

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ АСИММЕТРИРОВАНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ В СИСТЕМАХ С РАЗРЫВНЫМИ ЗАКОНАМИ УПРАВЛЕНИЯ

Кандидаты техн. наук, доценты **ВАСИЛЬЕВ А. И., МАРКИНА Л. И.**,
докт. техн. наук, проф. **МИХАЛЕВ А. С.**

*Дальневосточный технический университет,
Минский институт управления*

Одним из способов решения проблемы точности в следящих системах с разрывными законами управления является структурно-параметрическое асимметрирование нелинейных регуляторов, предложенное и развитое в [1, 2]. Сущность названного способа поясняется на рис. 1 и состоит в том,

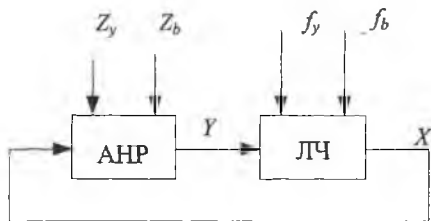


Рис. 1. Структурная схема системы с АНР

что в автоколебательной системе основной контур управления, состоящий из линейной части (ЛЧ), дополняют связями, которые в зависимости от входных возмущающих воздействий или координат системы формируют сигналы, изменяющие статические или динамические характеристики асимметричного нелинейного регулятора (АНР).

В зависимости от способа асимметрирования АНР можно подразделить на два класса:

1) АНР с параметрическим асимметрированием. В этом случае производится настройка параметров элементов АНР (моментов разрывания или инвертирования сигналов, изменение коэффициентов передачи, постоянных времени фильтров и т. д.);

2) АНР со структурным асимметрированием. В регуляторах этого типа асимметрирование достигается за счет изменения структуры регулятора в режиме вынужденных движений в зависимости от вида управляющих и возмущающих воздействий. При этом регулятор может формировать за счет дополнительных устройств коррекции постоянные форсирующие сигналы.

АНР второго типа обладают наибольшей эффективностью и позволяют добиться инвариантности медленно изменяющейся составляющей ошибки от управляющих и возмущающих воздействий.

Структурный синтез АНР удобно выполнять, используя метод гармонической линеаризации [3, 4]. Полагая, что ЛЧ удовлетворяет гипотезе фильтра, запишем уравнение системы (рис. 1):

$$Q(P)X + R(P)F(X, PX, Z_y, Z_b) = S_y(P)f_y(t) + S_b(P)f_b(t), \quad (1)$$

где $Q(P)$, $R(P)$, $S_y(P)$, $S_b(P)$ – операторные многочлены; $Y = F(X, PX, Z_b, Z_y)$; $f_y(t)$, $f_b(t)$ – соответственно управляющее и возмущающее воздействия.

Полагая, что рабочим в системе является автоколебательный режим, а внешние воздействия f_y и f_b медленно изменяются во времени по сравнению с периодом колебаний, запишем:

$$X = A_0 + X^*, \quad X^* = A_1 \sin \psi, \quad \psi = \omega t, \quad (2)$$

где A_0 — «медленная» составляющая; X^* — автоколебательная составляющая.

Запишем далее уравнение гармонически линеаризованного АНР

$$F(X, PX, Z_y, Z_b) = F^0 + \left(a^n + b^n \frac{P}{\omega} \right) X^*, \quad (3)$$

где F^0 , a^n , b^n будут также зависеть от X, PX, Z_y, Z_b .

Уравнение (1) представим в виде двух:

для автоколебательных

$$\left[Q(P) + R(P) \left(a^n + b^n \frac{P}{\omega} \right) \right] X^* = 0 \quad (4)$$

и «медленных» движений

$$Q(P)A_0 + R(P)F^0 = S_y(P)f_y(t) + S_b(P)f_b(t). \quad (5)$$

Из (5) следует

$$A_0 = \frac{S_y(P)}{Q(P)} f_y + \frac{S_b(P)}{Q(P)} - \frac{R(P)}{Q(P)} F^0. \quad (6)$$

Для компенсации медленно изменяющейся составляющей ошибки необходимо, чтобы

$$F^0 = \frac{S_y(P)}{R(P)} f_y + \frac{S_b(P)}{R(P)} f_b. \quad (7)$$

Соотношения (5)–(7) являются исходными для решения задачи синтеза структуры и формирования такого F^0 , которое обеспечивало бы инвариантность медленно изменяющейся составляющей ошибки при действии управляющего и возмущающего воздействий. Однако процедура структурного синтеза АНР трудно формализуется. Эффективность синтезируемого АНР определяется, прежде всего, тем, насколько верно выбраны параметры, по которым осуществляется асимметрирование, и насколько удачно структурно реализован способ воздействия на тот или иной параметр.

