

ПОВЫШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОННО-СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ ТИПА «ЛЮФТ» В КИНЕМАТИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

С.С. Саранцев, В.Е. Лысов

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

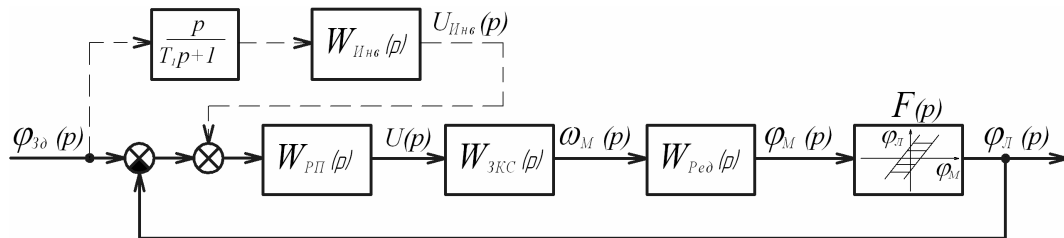
В работе рассматривается задача повышения динамической точности замкнутой системы автоматического управления (САУ) прецизионным поворотным столом. Точность позиционирования таких устройств составляет 2- 3'' (угловых секунды). Столами оснащаются координатно-расточные станки (КРС), координатно-шлифовальные станки (КШС), измерительные машины (КИМ) с целью реализации сложных траекторий движения инструмента относительно детали и обеспечения заявленной точности.

Ключевые слова: люфт, нелинейность, поворотный стол, система автоматического управления, точность позиционирования, электропривод.

Конструктивно электродвигатель с планшайбой стола соединен через червячный редуктор, который должен иметь люфт, реализующий термодинамическую деформацию соединения при работе. Величина люфта – в пределах 5- 10''. Люфт является неоднозначной нелинейностью.

Это обстоятельство приводит к тому, что в замкнутой системе автоматического управления поворотным столом по положению при подходе к заданной координате возникают автоколебания. Для устранения этого явления применяются довольно сложные алгоритмы управления, которые обеспечивают односторонний подход к заданной координате. Это приводит к усложнению регуляторов системы управления и снижению производительности станка за счет увеличения времени позиционирования.

Позиционно-следящие электроприводы синтезируются на основе теории систем подчиненного регулирования (СПР) [1]. В силу того, что контуры тока и скорости являются внутренними контурами, рассмотрим влияние люфта на работу внешнего контура – контура положения при работе в «малом», то есть регуляторы тока и скорости не в состоянии насыщения. С учетом отмеченного структурная схема САУ и передаточные функции регуляторов настроенных на технический оптимум показаны на рис. 1 основными линиями.



Р и с. 1. Структурная схема позиционно-следящей системы

Станислав Сергеевич Саранцев – аспирант.
Владимир Ефимович Лысов – д.т.н., профессор.

$\varphi_{3\partial}(p)$ – сигнал задания, поступающий на вход следящей САУ; $W_{PI}(p)$ – передаточная функция регулятора положения; $W_{PI}(p) = K_{PI} = \frac{K_{ДС}}{8T_{СП}K_{Ред}}$, где K_{PI} – коэффициент передачи регулятора положения, $K_{ДС}$ – коэффициент передачи датчика скорости, $T_{СП}$ – малая постоянная времени, реализуемая широтно-импульсным модулятором или тиристорным преобразователем, $K_{Ред}$ – коэффициент передачи редуктора; $U(p)$ – сигнал на выходе регулятора положения; $W_{ЗКС}(p)$ – передаточная функция замкнутого контура скорости, $W_{ЗКС}(p) = \frac{1}{K_{ДС}} \cdot \frac{1}{4T_{СП}p + 1}$; $\omega_M(p)$ – скорость вращения электродвигателя; $W_{Ред}(p)$ – передаточная функция редуктора, $W_{Ред}(p) = \frac{K_{Ред}}{p}$; $\varphi_i(p)$ – сигнал, поступающий на вход нелинейного элемента типа «люфт»; $\varphi_L(p)$ – сигнал на выходе следящей САУ; $F(p)$ – передаточная функция люфта при гармонической линеаризации. Коэффициенты гармонической линеаризации определяются зависимостями ($K = 1$):

$$q(A) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{2C}{A} \right) + 2 \left(1 - \frac{2C}{A} \right) \sqrt{\frac{C}{A} \left(1 - \frac{C}{A} \right)} \right]; b(A) = -\frac{4}{\pi A} \left(1 - \frac{C}{A} \right),$$

