

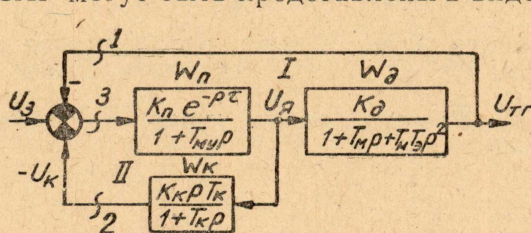
**НЕЛИНЕЙНЫЕ СТРУКТУРНЫЕ ОГРАНИЧЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ МУС-Д С ППУ**

А. П. ИНЕШИН, В. А. СЕВАСТЬЯНОВ

(Представлено научным семинаром кафедры «Электропривод и автоматизация
промышленных установок» УПИ)

В [1] показано, что в приводах по системе МУС-Д с ППУ стабилизирующая цепь RC передает с выхода преобразователя (якоря электродвигателя) на вход ППУ большой уровень помех частоты 300 гц, что приводит к снижению коэффициента усиления САР, ограничению диапазона регулирования скорости и других статических показателей привода. Ниже рассматриваются возможные структурные ограничения электроприводов МУС-Д с ППУ в динамике.

Структурная схема глубокорегулируемого электропривода МУС-Д показана на рис. 1. Здесь в состав внешнего контура (I) входят: полупроводниково-магнитный преобразователь, состоящий из промежуточного полупроводникового (ППУ) и силового магнитного (МУС) усилителей, и исполнительный электродвигатель постоянного тока с тахометрической обратной связью. Передаточные функции этих элементов САР могут быть представлены в виде:



$$W_n(p) = W_{ппу} \quad W_{му} = \frac{K_n e^{-p\tau}}{1 + T_{му}p}$$

$$W_d(p) = \frac{K_d}{1 + T_m p + T_\varepsilon p^2}, \quad (1)$$

где: K_n — коэффициент усиления преобразователя;

$T_{му}, \tau$ — постоянная времени МУС и полупериодное запаздывание;

K_d — результирующий передаточный коэффициент двигатель-тахогенератор;

T_m, T_ε — эквивалентные электромеханическая и электромагнитная постоянные времени электродвигателя с учетом R_ϕ МУС.

Статическая точность и диапазон регулирования САР обеспечиваются большими значениями K_n . При этом по условию устойчивости внешнего контура (I) преобразователь, включающий звенья с наибольшими и нестабильными коэффициентами и параметрами, необходимо

охватить типовой цепью коррекции (цепь RC или дифференцирующий трансформатор) с передаточной функцией:

$$W_k(p) = \frac{K_k p T_k}{1 + T_k p}.$$

Реализация данной структуры привода при заданных параметрах возможна при выполнении необходимой дополнительной проверки [3] устойчивости внутреннего контура (II), размыканием его в точке 2 (рис. 1).

Однако в реальной системе с высоким коэффициентом усиления, спроектированной в соответствии с линейной теорией, могут возникнуть автоколебания [2], связанные с нелинейностью элементов преобразователя, высоким уровнем помех и клювообразным характером амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) САР.

Типичной нелинейностью рассматриваемой системы является насыщение ППУ и МУС, вызванное ограниченной величиной напряжения питания этих элементов. Для учета влияния насыщения следует разомкнуть в соответствии с [3] структуру рис. 1 не по выходу системы в точке 1, как это делается обычно при анализе устойчивости САР, а непосредственно в точке 3 на входе преобразователя. Теперь оба контура системы, внешний и внутренний, разомкнуты и передаточная функция САР, соответствующая клювообразной АФЧХ, имеет вид:

$$W_p(p) = W_n(p) [W_d(p) + W_k(p)]. \quad (2)$$

На рис. 2 представлены АФЧХ, соответствующие передаточным функциям: 1 — разомкнутой САР; 2 — разомкнутого внешнего охвата; 3 — разомкнутого внутреннего охвата; 4 — разомкнутой системы без учета запаздывания МУС.