Опыт использования авторами АНР в конкретных разработках свидетельствует о том, что наиболее эффективные регуляторы могут быть построены с использованием принципа инвариантности на основе комбинированного управления с использованием внутренних координат системы.

Поэтому структурный синтез АНР проведем далее с использованием указанного принципа.

Сущность управления состоит в том, что основной контур управления дополняют связями, вырабатывающими сигналы, пропорциональные управляющему и возмущающему воздействиям и их производным, которые используются для асимметрирования характеристик нелинейного регулятора.

Запишем уравнение (7) в виде

$$F_6^0 + \sum_{i=0}^n F_i^0 + \sum_{j=n+1}^{n+m+1} F_j^0 = \sum_{i=0}^n \frac{C_i P^i}{R(P)} f_y + \sum_{j=0}^m \frac{d_j P^j}{R(P)} f_b, \quad (8)$$

где F_6^0 – функция смещения исходного (базового) нелинейного регулятора.

Тогда условие полной компенсации медленно изменяющейся составляющей ошибки при $F_6^0 = 0$ можно представить:

$$F_i^0 = \frac{C_i P^i}{R(P)} f_y, \quad i = \overline{0, n}; \quad (9)$$

$$F_{j+n+1}^0 = \frac{d_j P^j}{R(P)}, \quad j = \overline{0, m}. \quad (10)$$

В уравнении (4) коэффициенты гармонической линеаризации a^n и b^m определяются из соотношений:

$$a^n = \sum_{i=0}^n a_i + \sum_{j=n+1}^{n+m+1} a_j + a_6; \quad (11)$$

$$b^m = \sum_{i=0}^n b_i + \sum_{j=n+1}^{n+m+1} b_j + b_6, \quad (12)$$

где a_6, b_6 – коэффициенты гармонической линеаризации базового регулятора (БР).

Тогда структурная схема асимметрируемого нелинейного регулятора может быть представлена в виде параллельного включения $n + m + 2$ нелинейных элементов и базового НКУ (рис. 2).

Другой способ асимметрирования основан на использовании каких-либо внутренних координат Z_y, Z_b , связанных с координатой X и управляющим и возмущающим воздействиями. В линейных системах введение таких связей ухудшает устойчивость системы, а при стремлении к абсолютной инвариантности делает систему неустойчивой. В нелинейной автоколебательной системе достаточно компенсировать наиболее «весомые» составляющие медленно изменяющейся ошибки, т. е. достигнуть частичной инвариантности. При этом можно обеспечить требуемые значения амплитуды и частоты автоколебаний за счет выбора структуры и параметров АНР. Задача выбора структуры асимметрируемого регулятора решается на

основе соотношений (5)–(7). Как и при комбинированном управлении, структура регулятора может состоять из $n + m + 2$ параллельно включенных нелинейных элементов (рис. 2), на вход которых вместо сигналов f_y и f_b подаются координаты Z_b и Z_y .

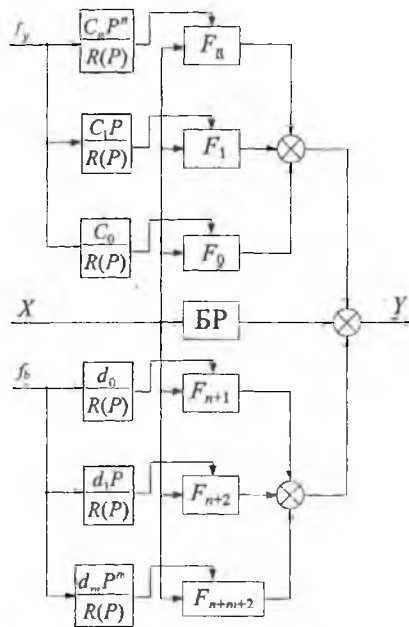


Рис. 2. Структурная схема АНР

При введении асимметрирующего сигнала с помощью интегратора возникает задача выбора структуры асимметрируемого нелинейного регулятора и его параметров из условия обеспечения допустимых параметров автоколебаний.

Задача дальнейшего выбора структуры асимметрирующего элемента состоит в структурной реализации нелинейного канала F_i . При выборе структуры асимметрирующего элемента в качестве исходной информации будем использовать автоколебания, возникающие при вынужденных движениях систем с ключевой коррекцией. Тогда, анализируя знаки некоторых промежуточных координат автоколебательной системы, нетрудно построить логические устройства, которые разделяли бы четные и нечетные полупериоды колебаний, и в зависимости от направления движения воздействовать на АНР с целью его асимметрирования. На рис. 3 приведена схема асимметрируемого элемента.

В изображенной схеме корректирующий сигнал $Z_i = f_y h \frac{C_i P^i}{R(P)}$ отключается в определенные периоды. Периоды включения и отключения сигнала устанавливаются путем логической обработки сигнала ошибки X и сигнала Z , определяющего направление действия дестабилизирующего фактора (скорости, ускорения, момента нагрузки и т. д.). На рис. 3 работа логического устройства интерпретирована с помощью реле Р1, Р2, блоков умножения БУ1, БУ2, однополярного реле ОР1.

