

ПРИМЕНЕНИЕ НЕТРАДИЦИОННЫХ РЕГУЛЯТОРОВ СКОРОСТИ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СТРЕЛОЧНОГО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПЕРЕВОДА

Розглянуто методику створення астатичної системи регулювання швидкості для двомасового асинхронного електроприводу залізничного стрілочного перевалу з векторним керуванням. Показана можливість покращення динаміки привода за допомогою синтезованого методом поліноміальних рівнянь регулятора швидкості другого порядку.

Рассмотрена методика создания астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода железнодорожного стрелочного перевода переменного тока с векторным управлением. Показана возможность улучшения динамики привода с помощью синтезированного методом полиномиальных уравнений регулятора скорости второго порядка.

Предлагается модернизация стрелочного перевода путем применения частотно-управляемого электропривода (ЭП) [6, 7]. В большинстве современных преобразователей частоты реализована система подчиненного регулирования (СПР) скорости или момента, построенная на базе модели асинхронного двигателя в системе координат d, q , ориентированной по потокосцеплению ротора [5]. Однако в ряде случаев возникает необходимость улучшения динамических показателей работы стрелочного перевода, как, например, колебательность упругого момента и время затухания переходного процесса.

В работе [4] показано, что при сохранении структуры СПР обеспечить желаемые динамические характеристики позволяет использование метода полиномиальных уравнений.

Целью исследования является улучшение динамических характеристик электропривода железнодорожного стрелочного перевода путем применения астатического регулятора скорости, синтезированного методом полиномиальных уравнений.

В основу исследования положена упрощенная одноканальная структура векторно-регулируемого ЭП с двухмассовой механической частью (рис. 1), правомерность перехода к которой от двухканальной обоснована в [4]. Там же обуславливается допущение о компенсации перекрестных связей в электроприводе.

Принято, что передаточная функция оптимизированного замкнутого контура тока представляется звеном первого порядка

$$W_{KT}(p) = \frac{1/K_T}{(2T_\mu p + 1)} \tag{1}$$

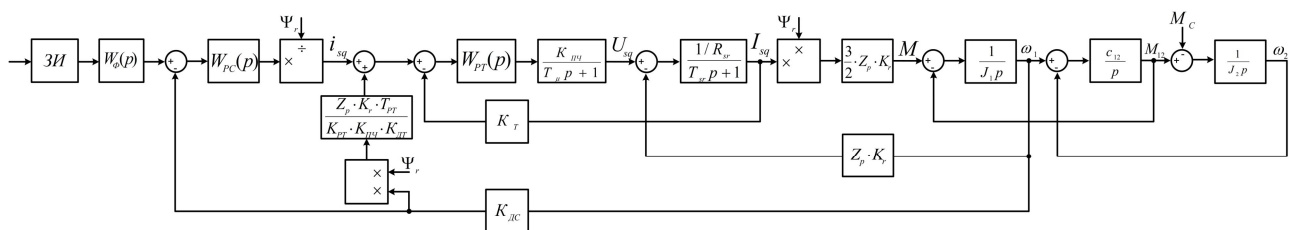


Рис. 1. Одноканальная структура векторного регулирования скорости асинхронного двигателя при постоянном потокосцеплении

Исходя из этого для передаточной функции объекта в контуре регулирования скорости первой массы ω_1 получено:

$$W_{об}(p) = \frac{K_O \cdot \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1 \right)}{p \cdot (2T_\mu p + 1) \cdot \left(\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1 \right)} \tag{2}$$

где $K_O = 1,5 \cdot Z_p \cdot K_r \cdot \Psi_{r0} \cdot K_{\Delta C} / K_T J_\Sigma$ – коэффициент усиления объекта; K_T – коэффициент датчика тока; K_r – коэффициент связи ротора; $K_{\Delta C}$ – коэффициент датчика скорости; Ψ_{r0} – потокосцепление ротора; T_μ – малая постоянная времени контура тока; Z_p – количество пар полюсов; $J_\Sigma = J_1 + J_2$ – суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции привода; $\gamma = (J_1 + J_2) / J_1$ – параметр, характеризующий соотношение масс; $\Omega_{12}^2 = c_{12} \gamma / J_2$ – резонансная частота упругих колебаний.