где $q(A)$ и $b(A)$ – коэффициенты гармонической линеаризации; A – амплитуда сигнала на входе нелинейного элемента типа «люфт»; C – величина полузоны нелинейного элемента типа «люфт».

Отметим, что регуляторы рассчитаны без учета люфта. Наличие люфта приводит к появлению времени запаздывания τ между $\varphi_M(p)$ и $\varphi_L(p)$.

Задавая ряд значений амплитуды $A = \varphi_{3\partial}$, определим коэффициенты $q(A)$ и $b(A)$ [2] и построим АФЧХ люфта в разомкнутой САУ (рис. 2, кривая 1 – фазо-частотная характеристика, кривая 2 – амплитудно-частотная характеристика). Причем это справедливо при значениях $\varphi_{3\partial} = A > C$.

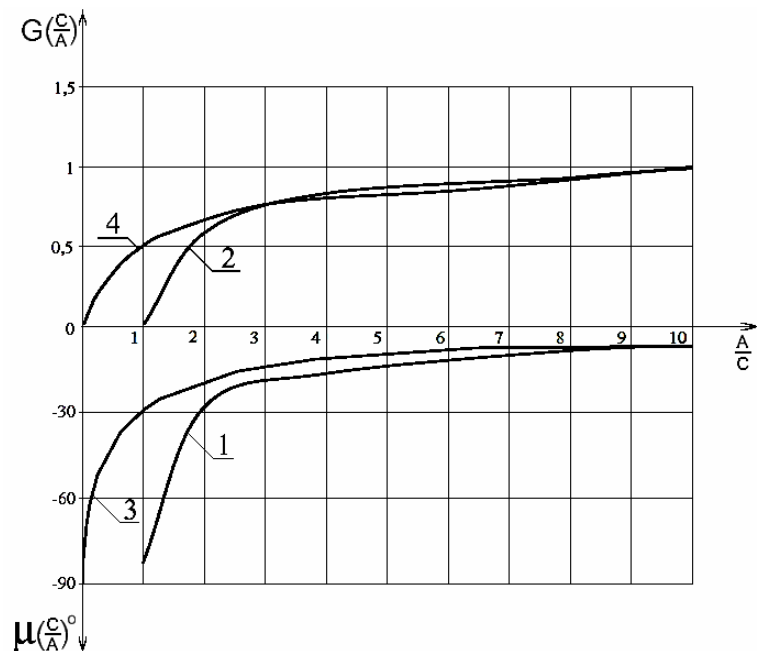
В работе рассматривается возможность компенсации люфта с помощью введения инвариантной связи, учитывающей нелинейный характер изменения коэффициентов гармонической линеаризации нелинейности типа «люфт». Однако в замкнутой САУ значения $\varphi_{3\partial}(t)$ могут быть как больше, так и значительно меньше C .

Как следует из структурной схемы (рис. 1), пока не выбрана величина C люфта, значение $\varphi_L(t) = 0$ и линейная часть САУ работает в разомкнутом состоянии. Значение $\varphi_M(t)$ определяется зависимостью

$$\varphi_i(t) = K \cdot t - K \cdot T \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (1)$$

После того, как $\varphi_M(t) = C$, в момент времени t_1 система становится замкнутой и происходит отработка заданной величины $\varphi_{3\partial}(t)$ с некоторой величиной перерегулирования, определяемой как структурой системы, так и учетом начальных условий в момент замыкания. Это приводит к необходимости введения обобщенной пе-

редаточной функции и усложнению расчетов. В этой связи целесообразно использовать метод моделирования для определения фазового сдвига и коэффициента передачи люфта при различных значениях $\varphi_{3\delta}(t)$ в широком диапазоне их изменения [3] в замкнутой системе.