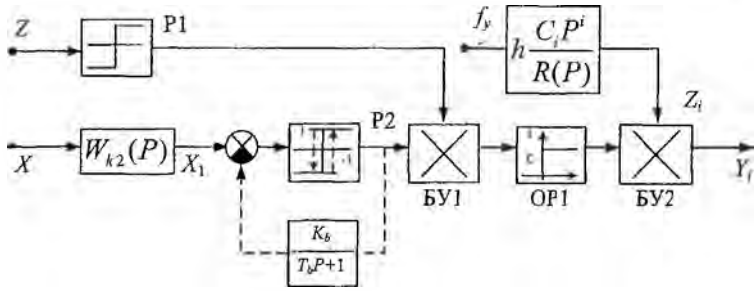


Рис. 3. Структурная схема асимметрирующего элемента

Если знак координаты X_1 совпадает со знаком сигнала Z , то корректирующий сигнал Z_i вводится, если указанные знаки не совпадают, то корректирующий сигнал отключается.

Разработанный алгоритм асимметрирования обеспечивает «квазирелейный» характер управления.

Если произвести гармоническую линеаризацию звена, то можно получить следующие соотношения:

$$X = A_0 + X^*; X^* = A_1 \sin \psi t; \psi = \omega t; Y_i = F_i^0 + \left(a_i + b_i \frac{P}{\omega} \right) X^*; b_i = \frac{2Z_i}{\pi A_1} \sin \varphi_2 \cos \varphi_2;$$

$$a_i = \frac{2Z_2}{\pi A_1} \cos \varphi_2 \cos \psi_2; F_i^0 = \frac{Z_i}{2} + Z_i \frac{\psi_2}{2}; \varphi_2 = \arg[W_{k2}(j\omega)]; \psi_2 = \arcsin \frac{A_0 K_k^0}{A_1 K_k};$$

$$K_k = |W_{k2}(j\omega)|; K_k^0 = |W_{k2}(j\omega)|_{\omega=0}. \quad (13)$$

В тех случаях, когда параметры автоколебаний основного контура системы оказываются неприемлемыми, исходя из требований к периодической составляющей ошибки, для реализации каналов асимметрирования целесообразно организовать в системе внутренние, локально замкнутые контуры высокочастотных автоколебаний и использовать их для асимметрирования нелинейных регуляторов.

На рис. 3 такой автоколебательный контур организован путем вибрационной линеаризации реле коммутации P2 с помощью инерционного звена с передаточной функцией $K_b(T_b P + 1)^{-1}$.

Рассмотрим реализацию изложенной методики синтеза АНР в следящей системе, структурная схема которой приведена на рис. 4.

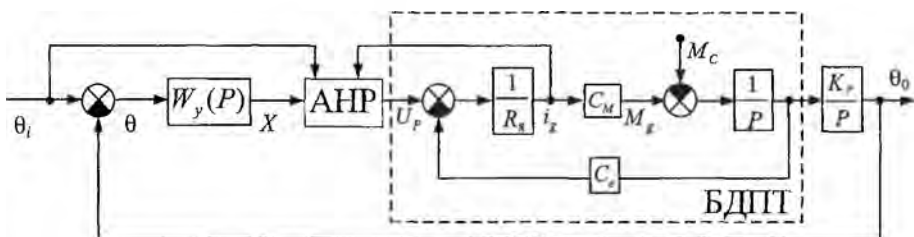


Рис. 4. Структурная схема следящей системы с АНР

Исполнительным элементом следящей системы является бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ) (на рис. 4 выделен пунктиром). Уравнение двигателя без учета электромагнитной постоянной времени запишется в виде

$$\omega_d(P) = \frac{K_d}{T_d P + 1} U_p(P) - \frac{K_m K_d}{T_d P + 1} M_c(P), \quad (14)$$

где K_d , K_m , T_d – коэффициенты передачи по напряжению, моменту, электромеханическая постоянная времени двигателя.

Значения параметров определяются соотношениями:

$$K_d = \frac{1}{C_e}; \quad K_m = \frac{R_a}{C_m}; \quad T_d = \frac{R_a J}{C_m C_e}, \quad (15)$$

где C_e – постоянная противо-ЭДС двигателя; C_m – моментная постоянная; R_a – сопротивление якоря; J – момент инерции.

Для выбора структуры АНР используем соотношения (7)–(12) и рис. 2, 3. Для синтезируемой следящей системы условие (7) запишется в виде

$$F^0 = \frac{1}{K_2} P \theta_i + \frac{T_d}{K_2} P^2 \theta_i + K_m M_c, \quad (16)$$

где $K_2 = K_d K_p$.