Для упрощения реализации и настройки выполним синтез астатического РС пониженного порядка. Избыточность применения регуляторов полного порядка обоснована в [2, 3]. Представим передаточную функцию объекта (2) виде

$$W_{об}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_O P_{\kappa+}(p) P_{n+}(p) P_-(p)}{Q_{\kappa+}(p) Q_{n+}(p) Q_-(p) p^s} \tag{3}$$

где $P_{\kappa+}(p)$, $Q_{\kappa+}(p)$ – полиномы, имеющие в качестве своих нулей только левые нули и полюсы объекта, компенсируемые при помощи регулятора; $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$ – полиномы, содержащие только левые нули и полюсы объекта, в компенсации которых нет необходимости; $P_-(p)$, $Q_-(p)$ – полиномы, содержащие правые и нейтральные нули и полюсы, за исключением расположенных в точке $p=0$, компенсация которых неприемлема из-за нарушения условия грубости; s – количество полюсов объекта в точке $p=0$.

Из сравнения (3) и (2) следует, что

$$\begin{aligned} P_{\kappa+}(p) &= 1; P_{n+}(p) = 1; \\ P_-(p) &= (\gamma/\Omega_{12}^2)p^2 + 1; Q_{\kappa+}(p) = 2T_\mu p + 1; \\ Q_{n+}(p) &= 1; Q_-(p) = (1/\Omega_{12}^2)p^2 + 1; s = 1. \end{aligned} \quad (4)$$

На основании метода полиномиальных уравнений передаточная функция РС синтезируется в виде

$$W_{PC}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p)M(p)}{K_0 P_{\kappa+}(p)N(p)p^{v-s}}, \quad (5)$$

где $v = 2$ принятый порядок астатизма замкнутой системы регулирования скорости; $M(p)$, $N(p)$ – неизвестные полиномы

$$\begin{aligned} M(p) &= m_i p^i + m_{i-1} p^{i-1} + \dots + m_0; \\ N(p) &= n_j p^j + n_{j-1} p^{j-1} + \dots + n_0, \end{aligned} \quad (6)$$

в которых i и j – полные степени.

Неизвестные полиномы РС $M(p)$ и $N(p)$ находятся в результате решения полиномиального уравнения синтеза [3]

$$M(p)P_-(p)P_{n+}(p) + N(p)Q_-(p)Q_{n+}(p)p^v = G(p), \quad (7)$$

где $G(p)$ – характеристический полином замкнутой системы, задаваемый исходя из условия обеспечения желаемого характера переходных процессов, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений [3] или их видоизменениям [2, 3].

Степени полиномов, обозначаемые в виде $|P|$, входящих в (3), на основании передаточной функции объекта (2) и ее принятых составляющих (4) определены как:

$$\begin{aligned} |P| &= 2; |P_{\kappa+}| = 0; |P_{n+}| = 0; |P_-| = 2; |Q| = 4; \\ |Q_{\kappa+}| &= 1; |Q_{n+}| = 0; |Q_-| = 2; s = 1. \end{aligned}$$

Тогда для пониженных на единицу степеней полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$ при синтезе астатической системы будем иметь:

$$\begin{aligned} i-1 &= [|Q_-| + |Q_{n+}| + v - 1] - 1 = [2 + 0 + 2 - 1] - 1 = 3 - 1 = 2; \\ j-1 &= [|Q| - |P_{\kappa+}| - 1] - 1 = [4 - 0 - 1] - 1 = 3 - 1 = 2; \\ n-1 &= [i + j + 1] - 1 = [3 + 3 + 1] - 1 = 6. \end{aligned}$$

Вследствие принятой процедуры уменьшения порядка полиномов, исключен свободный выбор эквивалентной малой постоянной времени T_0 замкнутой системы или, что тоже самое, среднегеометрического корня $\omega_0 = 1/T_0$ характеристического полинома n - l -ой степени $G(p)$. Корень ω_0 оказывается зависимым от параметров исследуемого объекта.

