



Стельмашук С. В., Бунаков В. А.
S. V. Stelmashchuk, V. A. Bunakov

СИНТЕЗ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С КОНТУРОМ СКОРОСТИ, НАСТРОЕННОГО НА МОДУЛЬНЫЙ ОПТИМУМ

SYNTHESIS OF THE SERVO DRIVER WITH SPEED LOOP TUNED AT THE MODULAR OPTIMUM

Стельмашук Сергей Валерьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» ФГБОУ ВО «Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет» (Россия, Комсомольск-на-Амуре); 681013, г. Комсомольск-на-Амуре, пр. Ленина, 27. E-mail: rukdpsv@rambler.ru.

Mr. Sergei V. Stelmashchuk – PhD in Engineering, Associate Professor, Electric drive and automation of industrial plants Department, Komsomolsk-on-Amur State Technical University (Russia, Komsomolsk-on-Amur); 27, Lenin St., Komsomolsk-on-Amur, 681013. E-mail: rukdpsv@rambler.ru.

Бунаков Вячеслав Александрович – бакалавр кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» ФГБОУ ВО «Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет» (Россия, Комсомольск-на-Амуре). E-mail: bsakms@mail.ru.

Mr. Vyacheslav A. Bunakov – bachelor, Electric drive and automation of industrial plants Department, Komsomolsk-on-Amur State Technical University (Russia, Komsomolsk-on-Amur). E-mail: bsakms@mail.ru.

Аннотация. В работе представлена методика синтеза следящей системы для объекта управления с контуром скорости, настроенного на модульный оптимум. В качестве объекта управления рассматривается автоматизированный электрический привод с редуктором. При этом предполагается использование датчика скорости на выходном валу приводного редуктора. Такой подход можно использовать для мотор-редукторов, которые чаще используются в различных компактных приводах. Методика основана на методе синтеза с помощью логарифмических амплитудных частотных характеристик (ЛАХ). Результатом синтеза являются два регулятора угла слежения: пропорционально-интегрирующий и пропорционально-дифференцирующий (ПИПД-регулятор). Критерием синтеза регулятора угла слежения является желаемая ЛАХ, характеристики которой определяются на основе предельных возможностей переходной функции объекта управления со стандартной настройкой на модульный оптимум. Предполагается, что максимальные скорость и ускорение переходной функции являются требуемыми показателями для синтеза следящей системы методом ЛАХ. В статье рассмотрены вопросы оценки точности и приведен демонстрирующий пример на конкретном мотор-редукторе.

Summary. The paper presents a method of synthesis of servo driver for controlling the speed of the object with the speed tuned at the modular optimum. An automatic electric motor drive is considered as the controlled element. This assumes the use of the speed sensor on the output shaft of the drive gear. This approach can be used for geared motors, which are more commonly used in a variety of compact drives. The technique is based on the method of synthesis by using logarithmic frequency response (LFR). The result is a synthesis of the two tracking angle controllers: proportional-integral and proportional-derivative (PIPD regulator). The criterion for the synthesis of tracking angle controller is the desired LFR, the characteristics of which are defined based on saturated capability transition function of controlled object with standard configuration for modular optimum. It is assumed that the maximum speed and acceleration of the transition functions are required for the synthesis of parameters of servo driver system by LFR. The article covers the accuracy and contains an example of a particular electric motor.

Ключевые слова: модель, модульный оптимум, следящий электропривод.

Key words: model, modular optimum, servo driver.

УДК 62-503.54

Введение

В инженерной практике для синтеза следящей системы удобным методом является графо-аналитический метод логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАЧХ) [1], где необходимо задаться требуемыми параметрами быстродействия и точности слежения, а также качества переходного процесса слежения. Быстродействие определяется максимальными значениями скорости и ускорения сигнала на входе следящей системы, точность – амплитудой ошибки слежения, качество – показателем колебательности следящей системы. Все требуемые параметры слежения определяются исходя из инерционных особенностей объекта управления.

Объектом управления следящей системы, как правило, выступает регулируемый электропривод с системой управления скоростью. Тогда предметом задачи синтеза методом ЛАЧХ является контур угла поворота приводного редуктора.