Р и с. 2. АФЧХ нелинейного звена типа «люфт»:

1 – фазо-частотная характеристика; 2 – амплитудно-частотная характеристика; 3 – фазо-частотная характеристика в замкнутой САУ; 4 – амплитудно-частотная характеристика в замкнутой САУ

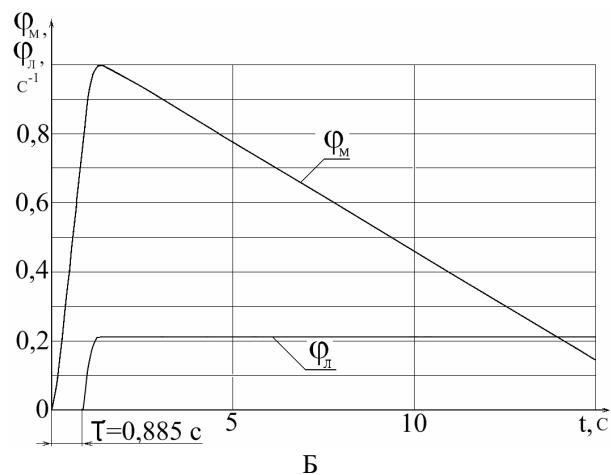
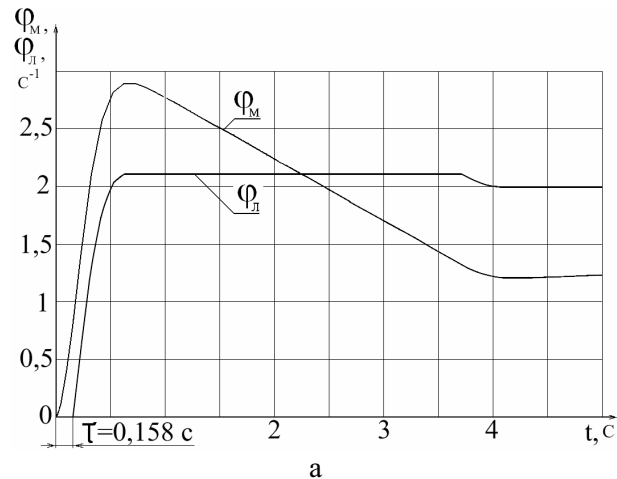
Построение АФЧХ люфта в замкнутой САУ показано на рис. 2 кривыми: 3 – фазо-частотная характеристика, 4 – амплитудно-частотная характеристика и выполнено следующим образом. Задавая ряд значений $A = \varphi_{3\delta}(t)$, подаем на вход САУ воздействия $\varphi_{3\delta}(t)$, фиксируем переходные процессы для $\varphi_M(t)$ и $\varphi_L(t)$. Между ними имеет место временной сдвиг τ , значение которого соответствует времени выборки люфта с учетом инерции линейной части системы. Это позволит определить фазовый сдвиг в замкнутой САУ, вносимый люфтом, который должен быть компенсирован при синтезе инвариантной связи по управляющему воздействию. На рис. 3 (а, б) представлены переходные процессы при различных значениях $\varphi_{3\delta}(t)$ для структурной схемы САУ, показанной на рис. 1. При эксперименте принимаем: $K_{PI} = 1$;

$$W_{ЗКС}(p) = \frac{10}{0,1p + 1}; \quad W_{Ред}(p) = \frac{0,5}{p}; \quad C = 0,785c^{-1}. \quad G\left(\frac{C}{A}\right) = \left| \frac{\varphi_L}{\varphi_M} \right| - \text{значения } \varphi_L \text{ и } \varphi_M$$

берутся как максимальные в переходном процессе. Величина фазового сдвига $\mu\left(\frac{C}{A}\right)$ рассчитывается по зависимости $C = A \cdot \sin(\mu)$, откуда $\mu = -\arcsin\left(\frac{C}{A}\right)$. Значения A берутся как максимальные на входе нелинейного элемента – люфта. Для значений A

и C , показанных на рис. 3: $\mu_1 = -\arcsin\left(\frac{0,785}{2,892}\right) = -11,5^\circ$ (для $\frac{A}{C} = 3,82$);

$\mu_2 = -\arcsin\left(\frac{0,785}{1}\right) = -51,7^\circ$ (для $\frac{A}{C} = 0,25$).