Уравнение полиномиального синтеза (7) имеет развернутый вид:

$$\begin{aligned} (m_2 p^2 + m_1 p + m_0) \cdot \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1 \right) + \\ + (n_2 p^2 + n_1 p + n_0) \cdot \left(\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1 \right) \cdot p^2 = \\ = \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \\ + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\alpha_0 \dots \alpha_6$ – коэффициенты, соответствующие выбранному стандартному распределению.

Представим левую часть уравнения (8) в виде слагаемых по мере убывания степени p :

$$\begin{aligned} \frac{n_2}{\Omega_{12}^2} p^6 + \frac{n_1}{\Omega_{12}^2} p^5 + \left(\frac{m_2 \cdot \gamma}{\Omega_{12}^2} + \frac{n_0}{\Omega_{12}^2} + n_2 \right) \cdot p^4 + \\ + \left(\frac{m_1 \cdot \gamma}{\Omega_{12}^2} + n_1 \right) \cdot p^3 + \left(\frac{m_0 \cdot \gamma}{\Omega_{12}^2} + m_2 + n_2 \right) p^2 + m_1 p + m_0 = \\ = \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \\ + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0. \end{aligned} \quad (9)$$

Неизвестные коэффициенты m_{i-1} , n_{j-1} полиномов $M(p)$, $N(p)$ находятся путем сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (9):

$$\begin{aligned} n_2 &= \Omega_{12}^2 / \omega_0^6; \quad n_1 = \alpha_5 \cdot \Omega_{12}^2 / \omega_0^5; \\ m_2 &= 1/(\gamma - 1) \times \\ &\times \left[\left(\alpha_4 / \omega_0^4 - \Omega_{12}^2 / \omega_0^6 \right) \cdot \Omega_{12}^2 - \left(\alpha_2 / \omega_0^2 - \alpha_0 \cdot \gamma / \Omega_{12}^2 \right) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

$$m_1 = \alpha_1 / \omega_0; \quad m_0 = \alpha_0; \quad n_0 = \alpha_2 / \omega_0^2 - \alpha_0 \cdot \gamma / \Omega_{12}^2 - m_2$$

Из равенства сомножителей при p^3 в уравнении (9)

$$\frac{m_1 \cdot \gamma}{\Omega_{12}^2} + n_1 = \frac{\alpha_3}{\omega_0^3}, \quad (11)$$

найлены значения ω_0

$$\omega_{01,2,3,4} = \sqrt{\frac{\alpha_3 \cdot \Omega_{12}^2}{2 \cdot \alpha_1 \cdot \gamma} \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha_3 \cdot \Omega_{12}^2}{2 \cdot \alpha_1 \cdot \gamma} \right)^2 - \frac{\alpha_5 \cdot \Omega_{12}^4}{\alpha_1 \cdot \gamma}}}. \quad (12)$$

Из формулы (11) следует ограничение, накладываемое параметрами механической части объекта на тип стандартного распределения, выбираемого в качестве правой части уравнения полиномиального синтеза (7):

$$\left(\frac{\alpha_3 \cdot \Omega_{12}^2}{2 \cdot \alpha_1 \cdot \gamma} \right)^2 - \frac{\alpha_5 \cdot \Omega_{12}^4}{\alpha_1 \cdot \gamma} > 0 \Rightarrow \gamma \leq \frac{\alpha_3^2}{4 \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_5}. \quad (13)$$

Выбранное стандартное распределение определяет максимальную величину коэффициента соотношения масс γ и не зависит от c_{12} и J_2 . Поскольку для стрелочного перевода данного типа $\gamma = 2.59$, то, исходя из условия (13), выбрано видоизмененное нормированное распределение по Баттерворту из [2], для которого: $\alpha_6 = 1$; $\alpha_5 = 7$; $\alpha_4 = 20.8$; $\alpha_3 = 12.5$; $\alpha_2 = 5$; $\alpha_1 = 6$; $\alpha_0 = 1$ и (13) выполняется как $2.59 \leq 2.77$.

