбор и оптимальная настройка нечеткого регулятора

Нечеткий регулятор осуществляет процесс выработки управляющих воздействий на базе нечеткой логики. Понятие «нечеткая логика» введено в 1965 г. математиком Л.А. Заде, который предложил теорию «нечетких множеств» [7].

Схема нечеткого регулятора (рис. 3) включает три основных блока: фаззификации, формирования логического решения и дефаззификации.

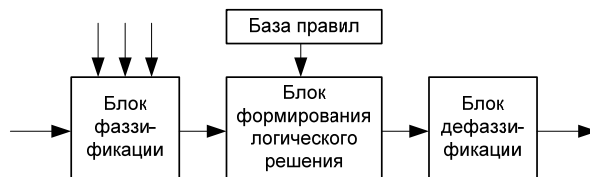


Рис. 3. Функциональная схема нечеткого регулятора

В блоке фаззификации входные лингвистические переменные $x_i, i = \overline{1, n}$, такие, как ошибка системы θ , скорость изменения ошибки $\dot{\theta}$, ускорение ошибки $\ddot{\theta}$, качественно характеризуются терм-множествами a_i^j , такими, как *отрицательная*, *отрицательная средняя*, *отрицательная малая*, *нулевая*, *положительная малая*, *положительная средняя*, *положительная*, которые описываются на универсальном множестве U функциями принадлежности (ФП) $\mu(u)$. ФП определяют степень принадлежности каждого элемента u множеству U числом между 0 и 1, которое называют степенью истинности рассматриваемой лингвистической переменной данному терму. Диапазоны изменения входных переменных, например $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$, и текущие значения входных переменных пересчитываются на единое универсальное множество $U_i = [0, L_i - 1]$, где L_i – число, соответствующее количеству термов каждой лингвистической переменной $x_i, i = \overline{1, n}$, либо на универсальное множество $U = [0, 1]$.

В блоке формирования логического решения на основе матрицы знаний (базы правил) записываются лингвистические правила вида «ЕСЛИ (исходная ситуация), ТО (ответная реакция)», которые вместе обычно называют рабочим правилом. Взаимодействие между входными и выходными ФП типа ЕСЛИ – ТО обозначается как импликация (логическая связка). Наиболее часто используется «минимаксный» метод логического решения, когда вначале ФП части ТО каждого из правил объединяется с величиной истинности части ЕСЛИ, а затем из ограниченных ФП части ТО путем взаимного наложения выбирается результирующая ФП с максимальной величиной истинности. Эта результирующая ФП определяет текущее воздействие базы правил. Процедура обработки базы правил с формированием результирующей ФП представляет собой логическое решение для расчета выходной величины НР.

В блоке дефаззификации полученная результирующая ФП для управляющего воздействия на объект управления преобразуется в числовую величину, как правило, методом определения «центра тяжести» плоскости S результирующей фигуры, лежащей под графиком результирующей ФП. Общее правило расчета абсциссы центра тяжести $s_c = S(u_c, \mu_c)$ участка площади, охватываемой результирующей функцией $\mu_c(u)$ в пределах изменения переменной u от $u = U_1$ до $u = U_2$, определяется по формуле

$$u_c = \frac{\int_{U_1}^{U_2} u \mu_c(u) du}{\int_{U_1}^{U_2} \mu_c(u) du}. \quad (6)$$

Центр тяжести площади называют центроидом площади, а переменную u_c – результатом дефаззификации. Более подробную информацию можно найти в литературе [8, 9].

Для канала (см. рис. 1) выберем нечеткий регулятор с тремя входными лингвистическими переменными, такими, как ошибка системы θ , скорость изменения ошибки $\dot{\theta}$, ускорение ошибки $\ddot{\theta}$, тремя терм-множествами, такими, как *отрицательная*, *нулевая*, *положительная*, которые описываются на универсальном множестве функциями принадлежности треугольной формы. Приведем аналитические выражения для каждой лингвистической величины:

$$\mu^1(u) = 1 - u, u \in [0, 1]; \mu^2(u) = u, u \in [0, 1]; \mu^3(u) = \begin{cases} 2u, & u \in [0, 1/2]; \\ 2(1 - u), & u \in [1/2, 1]. \end{cases} \quad (7)$$