Для асимметрирования НР будем использовать управляющий сигнал θ_i и внутреннюю координату системы – ток двигателя i_d .

Выразим значения тока двигателя через координаты системы M_c , θ_i , X

$$i_d = \frac{M_c}{C_m} + \frac{J}{C_m K_p} P^2 \theta_i - \frac{J(T_d P + 1) P^2}{C_m K_p K_y} X. \quad (17)$$

Анализ соотношений (16), (17) позволяет выбрать структуру АНР, состоящую из двух каналов. Первый канал будет компенсировать скоростную составляющую ошибки, второй – ошибку по ускорению и моменту нагрузки. Предположим, что требуемые качественные показатели переходных процессов в режиме свободных движений и при скачкообразных воздействиях обеспечиваются псевдолинейным базовым корректирующим устройством.

На рис. 5 приведена структурная схема синтезированного АНР.

Нелинейный регулятор содержит базовое НКУ и два идентичных асимметрирующих канала, построенных по схеме рис. 3. Для выделения «медленной» составляющей тока двигателя используется инерционный фильтр $B_M(T_f P + 1)^{-1}$. Для получения производной от входного угла применен таходатчик с передаточной функцией VP .

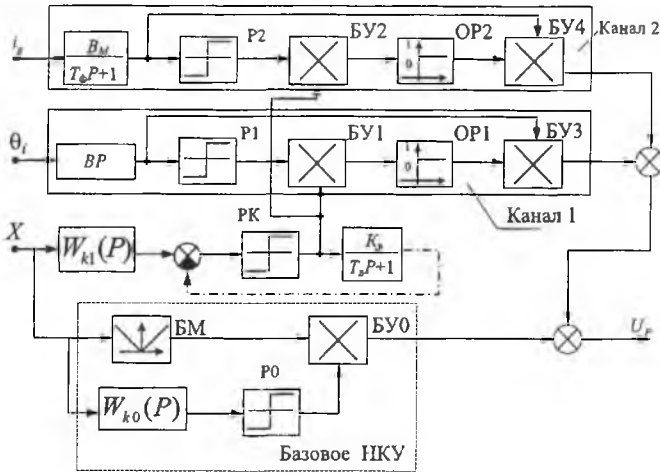


Рис. 5. Структурная схема асимметрируемого нелинейного регулятора

Связь по координате X осуществляется через фазоопережающее звено: $W_{k1}(P) = (T_{k1}P + 1)(G_1 T_{k1}P + 1)^{-1}$ и реле коммутации (РК).

Для вибрационной линеаризации РК использовано аperiodическое звено с передаточной функцией $K_b(T_b P + 1)^{-1}$.

Задача параметрического синтеза АНР состоит в выборе параметров B_M , B , T_ϕ , условия компенсации медленно изменяющейся составляющей ошибки и параметров фильтра $W_{k1}(P)$ из условия обеспечения допустимых параметров автоколебаний.

Для выбора параметров АНР используем метод гармонической линеаризации. При отсутствии постоянной составляющей на входе АНР коэффициенты гармонической линеаризации в соответствии с (8), (11), (12) можно представить в виде:

$$a^H = a_6 + a_1 + a_2; \quad b^H = b_6 + b_1 + b_2; \quad F^0 = F_6^0 + F_1^0 + F_2^0, \quad (18)$$

где a_6 , b_6 , F_6^0 , a_1 , b_1 , F_1^0 , a_2 , b_2 , F_2^0 – коэффициенты гармонической линеаризации соответственно для базового НКУ, первого и второго асимметрирующих каналов.

Значения a_6 , b_6 , F_6^0 определяются соотношениями:

$$a_6 = \frac{1}{\pi}(\pi - 2\varphi_0 + \sin 2\varphi_0); \quad b_6 = \frac{1}{\pi}(1 - \cos 2\varphi_0); \quad F_6^0 = 0; \quad \varphi_0 = \arg[W_{k0}(j\omega)]. \quad (19)$$

Из (13) при $A_0 = 0$ получим:

$$a_1 = \frac{2bP\theta_i}{\pi A_1} \cos \varphi_1; \quad b_1 = \frac{2bP\theta_i}{\pi A_1} \sin \varphi_1; \quad F_1^0 = \frac{bP\theta_i}{2}; \quad \varphi_1 = \arg[W_{k1}(j\omega)]. \quad (20)$$

Коэффициенты гармонической линеаризации второго канала в соответствии с (17) будут иметь три составляющие:

$$a_2 = a_2^{(1)} + a_2^{(2)} + a_2^{(3)}; \quad b_2 = b_2^{(1)} + b_2^{(2)} + b_2^{(3)}; \quad F_2^0 = F_2^{(1)} + F_2^{(2)} + F_2^{(3)}. \quad (21)$$