Рассчитанные по зависимостям (10) коэффициенты полиномов $M(p)$, $N(p)$ пониженной степени позволяют получить передаточную функцию синтезируемого регулятора скорости пониженного порядка согласно (5):

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{rs} (2 \cdot T_\mu p + 1) (T_1^2 p^2 + T_2 p + 1)}{(T_3^2 p^2 + T_4 p + 1)p}, \quad (14)$$

где $K_{PC} = m_0/n_0 K_0$; $T_1^2 = m_2/m_0$; $T_2 = m_1/m_0$; $T_3^2 = n_2/n_0$; $T_4 = n_1/n_0$.

Для моделирования получены следующие значения параметров, входящих в состав двухканальной модели системы управления стрелочного перевода (рис. 2): $K_r = 0.9485$; $K_{DC} = 0.033$; $K_T = 1.42$; $K_{II} = 30.15$; $K_{III} = 19$; $R_{sr} = 7.33$ Ом; $T_{sr} = 0.0026$ с; $T_r = 0.1093$ с; $\Psi_{R0} = 0.3316$ Вб; L_s

$= 0.1934$ Гн; $L_{\mu} = 0.1835$ Гн; $\sigma = 0.1004$; $U_{3C} = U_{3П} = 10$ В; $J_1 = 0.0004$ кгм²; $J_2 = 0.00063$ кгм²; $c_{12} = 281.03$ Нм; $T_{\mu} = 0.0002$ с; $Z_p = 1$; $\gamma = 2.59$; $\Omega_{12} = 1068.9$ с⁻¹.

В приведенной структурной схеме рис. 2 передаточные функции ПИ регуляторов тока и потока имеют численные значения:

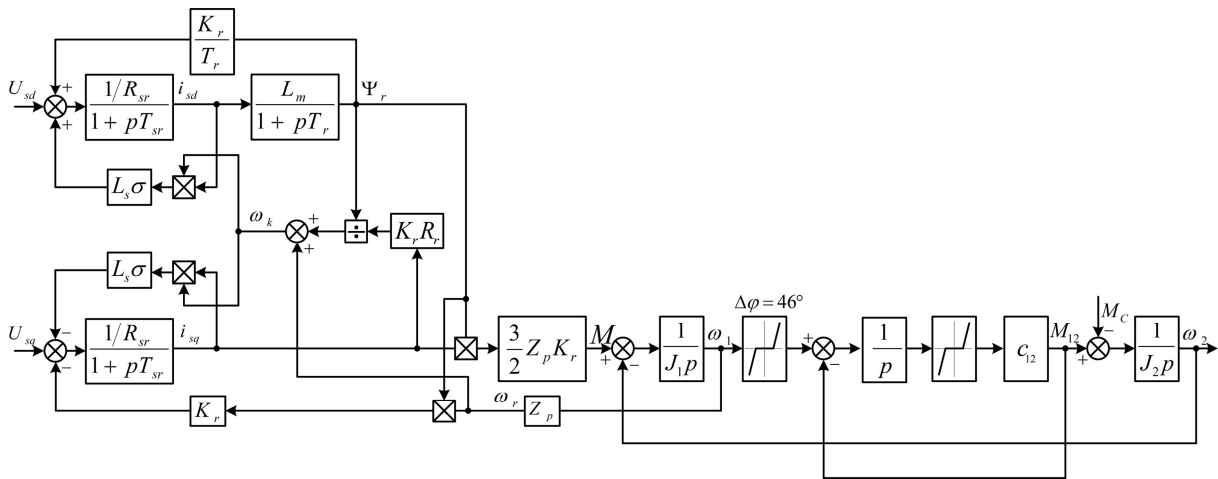
$$W_{PT1}(p) = W_{PT2}(p) = \frac{1.78(0.0026p+1)}{0.0026p};$$