Отообразим диапазоны $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ и $[m_{\min}, m_{\max}]$ изменения входных и выходного параметров на единое универсальное множество $U = [0, 1]$. Пересчет фиксированного значения $x_i^* \in [x_{hi}, x_{ei}]$ каждой лингвистической переменной x_i , $i = \overline{1, n}$, $n = 4$, в соответствующий элемент $u^* \in [0, 1]$ определяется выражением $u_i^* = (x_i^* - x_{hi}) / (x_{ei} - x_{hi})$, на основании которого находим:

$$u_1^* = (\theta^* - \theta_{\min}) / (\theta_{\max} - \theta_{\min}); u_2^* = (\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min}) / (\dot{\theta}_{\max} - \dot{\theta}_{\min});$$

$$u_3^* = (\ddot{\theta}^* - \ddot{\theta}_{\min}) / (\ddot{\theta}_{\max} - \ddot{\theta}_{\min}); u_c^* = (m^* - m_{\min}) / (m_{\max} - m_{\min}).$$
(8)

При поступлении на НР значений входных переменных θ^* , $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$ осуществляется расчет величин u_1^* , u_2^* , u_3^* и ФП $\mu^j(u)$, $j = \overline{1, 3}$.

Сформируем лингвистическое правило управления НР в виде

$$\text{если } (\theta^* = a_1^j) \text{ и } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ и } (\ddot{\theta}^* = a_3^j), \text{ то } (m^* = a_c^j), j = \overline{1, 3},$$
(9)

где a_1^j , a_2^j и a_3^j – лингвистические оценки ошибки, скорости изменения (первой производной) ошибки и второй производной ошибки, которые рассматриваются как нечеткие множества, определенные на универсальном множестве, $j = \overline{1, 3}$; a_c^j – лингвистические оценки управляющего воздействия на объект, выбираемые из терм-множества переменной m .

Нечеткий вывод будем осуществлять по алгоритму Мамдани. В процедуре агрегирования выберем операцию логической конъюнкции (and method, min-операцию), в процедуре активизации – операцию min-активизации (implication, min-операцию), в процедуре композиции – операцию логической дизъюнкции (or method, max-операцию). Приведение к четкости будем осуществлять методом определения «центра тяжести».

В качестве первой и второй производных от ошибки вычислим первую и вторую разности:

$$\dot{\theta}(k) = [\theta(k) - \theta(k-1)] / h; \ddot{\theta}(k) = [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)] / h,$$
(10)

где $\theta(k)$ – квантованная ошибка на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) либо цифрового датчика.

Схема модели нечеткого регулятора (рис. 4, а) состоит из АЦП, представленного фиксатором ZOH1, блоков вычисления первой (Derivation1) и второй (Derivation2) производных, блока фаззи-регулятора (Fuzzy Controller) и цифроаналогового преобразователя (ЦАП), представленного фиксатором ZOH2. Фиксаторы ZOH1 и ZOH2 работают с шагом квантования h и являются фиксаторами нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = (1 - e^{-hs}) / s$. Блоки Derivation1 (рис. 4, б) и Derivation2 идентичны и реализуют уравнения (10).

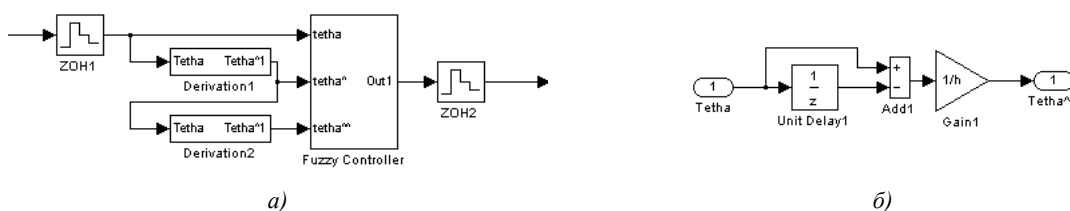


Рис. 4. Схема моделей блоков: а) нечеткого регулятора; б) Derivation1

Схема модели фаззи-регулятора (рис. 5) содержит: блок нормировки входных сигналов (Normin), блок нечеткого регулятора (Fuzzy Logic Controller) и блок нормировки выходных сиг-

