

ГАРМОНИЧЕСКИЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭДС САР ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ДВИГАТЕЛЯ

В. А. БЕЙНАРОВИЧ, А. А. ЗУБОК

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

При проектировании САР электроприводов с подчиненным регулированием поля приводного двигателя, вследствие зависимости эдс от произведения скорости на поток возбуждения, использование хорошо разработанных частотных методов расчета затрудняется наличием нелинейностей типа «умножение». В этих случаях весьма эффективным может оказаться метод гармонической линеаризации [1], позволяющий определить эквивалентные частотные характеристики нелинейных систем [2].

Ниже дается вывод гармонического коэффициента передачи контура регулирования эдс приводного двигателя в САР с зависимым регулированием поля. Структурная схема контура приведена на рис. 1, а,

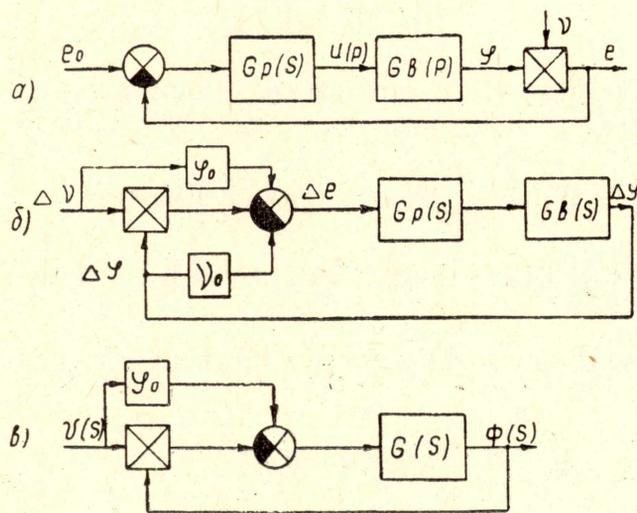


Рис. 1.

где обозначены в относительных единицах изображения по Лапласу: эдс e_0 , с которого начинается ослабление поля; текущих значений эдс e , скорости v , потока ϕ ; напряжения регулятора поля U_p , а также передаточные функции регулятора эдс $G_p(s)$ и устройства регулирования потока возбуждения $G_b(s)$. При $e \leq e_0$ регулятор эдс ра-

ботает в режиме ограничения, обеспечивая постоянный начальный поток возбуждения φ_0 . При превышении скоростью значения $v_0 = \frac{e_0}{\varphi_0}$ на Δv , начинается ослабление поля $\Delta\varphi$

$$\Delta\varphi = -(v_0 + \Delta v)(\varphi_0 + \Delta\varphi)G_p(S) \cdot G_b(S), \quad (1)$$

что отражается структурной схемой рис. 1,б. При заданной во времени функции отклонения скорости $\Delta v(t)$, имеющей изображение по Лапласу $U(S)$, временная функция отклонения потока $\Delta\varphi(t)$ будет иметь изображение $\Phi(S)$, и структурная схема может быть представлена рис. 1,в, где фильтром низких частот является звено

$$G(S) = \frac{G_p(S)G_b(S)}{1 + v_0 G_p(S)G_b(S)}. \quad (2)$$

Изображение по Лапласу произведения функций представляется

$$L[\Delta v(t) \cdot \Delta\varphi(t)] = \sum_{\kappa=1}^q \frac{A(S_\kappa)}{B'(S_\kappa)} \Phi(S - S_\kappa), \quad (3)$$

где $U(S) = \frac{A(S)}{B'(S)}$ имеет q простых корней S_κ и κ — номер корня.

С учетом (3) для рис. 1,в можно записать

$$\Phi(S) = G(S) \left[\varphi_0 \cdot U(S) - \sum_{\kappa=1}^q \frac{A(S_\kappa)}{B'(S_\kappa)} \Phi(S - S_\kappa) \right]. \quad (4)$$

Подадим на вход контура гармоническое воздействие (косинусоиду) с изображением

$$U(S) = |u| \frac{S}{S^2 + \omega^2}. \quad (5)$$

Подставляем (5) в (4) и, рассматривая решение на оси $j\omega$, определяем изображение выходной величины в виде суммы ряда

$$\begin{aligned} \Phi(S) &= \sum_{n=0}^{\infty} \Phi(jn\omega) = \varphi_0 U(j\omega) G(j\omega) - \\ &- \frac{|u|}{2} \sum_{n=0}^{\infty} G_n(jn\omega) \{ \Phi_n[(n+1)j\omega] + \Phi_n[(n-1)j\omega] \}. \end{aligned} \quad (6)$$