$$W_{PI}(p) = \frac{12.82(0.1093p+1)}{0.1093p}.$$

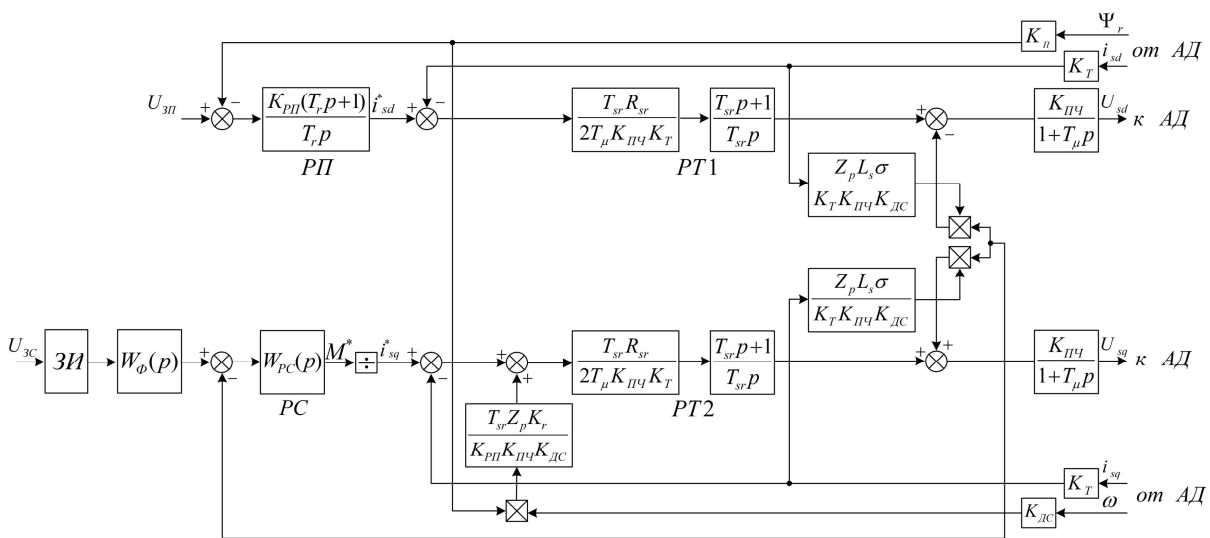
При этом передаточные функции синтезированных по традиционной методике СПР ПИ-РС и фильтра Ф, имеют вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{J \cdot K_T \cdot (8T_{\mu}p+1)}{48 \cdot \Psi_{r0} \cdot T_{\mu}^2 \cdot Z_p \cdot K_{ДС} \cdot K_r \cdot p} = \frac{0.000571 \cdot (0.0016p+1)}{2.023 \cdot 10^{-8} p}; \quad (15)$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{8T_{\mu}p+1} = \frac{1}{(0.0016p+1)}.$$



а



б

Рис. 2. Структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат, ориентированной по потоку сцепления ротора (а) и система его векторного управления (б)

При $\gamma=2.59$ согласно (12) получим $\omega_0=895.3$ с⁻¹. По зависимостям (10) рассчитаны величины коэффициентов полиномов $M(p)$, $N(p)$: $n_2 = 2.21 \cdot 10^{-12}$ с²; $n_1 = 1.39 \cdot 10^{-8}$ с; $n_0 = 9.0 \cdot 10^{-8}$; $m_2 = 1.32 \cdot 10^{-5}$ с²; $m_1 = 0.0056$ с; $m_0 = 1$. Они определяют необходимое значение передаточной функции астатического РС:

$$W_{PC}(p) = \frac{1.04 \cdot 10^6 (4 \cdot 10^{-4} p + 1) (4.77 \cdot 10^{-5} p^2 + 0.0056 p + 1)}{(2.46 \cdot 10^{-5} p^2 + 0.1544 p + 1) p}.$$

Сравнение работы двухмассовой системы с синтезированным регулятором и традиционным ПИ-регулятором показаны на рис. 3, 4. Здесь время разгона составляет $t_p = J_{\Sigma} \omega_n / M_n = 0.12$ с, сила сопротивления движению рельсов $F_c = 2000$ Н, что соответствует номинальному моменту двигателя $M_n = 2,38$ Нм.