налов (Normout). В блоке Normin (рис. 6, а) производится нормировка – пересчет значений входных сигналов в значения элементов единого универсального множества. В блоке Normout (рис. 6, б) производится перевод результата дефаззификации u_c в значение управляющего воздействия на объект. Для упрощения нормировки диапазоны изменений сигналов приняты симметричными: $A = \theta_{\max} = -\theta_{\min}$, $B = \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}$, $C = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}$, $D = m_{\max} = -m_{\min}$, а формулы (8) нормировки (пересчета) более простыми: $u_1^* = -(\theta^* - \theta_{\min}) / (2\theta_{\min})$, $u_2^* = -(\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min}) / (2\dot{\theta}_{\min})$, $u_3^* = -(\ddot{\theta}^* - \ddot{\theta}_{\min}) / (2\ddot{\theta}_{\min})$, $u_1^* = m_{\min}(1 - 2u_c^*)$.

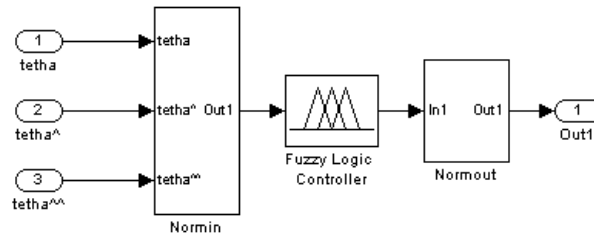


Рис. 5. Схема модели фаззи-регулятора

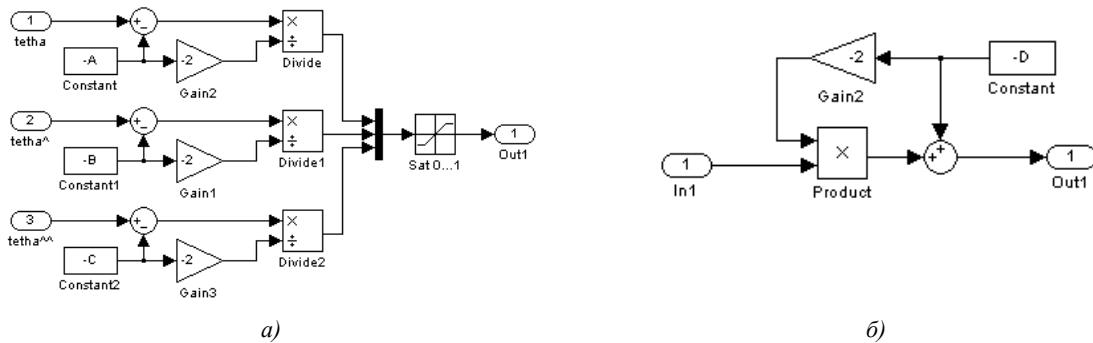


Рис. 6. Схема моделей блоков: а) Normin; б) Normout

Центральный блок нечеткого регулятора (Fuzzy Logic Controller) выполняет этапы фаззификации, формирования логического решения и дефаззификации. В блоке выбираются ФП (membership functions) по формулам (7) и задается база правил (rules) по формуле (9).

Для настройки параметров нечеткого регулятора использован блок *Signal Constraint* программы Matlab и получены параметры (см. рис. 2, б): время переходного процесса 0,02 с и величина переколебаний 3 %. В процессе настройки определены диапазоны изменения входных и выходных переменных нечеткого регулятора (см. рис. 5): $A = 1,332$, $B = 240,28$, $C = 92834$, $D = 28,95$.

5. Моделирование работы цифровых регуляторов

Моделирование работы канала (см. рис. 1) осуществлялось в среде Simulink пакета программы MATLAB. Моделирование проведено при ступенчатом входном сигнале ($\Psi_{r, \text{зад}} = 1$) для различных значений в пределах выбранной вариации параметров объекта управления (номинальных, минимальных, максимальных) и различных ЦР (без регулятора, оптимально настроенного цифрового ПИД-регулятора, оптимального ЦР, оптимально настроенного НР). Результаты моделирования представлены на рис. 7, где верхняя горизонтальная линия соответствует +5 % от сигнала задания, средняя горизонтальная – сигналу задания, нижняя горизонтальная – -5 % от сигнала задания.