Для «медленной» составляющей влияние фильтра $(T_\Phi P + 1)^{-1}$ незначительно. Поэтому с учетом (13) при $A_0 = 0$ можно записать:

$$a_2^{(1)} = \frac{2b_m M_c}{\pi C_m A_1} \cos \varphi_1; \quad b_2^{(1)} = \frac{2b_m M_c}{\pi C_m A_1} \sin \varphi_1; \quad F_2^{(1)} = \frac{b_m M_c}{2C_m}. \quad (22)$$

Соотношения принимают вид:

$$a_2^{(2)} = \frac{2Jb_m}{\pi C_m K_p A_1} P^2 \theta_i \cos \varphi_1; \quad b_2^{(2)} = \frac{2Jb_m}{\pi C_m K_p A_1} P^2 \theta_i \sin \varphi_1; \quad F_2^{(2)} = \frac{Jb_m}{2C_m K_p} P^2 \theta_i. \quad (23)$$

Коэффициенты $a_2^{(3)}$, $b_2^{(3)}$, $F_2^{(3)}$ определяются соотношениями:

$$a_2^{(3)} = \frac{b_m J \omega^2 \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}{2C_m K_y K_p \sqrt{T_\Phi^2 \omega^2 + 1}} \cos(\varphi_y + \varphi_\Phi);$$

$$b_2^{(3)} = \frac{b_m J \omega^2 \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}{2C_m K_y K_p \sqrt{T_\Phi^2 \omega^2 + 1}} \sin(\varphi_y + \varphi_\Phi);$$

$$F_2^{(3)} = A_1 \frac{b_m j \omega^2 \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}{\pi C_m K_y K_p \sqrt{T_\Phi^2 \omega^2 + 1}} \cos(\varphi_y + \varphi_\Phi - \varphi_1); \quad (24)$$

$$\varphi_y = \arctg T_y; \quad \varphi_\Phi = -\arctg T_\Phi \omega; \quad \varphi_1 = \arctg [T_{K1} (1 - G_1) \omega (1 + T_{K1}^2 G_1 \omega^2)^{-1}].$$

Запишем условие компенсации «медленной» составляющей ошибки (16) с учетом (19), (20), (22)–(24)

$$\frac{b}{2} P \theta_i + \frac{b_m}{2C_m} M_c + \frac{Jb_m}{2C_m K_p} P^2 \theta_i + F_2^{(3)} = \frac{1}{K_2} P \theta_i + \frac{T_d}{K_2} P^2 \theta_i + K_m M_c. \quad (25)$$

Как показали результаты моделирования, составляющая $F_2^{(3)}$ значительно меньше составляющих F_2^0 , $F_2^{(1)}$, $F_2^{(2)}$ и, как следует из (24), уменьшается с увеличением постоянной фильтра T_Φ . Поэтому, положив $F_2^{(3)} \approx 0$, из (25) получим:

$$b = \frac{2}{K_m}; \quad b_m = 2K_m C_m. \quad (26)$$

Из выведенных соотношений (26) и уравнений (15) следует тождество:

$$\frac{j b_m}{2C_m K_p} = \frac{T_d}{K_2}. \quad (27)$$

Таким образом, канал асимметрирования по току компенсирует «медленную» составляющую ошибки по моменту нагрузки и ускорению входного вала.

Для исследования автоколебательных движений, объединяя коэффициенты гармонической линеаризации с частотной характеристикой системы, можно выделить два уравнения, из которых определяется частота и амплитуда колебаний. Если линейная часть системы определяется передаточной функцией $W_n(P) = K_y K_2 [(T_y P + 1)(T_d P + 1)P]^{-1}$, то получим уравнения:

$$\begin{cases} -(T_y + T_d)\omega^2 + K_n a^H = 0; \\ -T_y T_d \omega^3 + \omega + K_n b^H = 0, \end{cases} \quad (28)$$

где $K_n = K_y K_2$.

Рассмотрим режим работы следящей системы при $\theta_i = at$; $M_c = M_n = \text{const}$. Тогда для определения частоты автоколебаний из уравнений (18), (21), (22), (28) при $a_2^{(2)} = 0$, $b_2^{(2)} = 0$ получим соотношение

$$\text{tg} \varphi_1 = \frac{T_d T_y \omega^3 - \omega - K_n (b_6 + b_2^{(3)})}{(T_d + T_y)\omega^2 - K_n (a_6 + a_2^{(3)})}. \quad (29)$$

Совместное решение последнего уравнения (20) и (29) определяет значение частоты автоколебаний, а из уравнения (28) можно найти относительную амплитуду колебаний

$$\bar{A} = \frac{A_1}{b_m M_n / C_m + ba} = \frac{2K_n \cos \varphi_1}{\pi [(T_y + T_d)\omega^2 - K_n (a_6 + a_2^{(3)})]}. \quad (30)$$

Совместное решение уравнений (29), (30) позволяет получить зависимость амплитуды автоколебаний от частоты.