Как правило, система управления скоростью общепромышленного электропривода определяется с помощью методов стандартных настроек [2]. В этом случае для метода ЛАЧХ объект управления представляет собой стандартную форму независимо от технических особенностей электропривода. Это даёт возможность с использованием метода ЛАЧХ выявить методику расчёта регулятора контура угла исходя из особенностей стандартной настройки контура скорости, а не из технических особенностей силовой части электропривода. Такая методика также окажется стандартной и применима в производстве для настройки широкого круга электроприводов.

Постановка задачи

В данной работе представлена методика синтеза контура угла следящего электропривода, в котором контур скорости настроен на модульный оптимум (рис. 1).

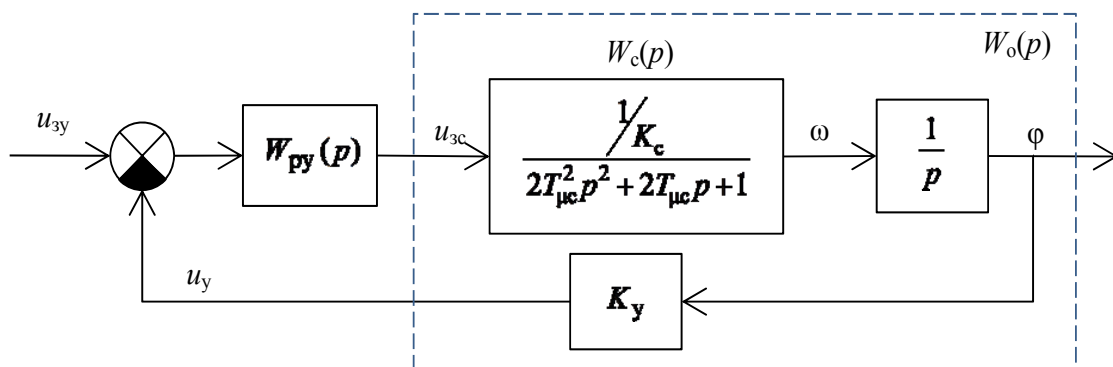


Рис. 1. Структурная схема следящего электропривода: $T_{\mu c}$ – некомпенсируемая постоянная времени контура скорости; K_c , K_y – коэффициенты усиления датчиков обратной связи по скорости и углу соответственно; $W_c(p)$ – передаточная функция контура скорости; $W_{py}(p)$ – передаточная функция регулятора угла; $u_{зy}$, $u_{зс}$, u_y – сигналы задания по углу, скорости и сигнал обратной связи по углу соответственно; ω , ϕ – скорость и угол поворота вала редуктора следящего привода

Допустим, что максимально допустимые значения сигналов управления на входе контуров скорости и угла равны $U_{y\max}$.

Передаточная функция объекта управления контура угла равна:

$$W_o(p) = \frac{u_y(p)}{u_{зс}(p)} = \frac{W_c(p)}{p} K_y = \frac{K_o}{p(2T_{\mu c}^2 p^2 + 2T_{\mu c} p + 1)},$$

где $K_o = \frac{K_y}{K_c} = \frac{\omega_{\max}}{\phi_{\max}}$ – коэффициент пропорциональности объекта управления; ω_{\max} , ϕ_{\max} – заданные максимальные значения скорости и угла поворота вала приводного редуктора соответственно.

Инерционные особенности объекта управления $W_o(p)$ определяются постоянной времени $T_{\mu c}$ независимо от технических особенностей силовой части привода: типа привода, его номинальных данных и т.д. Методика расчёта регулятора угла $W_{py}(p)$ основана на следующем принципе: быстродействие контура угла должно определяться максимальными значениями скорости u'_{ym} и ускорения u''_{ym} сигнала u_y как реакции объекта управления на ступенчатое воздействие u_{zc} . Предполагается, что для объекта управления с оптимальным быстродействием, соответствующим настройке на модульный оптимум, параметры u'_{ym} и u''_{ym} являются предельными.