Показатели качества переходных процессов (рис. 7) сведены в таблицу, где для колебательного переходного процесса в скобках указано количество колебаний.

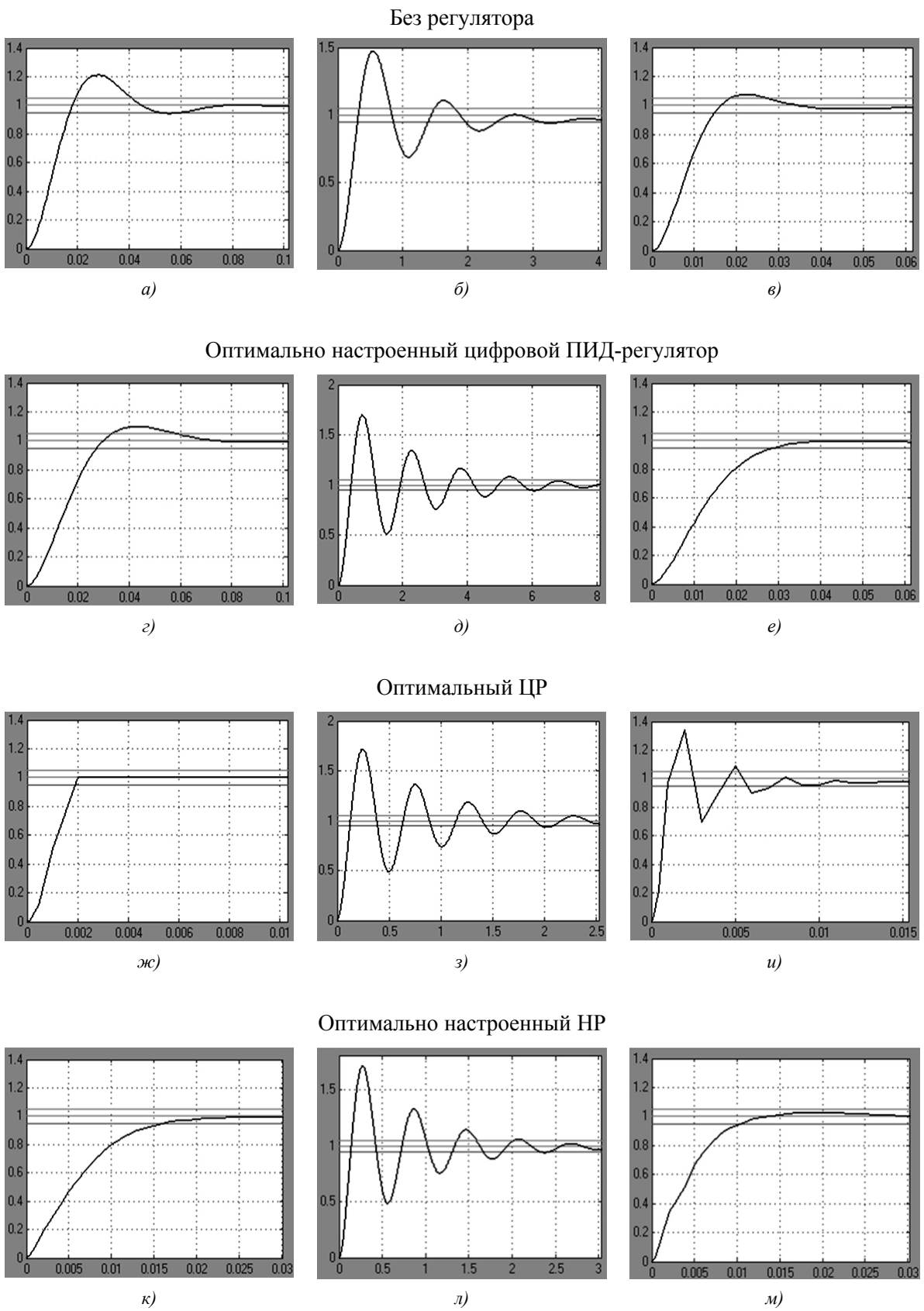


Рис. 7. Результаты моделирования работы канала при различных значениях параметров объекта:
а, г, ж, к – номинальных; *б, д, з, л* – минимальных; *в, е, и, м* – максимальных