Р и с. 3. Переходные процессы в замкнутой САУ ($\varphi_L(t), \varphi_M(t)$), содержащей нелинейность типа «люфт», при значениях: а) $\varphi_{3\partial} = 2c^{-1}$, $C = 0,785c^{-1}$; б) $\varphi_{3\partial} = 0,2c^{-1}$, $C = 0,785c^{-1}$

Компенсации люфта посвящено ряд работ, например [4, 5]. Идея всех трудов одна – в момент расцепления редуктора организовать форсированное включение электродвигателя на реверс, чтобы как можно быстрее войти вновь в зацепление элементов редуктора. Однако в силу ограниченности мощности источников питания, а в большей степени – насыщения силовых усилителей мощности и конструктивных особенностей электропривода люфт невозможно скомпенсировать идеально.

В связи с этим введение инвариантной связи с учетом нелинейности позволяет существенно повысить точность САУ.

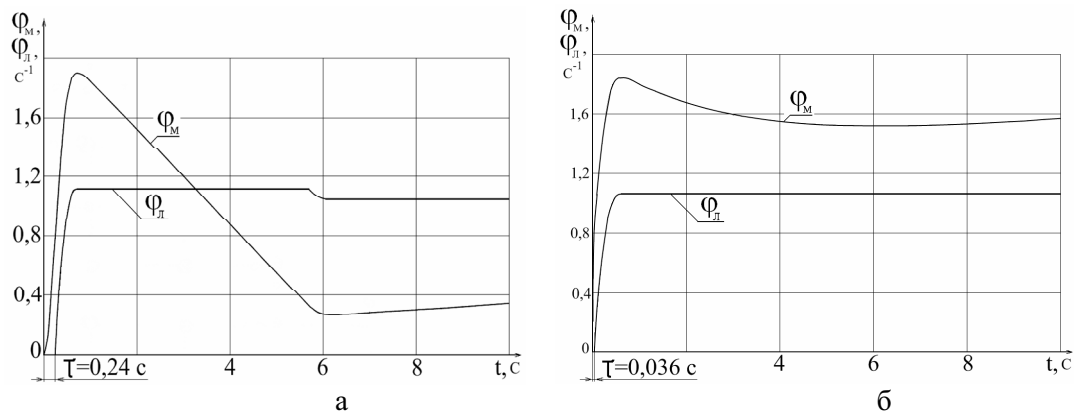
Расчет инвариантной связи осуществляется в два этапа. Первый этап определяет структуру связи, то есть из каких типовых звеньев должна состоять эта связь.

Второй этап учитывает компенсацию люфта в функции диапазона изменения сигнала задания $\varphi_{3d}(t)$. Согласно теории инвариантных САУ при заданной структурной схеме (рис. 1, основные линии) и ее параметрах передаточная функция инвариантной связи:

$$W_{Инв}(p) = \frac{U_{Инв}(p)}{\varphi_{3d}(p)} = \frac{1}{K_{ПИ}W_{ЗКС}(p)W_{Ред}(p)F(p)} = \frac{p(0,1p+1)}{5F(p)}. \quad (2)$$

Структурная схема САУ трансформируется к виду, показанному на рис. 1 основными и пунктирными линиями.