Для определения относительной амплитуды колебаний ошибки $\bar{\theta}_m$ необходимо использовать амплитудную частотную характеристику звена $W_y(P)$:

$$\bar{\theta}_m = \frac{\theta_m}{b_m M_n / C_m + ba} = \frac{\bar{A}_1}{|W_y(j\omega)|}; \quad |W_y(j\omega)| = \frac{K_y}{\sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}. \quad (31)$$

На рис. 6 приведены графики для определения частоты автоколебаний, а на рис. 7 – относительной амплитуды $\bar{\theta}_m$ для следящей системы с параметрами:

$$T_y = 0,02 \text{ с}; \quad K_y = 50 \text{ в/рад}; \quad C_e = 0,05 \text{ в с}; \quad R_n = 20 \text{ Ом}; \quad C_M = 0,0231 \text{ НМ/а};$$

$$a_2 = a_2^{(1)} + a_2^{(2)} + a_2^{(3)}; \quad b_2 = b_2^{(1)} + b_2^{(2)} + b_2^{(3)}; \quad F_2^0 = F_2^{(1)} + F_2^{(2)} + F_2^{(3)}. \quad (21)$$

Для «медленной» составляющей влияние фильтра $(T_\Phi P + 1)^{-1}$ незначительно. Поэтому с учетом (13) при $A_0 = 0$ можно записать:

$$a_2^{(1)} = \frac{2b_m M_c}{\pi C_m A_1} \cos \varphi_1; \quad b_2^{(1)} = \frac{2b_m M_c}{\pi C_m A_1} \sin \varphi_1; \quad F_2^{(1)} = \frac{b_m M_c}{2C_m}. \quad (22)$$

Соотношения принимают вид:

$$a_2^{(2)} = \frac{2Jb_m}{\pi C_m K_p A_1} P^2 \theta_i \cos \varphi_1; \quad b_2^{(2)} = \frac{2Jb_m}{\pi C_m K_p A_1} P^2 \theta_i \sin \varphi_1; \quad F_2^{(2)} = \frac{Jb_m}{2C_m K_p} P^2 \theta_i. \quad (23)$$

Коэффициенты $a_2^{(3)}$, $b_2^{(3)}$, $F_2^{(3)}$ определяются соотношениями:

$$a_2^{(3)} = \frac{b_m J \omega^2 \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}{2C_m K_y K_p \sqrt{T_\Phi^2 \omega^2 + 1}} \cos(\varphi_y + \varphi_\Phi);$$

$$b_2^{(3)} = \frac{b_m J \omega^2 \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}{2C_m K_y K_p \sqrt{T_\Phi^2 \omega^2 + 1}} \sin(\varphi_y + \varphi_\Phi);$$

$$F_2^{(3)} = A_1 \frac{b_m j \omega^2 \sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}{\pi C_m K_y K_p \sqrt{T_\Phi^2 \omega^2 + 1}} \cos(\varphi_y + \varphi_\Phi - \varphi_1); \quad (24)$$

$$\varphi_y = \operatorname{arctg} T_y; \quad \varphi_\Phi = -\operatorname{arctg} T_\Phi \omega; \quad \varphi_1 = \operatorname{arctg} [T_{K1}(1 - G_1)\omega(1 + T_{K1}^2 G_1 \omega^2)^{-1}].$$

Запишем условие компенсации «медленной» составляющей ошибки (16) с учетом (19), (20), (22)–(24)

$$\frac{b}{2} P \theta_i + \frac{b_m}{2C_m} M_c + \frac{Jb_m}{2C_m K_p} P^2 \theta_i + F_2^{(3)} = \frac{1}{K_2} P \theta_i + \frac{T_d}{K_2} P^2 \theta_i + K_m M_c. \quad (25)$$

Как показали результаты моделирования, составляющая $F_2^{(3)}$ значительно меньше составляющих F_2^0 , $F_2^{(1)}$, $F_2^{(2)}$ и, как следует из (24), уменьшается с увеличением постоянной фильтра T_Φ . Поэтому, положив $F_2^{(3)} \approx 0$, из (25) получим:

$$b = \frac{2}{K_m}; \quad b_m = 2K_m C_m. \quad (26)$$

Из выведенных соотношений (26) и уравнений (15) следует тождество:

$$\frac{jb_m}{2C_m K_p} = \frac{T_d}{K_2}. \quad (27)$$

Таким образом, канал асимметрирования по току компенсирует «медленную» составляющую ошибки по моменту нагрузки и ускорению входного вала.