Для определения u'_{ym} и u''_{ym} соответственно решаются уравнения

$$\frac{d^2 u_y(t'_m)}{dt^2} = 0, \quad \frac{d^3 u_y(t''_m)}{dt^3} = 0,$$

где $u_y(t) = L^{-1} \left\{ \frac{W_o(p)}{p} U_{zc} \right\}$ – реакция объекта управления на ступенчатое воздействие; U_{zc} – величина ступенчатого воздействия на входе объекта управления; $t'_m = 2\pi T_{\mu c}$, $t''_m = \frac{\pi T_{\mu c}}{2}$ – моменты времени максимального значения скорости и ускорения сигнала $u_y(t)$ соответственно. Тогда

$$u'_{ym} = \left. \frac{du_y(t)}{dt} \right|_{t=t'_m} = K_o U_{zc} (e^{-\pi} + 1), \quad u''_{ym} = \left. \frac{d^2 u_y(t)}{dt^2} \right|_{t=t''_m} = \frac{e^{-\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{K_o U_{zc}}{T_{\mu c}}.$$

Требуемые значения амплитуды u_{ym} и контрольной частоты ω_k гармонического сигнала на выходе объекта управления равны:

$$u_{ym} = \frac{u'^2_{ym}}{u''_{ym}} = \lambda_1 K_o T_{\mu c} U_{zc}, \quad \omega_k = \frac{u''_{ym}}{u'_{ym}} = \frac{\lambda_2}{T_{\mu c}},$$

где $\lambda_1 = \sqrt{2} e^{\frac{\pi}{4}} (e^{-\pi} + 1)^2 \approx 3,376$; $\lambda_2 = \frac{e^{-\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2} (e^{-\pi} + 1)} \approx 0,309$.

Амплитуда u_{ym} зависит от значения сигнала задания скорости U_{zc} . Определим значение u_{ym} для случая, когда на входе объекта управления амплитуда сигнала u_{zcm} достигает максимально допустимого значения управляющего сигнала $U_{y\max}$. Амплитуда гармонического сигнала на входе объекта управления равна:

$$u_{zcm} = \frac{u_{ym}}{|W_o(\omega_k)|} = U_{zc} \lambda_1 \lambda_2 \sqrt{1 + 4\lambda_2^4} = U_{y\max},$$

где $\sqrt{1 + 4\lambda_2^4} \approx 1$.

Тогда $U_{zc} = \frac{U_{y\max}}{\lambda_1 \lambda_2 \sqrt{1 + 4\lambda_2^4}} \approx \frac{U_{y\max}}{\lambda_1 \lambda_2}$, следовательно, $u_{ym} = \lambda_1 K_o T_{\mu c} U_{zc} = \frac{K_o U_{y\max} T_{\mu c}}{\lambda_2}$.

Для того чтобы амплитуда выходного сигнала u_{ym} соответствовала заданному значению Φ_{\max} , а это возможно при $u_{ym} = U_{y\max}$, коэффициент пропорциональности объекта должен быть равен:

$$K_o = \frac{\lambda_2}{T_{\mu c}} = \omega_k. \quad (1)$$

В этом случае амплитуда гармонического значения скорости приводного редуктора определяется по формуле

$$\omega_m = |W_c(\omega_k)| U_{y\max} = \frac{U_{y\max}}{K_c \sqrt{1 + 4\lambda_2^4}} \approx \frac{U_{y\max}}{K_c},$$

что соответствует максимальному значению скорости приводного редуктора

$$\omega_{\max} = \frac{U_{y\max}}{K_c} \approx \omega_m.$$

На основании вышесказанного представим на рис. 2 ЛАЧХ нескорректированного контура угла.

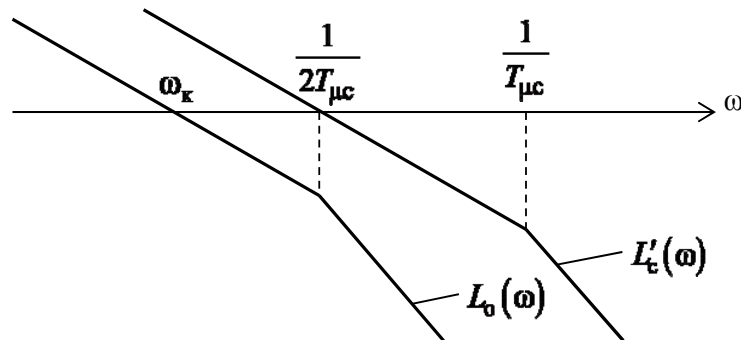


Рис. 2. ЛАЧХ нескорректированного контура угла (объекта управления)

$$L_0(\omega) = 20 \lg |W_0(j\omega)| \text{ и разомкнутого контура скорости } L'_c(\omega) = 20 \lg \left| \frac{W_c(j\omega)}{1 - W_c(j\omega)} \right|$$

Для определения желаемой ЛАЧХ контура угла определяется критерий синтеза следящей системы:

- 1) максимально возможная точность;
- 2) наименьший показатель колебательности;
- 3) быстродействие ограничивается быстродействием контура скорости.