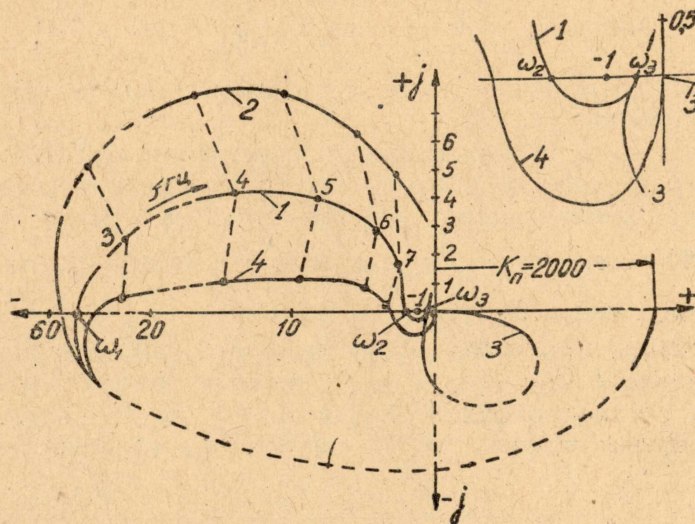


Рис. 2. Амплитудно-фазовые частотные характеристики системы.

Характеристики построены для реального электропривода [1] с принятыми параметрами: $K_n = 2000$; $T_{му} = 0,45$ сек; $T_m = 0,2$ сек; $T_s = 0,02$ сек; $T_k = 0,05$ сек; $\tau = 0,01$ сек; $K_d = 0,067$; $K_k = 0,04$.

На участке $\omega = 0 \div \omega_1$ влияние запаздывания ничтожно и АФЧХ разомкнутой САР определяется в основном передаточной функцией внешнего охвата:

$$W_o(p) = W_n(p) \cdot W_d(p) = \frac{K_n K_d}{(1 + T_{му} p) (1 + T_m p + T_m T_s p^2)} \quad (3)$$

На частоте $\omega = \omega_1$ фаза разомкнутой САР будет:

$$\varphi(\omega_1) = \pi = \operatorname{arctg} \omega_1 T_{\text{МУ}} + \varphi_{\text{д}}. \quad (4)$$

Ввиду явного $\omega_1 T_{\text{МУ}} \gg 1$, $\operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_1 T_{\text{МУ}} \simeq \frac{\pi}{2}$, следовательно ω_1 близка к резонансной частоте двигателя:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{М}} T_{\text{Э}}}}. \quad (5)$$

Отсюда модуль АФЧХ на частоте ω_1 можно найти из соотношения:

$$M(\omega_1) = \frac{K_{\text{п}} K_{\text{д}}}{\omega_1^2 T_{\text{МУ}} T_{\text{М}}} = K_{\text{п}} K_{\text{д}} \frac{T_{\text{Э}}}{T_{\text{МУ}}}. \quad (6)$$

На участке $\omega = \omega_3 \div \infty$ запаздывание необходимо учитывать и АФЧХ в основном определяется передаточной функцией разомкнутого внутреннего контура:

$$W_{\text{р}}(p) \simeq W_{\text{п}}(p) W_{\text{к}}(p) = \frac{K_{\text{п}} e^{-p\tau}}{(1 + T_{\text{МУ}} p)} \cdot \frac{K_{\text{к}} p T_{\text{к}}}{(1 + T_{\text{к}} p)}. \quad (7)$$

На частоте $\omega = \omega_3$ ввиду $\omega_3 T_{\text{к}} > 1$ влиянием цепи коррекции на фазу разомкнутой САР можно пренебречь, тогда:

$$\varphi(\omega_3) = \pi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_3 T_{\text{МУ}} + \omega_3 \tau. \quad (8)$$

Отсюда

$$\omega_3 = \frac{\pi}{2\tau} \quad (9)$$

и модуль АФЧХ на частоте ω_3 будет:

$$M(\omega_3) = \frac{K_{\text{п}} K_{\text{к}}}{\omega_3 T_{\text{МУ}}} = K_{\text{п}} K_{\text{к}} \frac{2\tau}{\pi T_{\text{МУ}}} < 1, \quad (10)$$

что является аналитической записью условия устойчивости по Найквисту внутреннего контура [2].

Координаты ω_2 и $M(\omega_2)$ второго пересечения АФЧХ системы вещественной отрицательной полуоси рис. 2 можно приближенно определить без учета запаздывания, тем же способом, считая:

$$\varphi(\omega_2) = 180^\circ = \varphi_{\text{п}} + \varphi_{(W_{\text{д}} + W_{\text{к}})} \quad \text{и} \quad \varphi_{\text{п}}(\omega_2) = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_2 T_{\text{МУ}} = 90^\circ.$$

Отсюда $\varphi_{(W_{\text{д}} + W_{\text{к}})}(\omega_2) \simeq 90^\circ$.