Показатели качества переходных процессов сравниваемых регуляторов

Параметры переходного процесса	Параметры объекта		
	номинальные	минимальные	максимальные
<i>Без регулятора</i>			
Вид	Колебательный (1,1)	Колебательный (3,1)	Колебательный (0,6)
Перерегулирование, %	20	50	7
Длительность, с	0,06	3,45	0,027
<i>Оптимально настроенный цифровой ПИД-регулятор</i>			
Вид	Колебательный (0,7)	Колебательный (4,1)	Апериодический
Перерегулирование, %	10	70	нет
Длительность, с	0,058	6,2	0,029
<i>Оптимальный цифровой регулятор</i>			
Вид	Апериодический	Колебательный (4,1)	Колебательный (2,2)
Перерегулирование, %	нет	72	34
Длительность, с	0,002	2,1	0,007
<i>Оптимально настроенный нечеткий регулятор</i>			
Вид	Апериодический	Колебательный (4,1)	Апериодический
Перерегулирование, %	нет	72	2,6
Длительность, с	0,016	2,44	0,01

Из таблицы следует, что лучшие показатели переходного процесса обеспечивают оптимальный ЦР и оптимально настроенный НР, причем при номинальных и минимальных параметрах объекта несколько лучше работает (обеспечивает меньшую длительность переходного процесса) оптимальный ЦР, а при максимальных параметрах объекта несколько лучше работает (обеспечивает апериодический переходной процесс) оптимально настроенный НР.

Заключение

Проведенные исследования показывают, что в канале стабилизации модуля потокосцепления ротора можно успешно использовать оптимально настроенный цифровой ПИД-регулятор, оптимальный цифровой регулятор и оптимально настроенный нечеткий регулятор. Лучшие показатели переходного процесса обеспечивают оптимальный ЦР и оптимально настроенный НР.

Список литературы

1. Рудаков, В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. – 136 с.
2. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков ; под общ. ред. А.Г. Народницкого. – СПб. : СПЭК, 2004. – 127 с.
3. Виноградов, А.Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе / А.Б. Виноградов // Электротехника. – 2005. – № 5. – С. 57–61.
4. Кузнецов, А.П. Анализ настроек канала регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления / А.П. Кузнецов, А.В. Марков, А.С. Шмарловский // Доклады БГУИР. – 2008. – № 4.
5. Гостев, В.И. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления параметрами теплоэнергетических объектов / В.И. Гостев, В.В. Крайнев, С.Н. Скуратов. – Киев : Радиоаматор, 2007. – 400 с.
6. Гостев, В.И. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами : справочник / В.И. Гостев, В.К. Стеклов. – Киев : Радиоаматор, 1998. – 704 с.
7. Заде, Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений / Л. Заде. – М. : Мир, 1976. – 165 с.

8. Гостев, В.И. Синтез нечетких регуляторов системы автоматического управления / В.И. Гостев. – Киев : Радиоаматор, 2005. – 3-е изд., исп. и доп. – 708 с.

9. Гостев В.И. Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления / В.И. Гостев. – Киев : Радиоаматор, 2008. – 972 с.

Поступила 14.02.11

ООО «Техносоюзпроект»,
Минск, пр. Независимости, 115
e-mail: lednikg@yandex.ru

A.G. Stryzhniou, H.V. Lednik

**THE USAGE OF DIGITAL REGULATORS
IN THE ROTOR FLUX LINKAGE ACTUATING PATH
IN A VECTOR CONTROL SYSTEM**

Functioning the optimally adjusted digital PID governor, optimal digital governor and optimally adjusted fuzzy governor in the rotor flux linkage actuating path of a motor in a vector control system is considered. Recommendations on adjustment of the control parameters are given and mathematical modeling the path operation is provided. A comparative analysis of the digital regulators is performed under condition of variation of the motor parameters influencing the most essentially the quality of the path operation.