Решение задачи

Оптимальным вариантом, удовлетворяющим критерию синтеза, является предельный случай [1] желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура угла для следящей системы с астатизмом второго порядка $L'_y(\omega)$ (рис. 3).

Предельный случай ЛАЧХ рассматривается в силу того, что все малые постоянные времени контуров скорости и тока принимаем намного меньшими, чем $2T_{\muс}$.

Передаточная функция скорректированного контура угла:

$$W'_y(p) = \frac{K_\varepsilon (T_k p + 1)}{p^2},$$

где $K_\varepsilon = \frac{\lambda_2}{2T_{\muс}^2}$ – добротность по ускорению контура угла; $T_k = \frac{1}{\omega_k} = \frac{T_{\muс}}{\lambda_2}$.

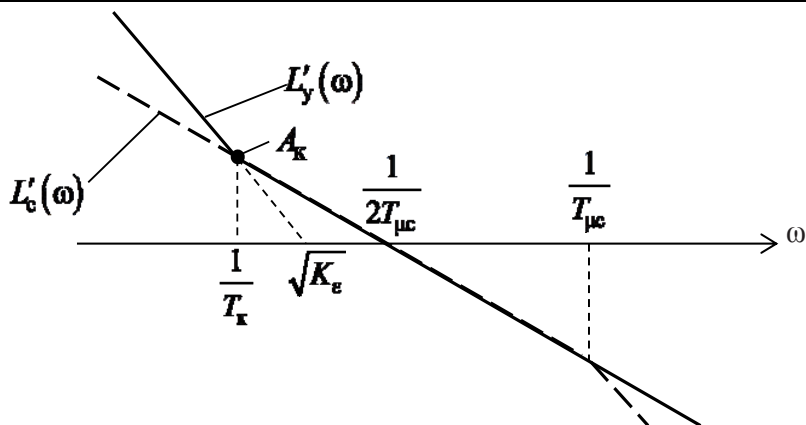


Рис. 3. ЛАЧХ скорректированного разомкнутого контура угла $L'_y(\omega)$

Передаточная функция регулятора угла:

$$W_{py}(p) = \frac{W'_y(p)}{W_o(p)} = K_{py} \frac{(T_k p + 1)(2T_{\mu c} p + 1)}{p}, \quad (2)$$

где $K_{py} = \frac{K_{\epsilon}}{K_o}$ – коэффициент усиления регулятора угла.

С учётом формулы (1) коэффициент усиления составит $K_{py} = \frac{1}{2T_{\mu c}}$.

Быстродействие контура угла и контура скорости одинаково, т.к. их частоты среза равны. Определим показатель колебательности M и АЧХ в контрольной точке A_k (см. рис. 3):

$$M = \max \left(\left| \frac{W'_y(j\omega)}{1 + W'_y(j\omega)} \right| \right) = 1,32, \quad A_k = \frac{u_{ym}}{e_m} = \left| \frac{W'_y(j\omega_k)}{1 + W'_y(j\omega_k)} \right| = 2,3.$$

Колебательность следящей системы является приемлемой, но исходя из значения АЧХ A_k амплитуда ошибки составляет $e_m = \frac{u_{ym}}{A_k} \approx 0,43u_{ym}$. Такая ошибка по амплитуде является большой, поэтому для повышения точности следящей системы необходимо вводить компенсационный канал с передаточной функцией

$$W_k(p) = \frac{1}{W_o(p)} = \frac{p(2T_{\mu c} p + 1)}{K_o} = \frac{2T_{\mu c}}{K_o} p^2 + \frac{1}{K_o} p,$$

где в передаточной функции объекта управления пренебрегаем членом высшего порядка $2T_{\mu c}^2 p^2$.

Для понижения порядка компенсатора передаточную функцию регулятора угла (см. формулу (2)) разделим на две части (рис. 4).