Рассмотрим пример синтеза инвариантной связи при $C = 0,785c^{-1}$, $\varphi_{3d} = A = 1,052c^{-1}$. Для этого согласно графикам $\mu\left(\frac{C}{A}\right)$ и $G\left(\frac{C}{A}\right)$ (см. рис. 2, графики 3 и 4 соответственно) определим фазовый сдвиг в замкнутой САУ, вносимый люфтом, и коэффициент усиления нелинейного элемента, которые необходимо компенсировать: $\mu\left(\frac{C}{A}\right) \cong -27^\circ$, $G\left(\frac{C}{A}\right) = 0,56$. Поэтому введем в передаточную функцию



Р и с. 4. Переходные процессы в замкнутой системе ($\varphi_{Л}(t), \varphi_{М}(t)$), содержащей нелинейность типа «люфт», при значениях $\varphi_{3d} = 1,052c^{-1}$, $C = 0,785c^{-1}$: а) САУ без коррекции; б) САУ с коррекцией люфта, рассчитанной по представленной методике

инвариантной связи $W_{Инв}(p)$ дополнительный коэффициент усиления, который обратно пропорционален коэффициенту усиления нелинейного элемента при его гармонической линеаризации: $\frac{1}{G} = \frac{1}{0,56} = 1,785$, а компенсацию фазового сдвига осу-

ществим звеном с передаточной функцией: $W_{\phi}(p) = \frac{p}{T_1p+1}$. Считая, что $\omega_{Экв} = \frac{C}{A}$,

получим $\omega_{Экв} = \frac{0,785}{1,052} = 0,746c^{-1}$, откуда $\varphi = 90^\circ - \arctg(\omega_{Экв}T_1) = 27^\circ$. Следовательно-

но, величина $\arctg \omega_{Экв} T_1$ должна дать 63^0 . Отсюда $T_1 = \frac{2}{\omega_{Экв}} = \frac{2}{0,746} = 2,68с$. Таким

образом, $\omega_{Экв} = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{2,68} = 0,37с^{-1}$ или $\omega_{Экв} = -0,43дек$. На рис. 1 величина

$T_1 = 2,68с$.

Рассмотренная методика синтеза инвариантного звена по управляющему воздействию $\varphi_{3д}(t)$ с учетом нелинейности позволила существенно (в 6,7 раза) уменьшить время запаздывания, вносимое люфтом (рис. 4).

Поступая аналогично, можно для любых значений $\varphi_{3д} = A$ и диапазона частот найти параметры инвариантного звена, которое наилучшим образом скомпенсирует действие нелинейного элемента типа «люфт».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ранопорт Э.Я.* Системы подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока: Конспект лекций. – Куйбышев: Куйбышевский авиационный ин-т, 1985. – 56 с.
2. *Лысов В.Е.* Теория автоматического управления. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2009. – 555 с.
3. *Нелинейные системы управления / К. Гельнер, С. Кубик.* – М.: Мир, 1987. – 365 с.
4. А. с. №531127, кл. G 05 В 05/01. Способ компенсации люфта в механической передаче / В.Б. Житков, Н.А. Лакота и др. Заявлено 24.07.76 (21) 2046992/24, опубл. 05.10.76. БИ N 37.
5. Пат. Российская Федерация N 2114455 Способ автоматического управления в системе с люфтом и следящая система для его осуществления / Б.В. Сухинин, Ю.Г. Нечепуренко, В.И. Ловчаков, В.В. Сурков. – Опубликовано 27.06.98. Бюл. N 18.

Статья поступила в редакцию 24 октября 2011 г.

UDC 621.92

INCREASING OF DYNAMIC ACCURACY OF POSITIONING SERVO ELECTRIC MOTOR DRIVE INCLUDING NONLINEARITY TYPE BACKLASH IN KINEMATIC CHAIN

S.S. Sarantsev, V.E. Lysov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The problem of increasing the dynamic accuracy of a closed loop automatic control system of precision revolving table is considered in this paper. Accuracy of positioning of this device is 2- 3'' (arc second). Coordinate boring machine, coordinate grinding machine, coordinate measuring machine are equipped with revolving table to implement complex motion trajectory of tool relative to piecel and to guarantee declared accuracy.

Keywords: *backlash, nonlinearity, revolving table, automatic control system, accuracy of positioning, electric motor drive.*

*Stanislav S. Sarantsev – Postgraduate student.
Vladimir E. Lysov – Doctor of Technical Sciences, Professor.*