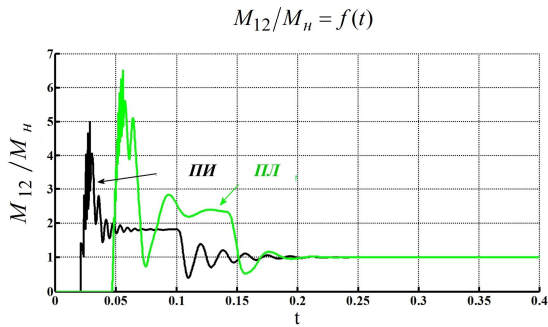
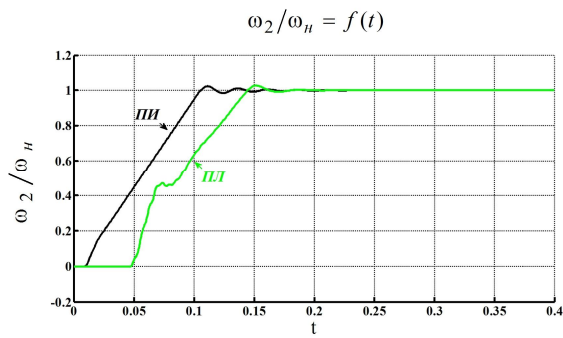


Рис. 3. Сравнение процессов в приводе с системой управления с ПИ-регулятором (ПИ) и регулятором, синтезированным полиномиальным методом (ПЛ)

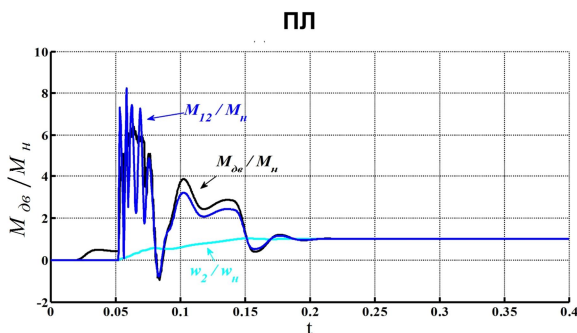
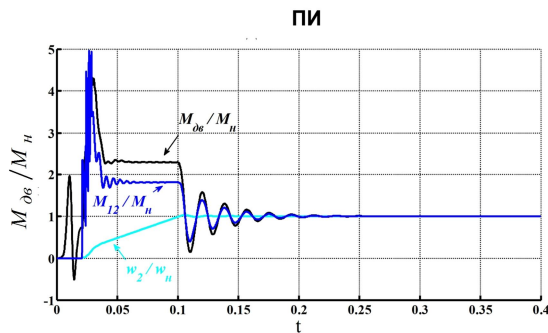


Рис. 4. Сравнение процессов в приводе с системой управления с ПИ-регулятором (ПИ) и регулятором, полученным полиномиальным методом (ПЛ) при величине зазоров в тягах 4 мм

Из рис. 3, 4 видно, что рассчитанный регулятор способствует снижению колебательности упругого момента при переходном процессе, что крайне важно для узла соединения стрелочных тяг. Видна уменьшенная колебательность скорости, а также достигнутый заданный астатизм второго порядка.

При разработке регулятора для трехмассовой системы при $M_c = \text{const}$, намного усложняется расчет

коэффициентов полиномов в виду усложнения передаточной функции объекта (2) [1, 2]. Также, несмотря на понижение степени, в трехмассовой системе регулятор, полученный полиномиальным методом, может быть третьего или даже четвертого порядка. Это затрудняет его реализацию при производстве системы управления частотного преобразователя. Поэтому было решено вначале испытать работу синтезированного астатического регулятора второго порядка в модели для трехмассовой системы, несмотря на то, что разрабатывался он для двухмассового представления механической части стрелочного перевода. Результаты испытаний приведены на рис. 5.