Регулятор угла слежения представляет собой ПИ- и ПД-регулятор (ПИПД-регулятор) с передаточными функциями

$$W'_{py}(p) = K_{py} \frac{T_{py1} p + 1}{p}, \quad W''_{py}(p) = T_{py2} p + 1,$$

где $T_{py1} = T_k = \frac{T_{\mu c}}{\lambda_2}$, $T_{py2} = 2T_{\mu c}$ – постоянные времени регулятора угла.

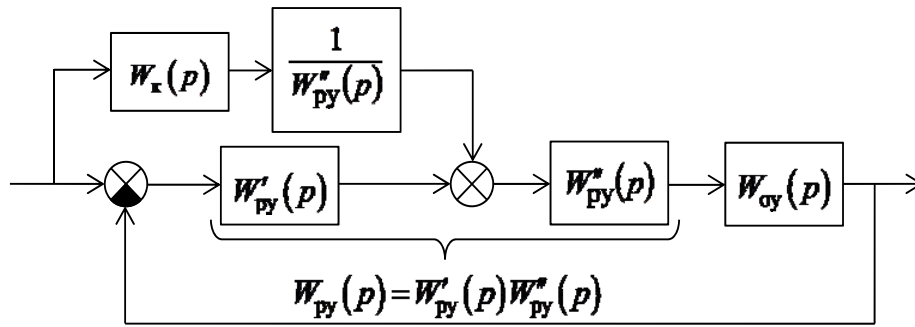


Рис. 4. Разделение регулятора угла на две части $W_{py}'(p)$ и $W_{py}''(p)$

Новая передаточная функция компенсирующего устройства станет на порядок меньше и представляет собой дифференцирующее устройство первого порядка:

$$W_k(p) = \frac{1}{W_o(p)W_{py}''(p)} = \frac{p(2T_{\mu c}p+1)}{K_o(2T_{\mu c}p+1)} = \frac{1}{K_o}p.$$

Структурная схема следящей системы представлена на рис. 5.

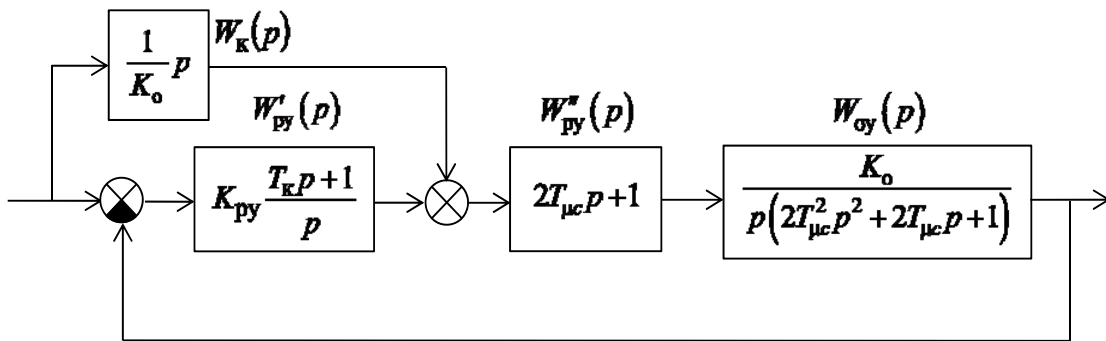


Рис. 5. Структурная схема следящей системы

Анализ точности слежения

Используем передаточную функцию объекта управления с учётом члена высшего порядка в контуре тока $2T_{\mu t}^2p^2 = T_{\mu t}T_{\mu c}p^2$, тогда

$$W_o(p) = \frac{K_o}{p(T_{\mu c}^3p^3 + 2T_{\mu c}^2p^2 + 2T_{\mu c}p + 1)}.$$

Для оценки точности определим эквивалентную передаточную функцию следящей системы в разомкнутом состоянии:

$$W_3(p) = \frac{W_3(p)}{1 - W_3(p)} = \frac{\lambda_2}{4T_{\mu c}^4} \frac{(2T_{\mu c}p+1)(2T_{\mu c}T_k p^2 + T_k p + 1)}{p^4(T_{\mu t}p+1)},$$

где $W_3(p) = \frac{W_o(p)W_{py}''(p)(W_k(p) + W_{py}'(p))}{1 + W_o(p)W_{py}'(p)W_{py}''(p)}$ – передаточная функция следящей системы в замкнутом состоянии.