Для исследования автоколебательных движений, объединяя коэффициенты гармонической линеаризации с частотной характеристикой системы, можно выделить два уравнения, из которых определяется частота и амплитуда колебаний. Если линейная часть системы определяется передаточной функцией $W_n(P) = K_y K_2 [(T_y P + 1)(T_d P + 1)P]^{-1}$, то получим уравнения:

$$\begin{cases} -(T_y + T_d)\omega^2 + K_n a^H = 0; \\ -T_y T_d \omega^3 + \omega + K_n b^H = 0, \end{cases} \quad (28)$$

где $K_n = K_y K_2$.

Рассмотрим режим работы следящей системы при $\theta_i = at$; $M_c = M_n = \text{const}$. Тогда для определения частоты автоколебаний из уравнений (18), (21), (22), (28) при $a_2^{(2)} = 0$, $b_2^{(2)} = 0$ получим соотношение

$$\text{tg} \varphi_1 = \frac{T_d T_y \omega^3 - \omega - K_n (b_6 + b_2^{(3)})}{(T_d + T_y) \omega^2 - K_n (a_6 + a_2^{(3)})}. \quad (29)$$

Совместное решение последнего уравнения (20) и (29) определяет значение частоты автоколебаний, а из уравнения (28) можно найти относительную амплитуду колебаний

$$\bar{A} = \frac{A_1}{b_m M_n / C_m + ba} = \frac{2K_n \cos \varphi_1}{\pi [(T_y + T_d) \omega^2 - K_n (a_6 + a_2^{(3)})]}. \quad (30)$$

Совместное решение уравнений (29), (30) позволяет получить зависимость амплитуды автоколебаний от частоты.

Для определения относительной амплитуды колебаний ошибки $\bar{\theta}_m$ необходимо использовать амплитудную частотную характеристику звена $W_y(P)$:

$$\bar{\theta}_m = \frac{\theta_m}{b_m M_n / C_m + ba} = \frac{\bar{A}_1}{|W_y(j\omega)|}; \quad |W_y(j\omega)| = \frac{K_y}{\sqrt{T_y^2 \omega^2 + 1}}. \quad (31)$$

На рис. 6 приведены графики для определения частоты автоколебаний, а на рис. 7 – относительной амплитуды $\bar{\theta}_m$ для следящей системы с параметрами:

$$T_y = 0,02 \text{ с}; \quad K_y = 50 \text{ в/рад}; \quad C_e = 0,05 \text{ вс}; \quad R_x = 20 \text{ Ом}; \quad C_M = 0,0231 \text{ НМ/а};$$

$$J = 60,8 \cdot 10^{-7} \text{ кг} \cdot \text{м}^2; K_d = 20 \text{ л/бс}; K_m = 866 \text{ в/нм}; T_d = 0,1 \text{ с}; K_p = 0,1 \text{ с};$$

$$W_{k0}(P) = (0,1P + 1)(0,01P + 1)^{-1}. \quad (32)$$

Из анализа рис. 6, 7 следует, что с введением асимметрирующей связи по току двигателя уменьшается частота и увеличивается относительная амплитуда автоколебаний (кривые 2, 3) по сравнению с системой без связи по току (кривая 1).

Уменьшение амплитуды автоколебаний и увеличение частоты возможно за счет увеличения постоянной времени фильтра (кривые 2, 3) и увеличения угла опережения φ_1 , звена $W_{k1}(P)$ (кривые 4, 5, рис. 6).

Постоянная времени фильтра T_ϕ должна превышать в 5–10 раз наибольшую постоянную времени элементов системы. Если использовать дифференцирующее звено $W_{k1}(P) = T_{k1}P + 1$, то частота автоколебаний будет стремиться к бесконечности, а амплитуда – к нулю.

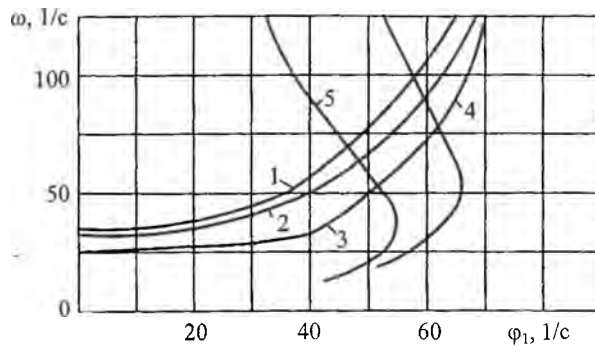


Рис. 6. Графическое определение частоты автоколебаний. 1, 2, 3 – зависимость $\omega = f(\varphi_1)$ из (29) для: 1 – системы без асимметрирования по току; 2 – с асимметрированием по току при $T_\phi = 0,5 \text{ с}$; 3 – с асимметрированием по току при $T_\phi = 0,1 \text{ с}$; 4, 5 – фазочастотные характеристики звена $W_{k1}(P) = (0,1P + 1)(G_1 0,01P + 1)^{-1}$ при $G_1 = 0,05, G_2 = 0,1$

Уравнения (29), (31) и рис. 6, 7 используются для параметрического синтеза фильтра $W_{k1}(P)$ из условия обеспечения допустимых параметров автоколебаний.