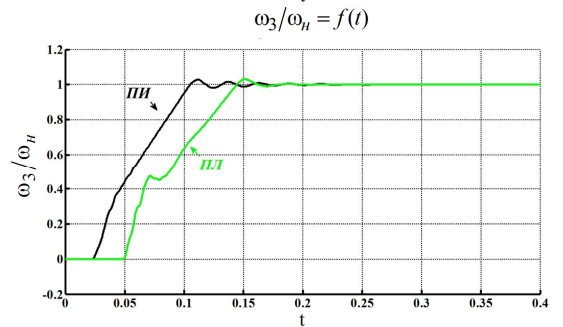
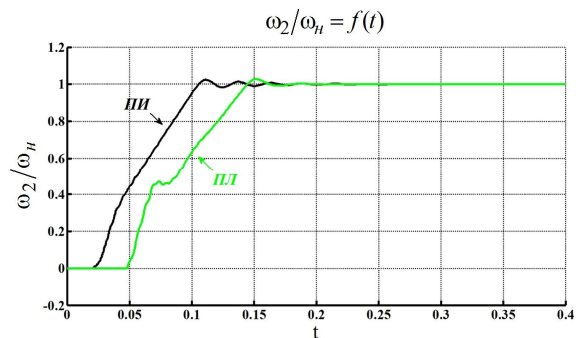
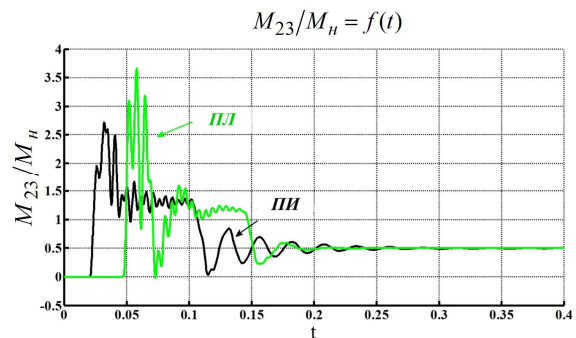
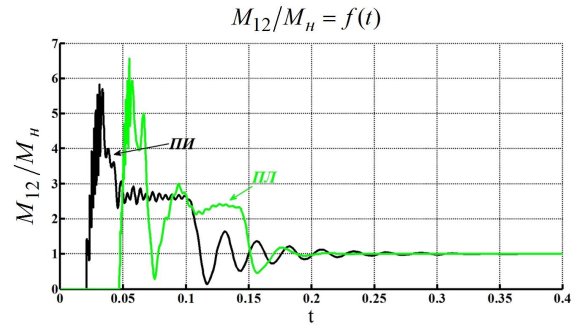


Рис. 5. Осциллограммы упругого момента и угловой скорости второй и третьей массы при применении регулятора, рассчитанного полиномиальным методом для двухмассовой системы в трехмассовой

Анализ временных диаграмм (рис. 5) показывает, что по времени переходного процесса и интенсивности затухания колебаний рассчитанный для двухмассовой системы регулятор превосходит традиционный ПИ-регулятор, настроенный на модульный оптимум. При этом наблюдается незначительное увеличение амплитуды упругого момента M_{12} при выборке технологического зазора, и существенное для M_{23} . Однако это компенсируется путем увеличения времени разгона, или применением тахограммы параболического вида. Эти методы разработаны и предложены в ранее опубликованных работах [6].

ВЫВОДЫ

1. Обосновано использование полиномиального метода для синтеза передаточной функции астатического регулятора скорости двухмассовой системы частотно-регулируемого асинхронного электропривода стрелочного железнодорожного перевода, способствующий улучшению динамики его работы.

2. Показана возможность применения синтезированного для двухмассовой электромеханической системы регулятора и для случая представления механической части стрелочного перевода в виде трехмассовой системы.