При обработке следящей системой гармонического воздействия точность определяется фазовой и относительной амплитудной ошибкой [1]. Рассмотрим гармоническое воздействие с единичной амплитудой $\vartheta_{1m} = 1$ и с контрольной частотой $\vartheta_1 = \vartheta_{1m} \sin \omega_k t$. Тогда сигнал на выходе следящей системы в установившемся режиме равен:

$$\vartheta_2 = W_3(j\omega_k) \vartheta_1 = \vartheta_{2m} \sin(\omega_k t + \varphi_2),$$

где $\vartheta_{2m} = \vartheta_{1m} \sqrt{\frac{(4\lambda_2^2 + 1)(2\lambda_2^2 - 2\lambda_2 + 1)}{2\lambda_2^8 + 4\lambda_2^5 - 6\lambda_2^4 - 4\lambda_2^3 + 6\lambda_2^2 - 2\lambda_2 + 1}} \approx \vartheta_{1m}$ – амплитуда выходного сигнала, которая

равна амплитуде входного сигнала; $\varphi_2 = \arctg \frac{\lambda_2^3(4\lambda_2^2 - 3\lambda_2 - 2)}{4\lambda_2^6 - 2\lambda_2^5 - \lambda_2^4 + 6\lambda_2^3 - 6\lambda_2^2 + 2\lambda_2 - 1} = 0,095$ – сдвиг

фаз между входным и выходным сигналами.

Положительное значение φ_2 означает, что выходной сигнал изменяется с опережением. Для компенсации сдвига фазы на входе следящей системы необходимо поставить фильтр первого порядка с постоянной времени, равной:

$$T_\Phi = \frac{\lambda_2^2(4\lambda_2^2 - 3\lambda_2 - 2)T_{\mu c}}{4\lambda_2^6 - 2\lambda_2^5 - \lambda_2^4 + 6\lambda_2^3 - 6\lambda_2^2 + 2\lambda_2 - 1} \approx 0,3T_{\mu c}. \quad (3)$$

С использованием фильтра в установившемся режиме сигнал на выходе будет равен сигналу на входе, сдвиг фазы между сигналами отсутствует.

Пример решения задачи

Приведём простой пример расчёта регулятора угла слежения и проведём моделирование переходных процессов с помощью пакета Simulink в среде MatLab.

Рассмотрим мотор-редуктор МТС 12А [3] с передаточным числом редуктора $u_p = 10,1$, мощностью двигателя 0,75 кВт, максимальной скоростью двигателя $\omega_{д, \max} = 157 \text{ с}^{-1}$, максимальным моментом двигателя $M_{д, \max} = 13,8 \text{ Н} \cdot \text{м}$, максимальным током двигателя $I_{д, \max} = 9,5 \text{ А}$, моментом инерции двигателя $J_d = 0,0015 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Момент инерции привода примем равным $J_{пр} = 2J_d = 0,003 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, малую постоянную времени контура скорости примем равной $T_{\mu c} = 0,005 \text{ с}$, тогда $T_{\mu c} = 0,01 \text{ с}$. Следовательно, контрольная частота $\omega_k = 30,9 \text{ с}^{-1}$. Примем, что максимальные значения сигналов управления на входе контуров регулирования и объекта управления равны $U_{\max} = 10 \text{ В}$. Коэффициент датчиков тока и скорости

$$K_T = \frac{U_{\max}}{I_{д, \max}} = 1,05, \quad K_c = \frac{U_{\max}}{\omega_{\max}} = 0,64.$$

Коэффициент пропорциональности объекта примем равным из условия (1): $K_o = \omega_k = 30,9$, тогда максимальный угол слежения составит

$$\varphi_{\max} = \frac{K_o}{\omega_{\max}} = \frac{K_o}{\omega_{д, \max} u_p} = 0,5 \text{ рад},$$

а коэффициент датчика угла

$$K_y = \frac{U_{\max}}{\varphi_{\max}} = 19,88.$$

Параметры регуляторов скорости и угла слежения:

$$K_{pc} = \frac{\omega_{д. max} J_{пр}}{M_{д. max} 2T_{\mu c}} = 1,71, \quad K_{py} = \frac{1}{2T_{\mu c}} = 50, \quad T_{py1} = \frac{T_{\mu c}}{\lambda_2} = 0,032, \quad T_{py2} = 2T_{\mu c} = 0,02.$$

На рис. 6 представлена структурная схема следящей системы с контуром тока и фильтром на входе. На вход следящей системы подаём гармонический сигнал с амплитудой U_{max} , частотой ω_k и с максимальным фазовым рассогласованием в начальный момент времени.