Следовательно, равенство нулю вещественных составляющих передаточных функций $W_{\text{д}}(\omega_2)$ и $W_{\text{к}}(\omega_2)$ позволит найти значение ω_2 , а сумма мнимых составляющих $W_{\text{д}}(\omega_2)$ и $W_{\text{к}}(\omega_2)$ после подстановки найденной ω_2 определит модуль АФЧХ системы на этой частоте:

$$M(\omega_2) = \frac{K_{\text{п}}}{\omega_2 T_{\text{МУ}}} \left[- \frac{\omega_2 K_{\text{д}} (T_{\text{М}} + T_{\text{Э}})}{(1 + \omega_2^2 T_{\text{М}}^2) (1 + \omega_2^2 T_{\text{Э}}^2)} + \frac{\omega_2 K_{\text{к}} T_{\text{к}}}{(1 + \omega_2^2 T_{\text{к}}^2)} \right].$$

Учет характерных соотношений выше приведенных параметров САР приводит к более простым приближенным выражениям частоты и модуля:

$$\omega_2 \simeq \sqrt{\frac{K_{\text{д}}}{K_{\text{к}} T_{\text{М}} T_{\text{Э}}}} = \omega_1 \sqrt{\frac{K_{\text{д}}}{K_{\text{к}}}} \quad (11)$$

и

$$M(\omega_2) \simeq \frac{K_{\text{п}} K_{\text{к}}^2 T_{\text{М}}}{K_{\text{д}} T_{\text{МУ}}}. \quad (12)$$

Найденные соотношения (5), (6), (9), (10), (11), (12) позволяют быстро найти характерные точки кривообразной АФЧХ системы, не прибегая к ее точному расчету и построению.

В результате действия помех и насыщения преобразователя его коэффициент усиления K_n уменьшается [1], при этом АФЧХ системы рис. 2 стягивается к началу координат. Если действие помех приведет к уменьшению K_n в $M(\omega_2)$ раз, то АФЧХ разомкнутой системы охватит критическую точку с координатами $-1, j0$ и в системе возникнут автоколебания с частотой, близкой к ω_1 . Такое наглядное представление следует использовать при проектировании приводов, когда необходимо проверить, удовлетворяют ли выбранные по линейным соображениям параметры САР условию отсутствия нелинейных автоколебаний из-за действия помех и насыщения системы. При этом исходная величина модуля $M(\omega_2)$ АФЧХ системы равносильна своеобразному исходному запасу помехоустойчивости САР. Реально $M(\omega_2) = 2 \div 6$, то есть весьма невелик.

В [2] предлагается простой метод устранения возможных автоколебаний в подобных системах, если уменьшение коэффициента усиления САР происходит в результате насыщения преобразователя при достаточно больших амплитудах входного сигнала, поступающего по цепи тахометрической обратной связи. При этом в системе между точками суммирования сигналов главной обратной связи и цепи коррекции включается нелинейный элемент типа насыщения НЭ (рис. 3), ограничивающий амплитуду входных сигналов системы по внешнему контуру величиной X_M , которая достаточна для нормальной работы привода, то есть $X_M \geq X_{ном}$ рис. 3, но в то же время исключает возможность снижения $M(\omega_2)$ до величины меньшей 1.

Однако этот способ применительно к системам МУС-Д лишь частично устраняет возможность возникновения автоколебаний, так как в этих системах высокий уровень помех передается цепью коррекции [1]. Поэтому заслуживает внимания использование других способов стабилизации, например электромагнитного [1], отличающегося меньшим уровнем помех.

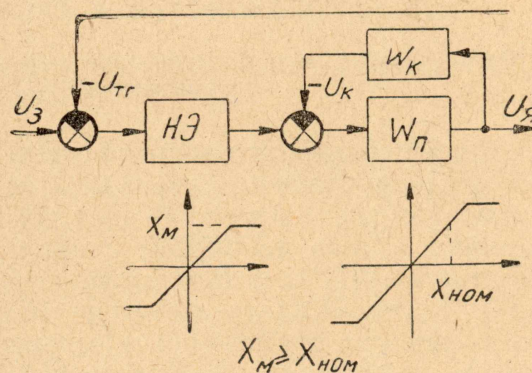


Рис. 3. Схема включения нелинейного элемента.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Севастьянов, А. П. Инешин. Системы электропривода с магнитно-полупроводниковыми преобразователями МУС-Д с ППУ. Приволжское книжное издательство, 1966.
2. Каган В. Г. Влияние насыщений в автоколебаниях систем повышенной точности. Автоматика и телемеханика, т. XXVI, № 1, 1965.
3. Мееров М. В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности, Физматгиз, 1959.