Частота автоколебаний должна превышать наибольшую частоту управляющего сигнала и находиться вне полосы помех.

При использовании в качестве корректирующего фильтра звена $W_{k1}(P) = (T_{k1}P + 1)(G_1 T_{k1}P + 1)^{-1}$ из условия помехоустойчивости значение G_1 , определяющее эффективность устройства, рекомендуется выбирать больше 0,05.

Для нахождения постоянной времени T_{k1} поместим максимум фазовой характеристики $\max\{\varphi_1(\omega)\} = \arctg[(1 - G_1)/(2\sqrt{G_1})]$ на частоте среза линейной

части системы ω_{cp} . Это допущение имеет физический смысл, так как частота среза близка к резонансной частоте системы и к частоте колебаний в переходном режиме. Такое расположение фазовой характеристики обеспечит наибольшее фазовое опережение в зоне частот колебаний системы в переходном режиме, а следовательно, и быстрое затухание переходной составляющей. При принятых допущениях имеем

$$T_{K1} = \frac{1}{\omega_{cp} \sqrt{G_1}} \quad (33)$$

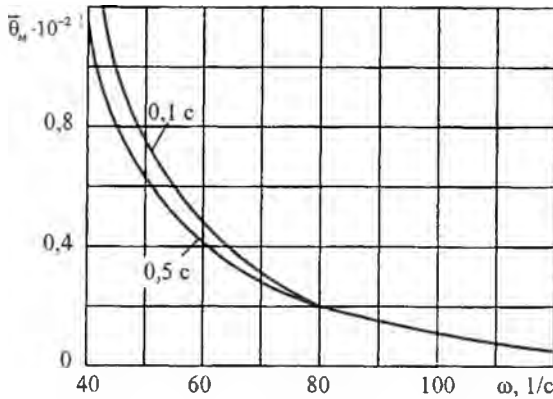


Рис. 7. Зависимость относительной амплитуды автоколебаний ошибки

от частоты при $T_{\phi} = \frac{1}{\omega_{cp}}$

Для рассматриваемого примера – $\omega_{cp} = 32$ 1/с, и из (33) при $G_1 = 0,1$ получим $T_{K1} = 0,0988$ с.

Выбор параметров фильтра $W_{k1}(P)$ при условии (33) будем производить в следующей последовательности:

1. Для заданной допустимой амплитуды колебаний $\theta_{тд}$ при максимальных значениях M_n и a определяем из (31) допустимую относительную амплитуду $\bar{\theta}_{тд}$.

2. Из рис. 7 или соотношений (29), (30) рассчитывается значение частоты автоколебаний ω_0 . При этом частота ω_0 должна быть больше заданной допустимой частоты $\omega_{доп}$.

3. Значения параметров T_{k1} и G_1 находятся путем совместного решения уравнения (33) и соотношения

$$\text{tg}\varphi_{10} = \frac{T_{k1}(1 - G_1)\omega_0}{1 + T_{k1}^2 G_1 \omega_0^2}, \quad (34)$$

где $\text{tg}\varphi_{10}$ определяется из (29) или рис. 6 при значении $\omega = \omega_0$.

Из соотношений (33), (34) получим формулы:

$$T_{kl} = \frac{\operatorname{tg}\varphi_{10}}{2\omega_0} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{cp}} \right)^2 \right] + \sqrt{\left\{ \frac{\operatorname{tg}\varphi_{10}}{2\omega_0} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{cp}} \right)^2 \right] \right\}^2 + \frac{1}{\omega_{cp}^2}}; \quad G_1 = \frac{1}{\omega_{cp}^2 T_{kl}^2}. \quad (35)$$

ВЫВОД

Таким образом, предложенная методика позволяет синтезировать параметры АНР из условия компенсации медленно изменяющейся ошибки на основе соотношений (26) и выбрать параметры фильтра $W_{kl}(P)$ из условия допустимых частоты и амплитуды автоколебаний из уравнений (35).

ЛИТЕРАТУРА

1. Пальтов И. П. Качество процессов и синтез корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах. – М.: Наука, 1975. – 368 с.
2. Куличенко А. Г., Михалев А. С. Комбинированное управление системами способом параметрического асимметрирования характеристик нелинейных звеньев // Автоматика и телемеханика. – 1977. – № 11. – С. 201–203.
3. Хлыпало Е. И. Расчет и проектирование нелинейных корректирующих устройств в автоматических системах. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 272 с.
4. Попов Е. П. Прикладная теория процессов управления в нелинейных системах. – М.: Наука, 1974. – 584 с.

Представлена кафедрой
автоматизированных
информационных систем

Поступила 13.01.2006