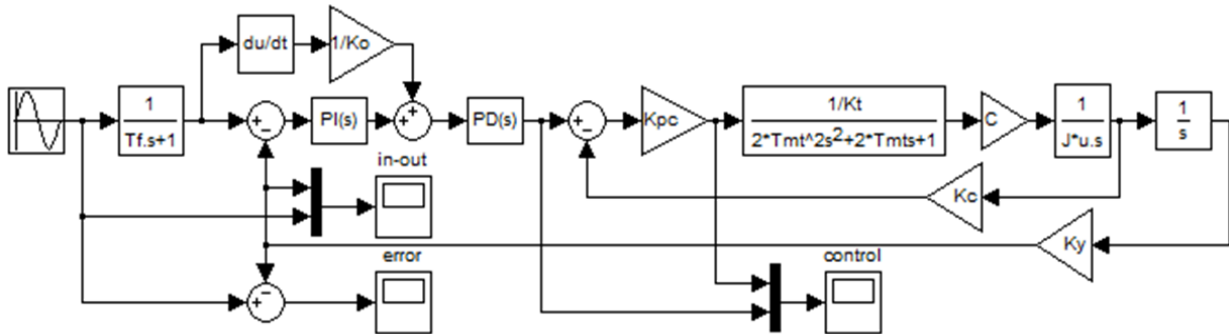


Рис. 6. Структурная схема следящей системы с ПИД-регулятором угла слежения

На рис. 7 представлен результат сравнения входного и выходного сигналов следящей системы. В начальный момент времени рассогласование сигналов составляет максимально возможное значение U_{max} , что является крайним случаем для тестирования. Видно, что переходной процесс продолжается три периода входного сигнала, что является главным недостатком следящей системы с ПИД-регулятором.

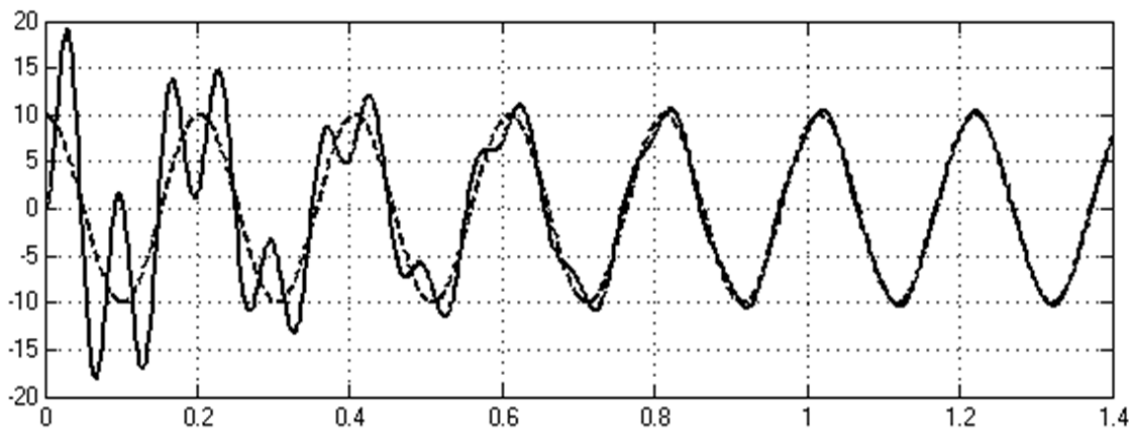


Рис. 7. Графики входного (пунктирная линия) и выходного (сплошная линия) сигналов следящей системы (элемент Score «in-out»)

Фрагмент сигнала рассогласования между входным и выходным сигналами в установившемся режиме представлен на рис. 8. На графике видно, что амплитуда сигнала рассогласования составляет не больше 1,5 % от амплитуды входного сигнала, что свидетельствует о высокой точности слежения.