3. Анализ развиваемых в начале пуска двигателя моментов при векторном управлении обосновывает рекомендацию об исключении из кинематики стрелочного перевода технологического зазора в 46° , используемого для облегчения пуска двигателя, но вызывающего в механизме удары при переводе стрелок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
2. Акимов Л.В., Колотило В.И., Марков В.С. Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния. – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с.
3. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков В.Б., Пирожок А.В. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2002. – 159 с.
4. Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г., Вакуленко А.А. Улучшение динамики астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой // Сб. XVIII междунар. научн.-техн. конф. "Проблемы автоматизированного электропривода" // К: "Техника", 2011. – С. 92-97.
5. Sinamics Function Manual, (FH1), 01/2011, 6SL3097-4AB00-0BP1.
6. Буряковский С.Г., Обруч И.В., Смирнов В. В. Разработка скалярного и нейросетевого управления стрелочным переводом // Сб. XVII междунар. научн.-техн. конф. "Проблемы автоматизированного электропривода" // Харьков: НТУ ХПИ, 2010. – С. 574-576.

7. Буряковский С.Г., Смирнов В. В., Мойсеенко В.И., Семчук Р.В., Демченко Ф.О. Застосування керування частотною електропривода в стрілочному переводі // Збірник XVII міжнар. наук.-техн. конф. "Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті" // Харків: УкрДАЗТ, 2009. – №4. – С. 105-108.

Bibliography (transliterated): 1. Klyuchev V.I. Teoriya `elektroprivoda. - M.: `Energoatomizdat, 2001. - 704 s. 2. Akimov L.V., Kolotilo V.I., Markov V.S. Dinamika dvuhmassovoyh sistem s netraditsionnymi regulyatorami skorosti i nablyudatelyami sostoyaniya. - Har'kov: HGPU, 2000. - 93 s. 3. Akimov L.V., Dolbnya V.T., Klepikov V.B., Pirozhok A.V. Sintez uproschennyh struktur dvuhmassovoyh `elektroprivodov s nelinejnoy nagruzkoy. - Har'kov: NTU "HPI", 2002. - 159 s. 4. Akimov L.V., Litvinenko D.G., Vakulenko A.A. Uluchshenie dinamiki astaticheskoy sistemy vektornogo upravleniya dvuhmassovogo asinhronnogo `elektroprivoda s postoyannoy nagruzkoy // Sb. XVIII mezhdunar. nauchn.-tehn. konf. "Problemy avtomatizirovannogo `elektroprivoda" // K: "Tehnika", 2011. - S. 92-97. 5. Sinamics Function Manual, (FH1), 01/2011, 6SL3097-4AB00-0BP1. 6. Buryakovskij S.G., Obruch I.V., Smirnov V. V. Razrabotka skalyarnogo i nejrosетеvogo upravleniya strelochnym perevodom // Sb. XVII mezhdunar. nauchn.-tehn. konf. "Problemy avtomatizirovannogo `elektroprivoda" // Har'kov: NTU HPI, 2010. - S. 574-576. 7. Buryakovskij S.G., Smirnov V. V., Moiseenko V.I., Semchuk R.V., Demchenko F.O. Zastosuvannya kerovanogo chastotnogo elektroprivoda v strilochnomu perevodi // Zbirnik XVII mizhnar. nauk.-tehn. konf. "Informacijno-keruyuchi sistemi na zaliznichnomu transporti" // Harkiv: UkrDAZT, 2009. - №4. - S. 105-108.

Поступила 05.11.2011

Акимов Леонид Владимирович, д.т.н., проф.
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "АЭМС"
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21
тел. 7050356

Буряковский Сергей Геннадиевич, к.т.н., доц.
Украинская государственная академия
железнодорожного транспорта
кафедра "СЭТ"
61001, Харьков, пл. Фейербаха, 7
тел. 0503012069

Смирнов Василий Васильевич
ЧАО "Элакс"
61070, Харьков, ул. Ак. Проскуры, 1, корпус 12
тел. 0638642443

Akimov L.V., Buryakovskiy S.G., Smirnov V.V.

Unconventional speed control application to railway switch dynamic characteristics improvement.

The paper shows a method of designing an astatic speed control system for a two-mass asynchronous vector-control AC railway switch drive. A possibility of improving the drive dynamics with a second-order speed regulator synthesized by means of a polynomial equations method is shown.

Key words – railway switch, vector control AC drive, method of polynomial equations, astatic regulator, two-mass structural scheme, drive dynamics.