Также интересными представляются сигналы управления на входах контуров скорости и тока. На рис. 9 представлены сигналы управления в установившемся режиме. Видно, что амплитуды этих сигналов не превышают максимального значения U_{max} , что решает вопрос о влиянии токоограничения на качество слежения

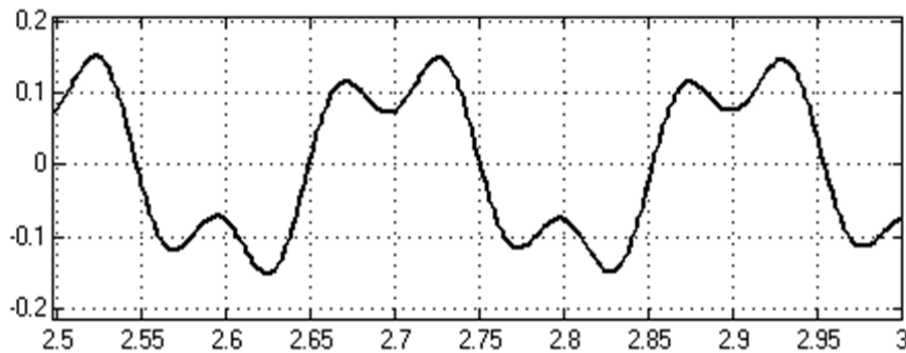


Рис. 8. График сигнала рассогласования следящей системы (элемент Scope «err0»)

Выполнение условия (1) приводит к тому, что амплитуда сигнала управления контура скорости не превышает значения U_{\max} . Для того чтобы амплитуда сигнала управления контура тока не превышала значения U_{\max} , необходимо соблюдение условия (1) и условия $\frac{M_{д,\max}}{J_{пр} \omega_{д,\max}} \geq \omega_k$.

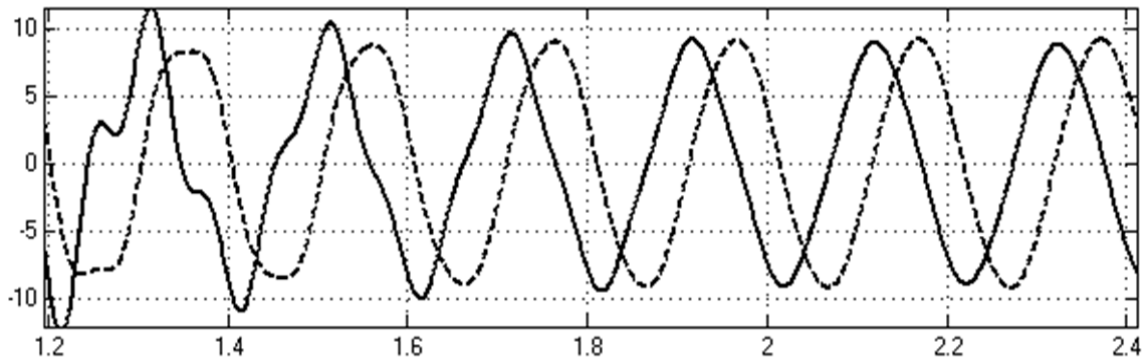


Рис. 9. График сигналов управления контуров тока (сплошная линия) и скорости (пунктирная линия) (элемент Scope «control»)

Выводы

Основными достоинствами рассмотренной методики являются:

- 1) Расчёт параметров ПИПД-регулятора не требует знания параметров силовой части следящего привода при соблюдении условия (1), поэтому методику можно отнести к категории стандартных.
- 2) Высокая точность следящей системы как по амплитуде, так и по фазе, а также выполнение условия ограничения амплитуд сигналов управления позволяют изготавливать следящие системы с высоким быстродействием.

Недостатком следящей системы с ПИПД-регулятором является высокий показатель колебательности из-за использования компенсирующего устройства. Данный недостаток предполагается устранить посредством использования скользящего режима для переключения фильтра, компенсирующего нули в передаточной функции $W_3(p)$ и фильтра первого порядка (см. формулу (3)) в зависимости от величины рассогласования следящей системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бессекерский, В. А. Теория автоматического управления / В. А. Бессекерский, Е. П. Попов – 4-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
2. Терехов, В. М. Системы управления электроприводов: учеб. для студентов вузов / В. М. Терехов, О. И. Осипов; под ред. В. М. Терехова. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 304 с.
3. Цилиндрические соосные мотор-редукторы МТС...А [Электронный ресурс]. – Режим доступа: – http://tehprivod.ru/files/informatsiya/mtc_a.pdf – (Дата обращения: 30.04.2016).