Приравнивая члены одного порядка n в (6), получим систему рекуррентных уравнений

$$\left. \begin{aligned} \Phi_0 &= -\frac{|u|}{2} G_0(\Phi_1 + \Phi_{-1}); \\ \Phi_1 &= G_1 U_1 \varphi_0 - \frac{|u|}{2} G_1(\Phi_2 + \Phi_0); \\ \Phi_2 &= -\frac{|u|}{2} G_2(\Phi_3 + \Phi_1); \\ &\dots \\ \Phi_n &= -\frac{|u|}{2} G_n(\Phi_{n+1} + \Phi_{n-1}), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\Phi_{-1} = \Phi(-j\omega)$; $\Phi_0 = \Phi(0)$; $\Phi_1 = \Phi(j\omega)$; ... $\Phi_n = \Phi(jn\omega)$;
 $G_0 = G(0)$; $G_1 = G(j\omega)$; ($G_2 = G(j2\omega)$); ... $G_n = G(jn\omega)$;
 $U_1 = U(j\omega) = |u|$; $\Phi_1 = |\Phi_1| \cdot e^{j\psi_1}$.

Отметим, что

$$\Phi_1 + \Phi_{-1} = \Phi_1(1 + e^{-j2\psi_1}) = \Phi_1 2 e^{-j\psi_1} \cos \psi_1, \quad (8)$$

где ψ_1 — фазовый сдвиг выходного сигнала Φ_1 относительно входного U_1 .

Исключая в (7) все Φ_k , кроме Φ_1 , находим гармонический коэффициент передачи контура (рис. 1, в)

$$G_3 = \frac{\Phi_1}{U_1} = \frac{\Phi_0 G_1}{1 - G_0 G_1 \frac{|u|^2}{2} e^{-j\psi_1} \cos \psi_1 - \frac{G_1 G_2 \frac{|u|^2}{4}}{1 - \frac{G_2 G_3 \frac{|u|^2}{4}}{1 - \frac{G_3 G_4 \frac{|u|^2}{4}}{1 - \dots}}}}. \quad (9)$$

Для удобства записи обозначим

$$M = \frac{\Phi_0 G_1}{G_1 G_2 \frac{|u|^2}{4}} = \frac{\Phi_0}{\frac{|u|^2}{4}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{G_2 G_3 \frac{|u|^2}{4}}{1 - \dots}} = \frac{\Phi_0}{G_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{G_2} - \frac{1}{G_3} - \dots}. \quad (10)$$

Тогда из (9) и (10) можно записать

$$\frac{1}{M} = \frac{1}{G_3} + \frac{|u|^2 G_0}{2 \Phi_0} e^{-j\psi_1} \cos \psi_1; \quad (11)$$

но

$$G_3 = \frac{\Phi_1}{U_1} = \frac{|\Phi_1| e^{j\psi_1}}{|u|};$$

тогда

$$M = \frac{|\Phi_1| e^{j\psi_1}}{|u| + \frac{|u|^2 G_0}{2 \Phi_0} |\Phi_1| \cos \psi_1} = |M| e^{j\psi_1} \quad (12)$$

и

$$\psi_1 = \arctg \frac{Im\{M\}}{Re\{M\}}. \quad (13)$$

С учетом (13) выражение гармонического коэффициента из (11) определится

$$G_3 = \frac{M}{1 - \frac{|u|^2 G_0}{2 \varphi_0} |M| \cos \psi_1} = \frac{M}{1 - \frac{|u|^2 G_0}{2 \varphi_0} \operatorname{Re}\{M\}} \quad (14)$$

По расчетным формулам (10), (13) и (14) для контура регулирования эдс с линейной частью (2) при гармоническом отклонении скорости Δv с амплитудой $|u|$ в окрестностях начальных значений $\varphi_0 = v_0 = 1$ были рассчитаны амплитудная и фазовая частотные характеристики гармонического коэффициента передачи, приведенные на рис. 2.

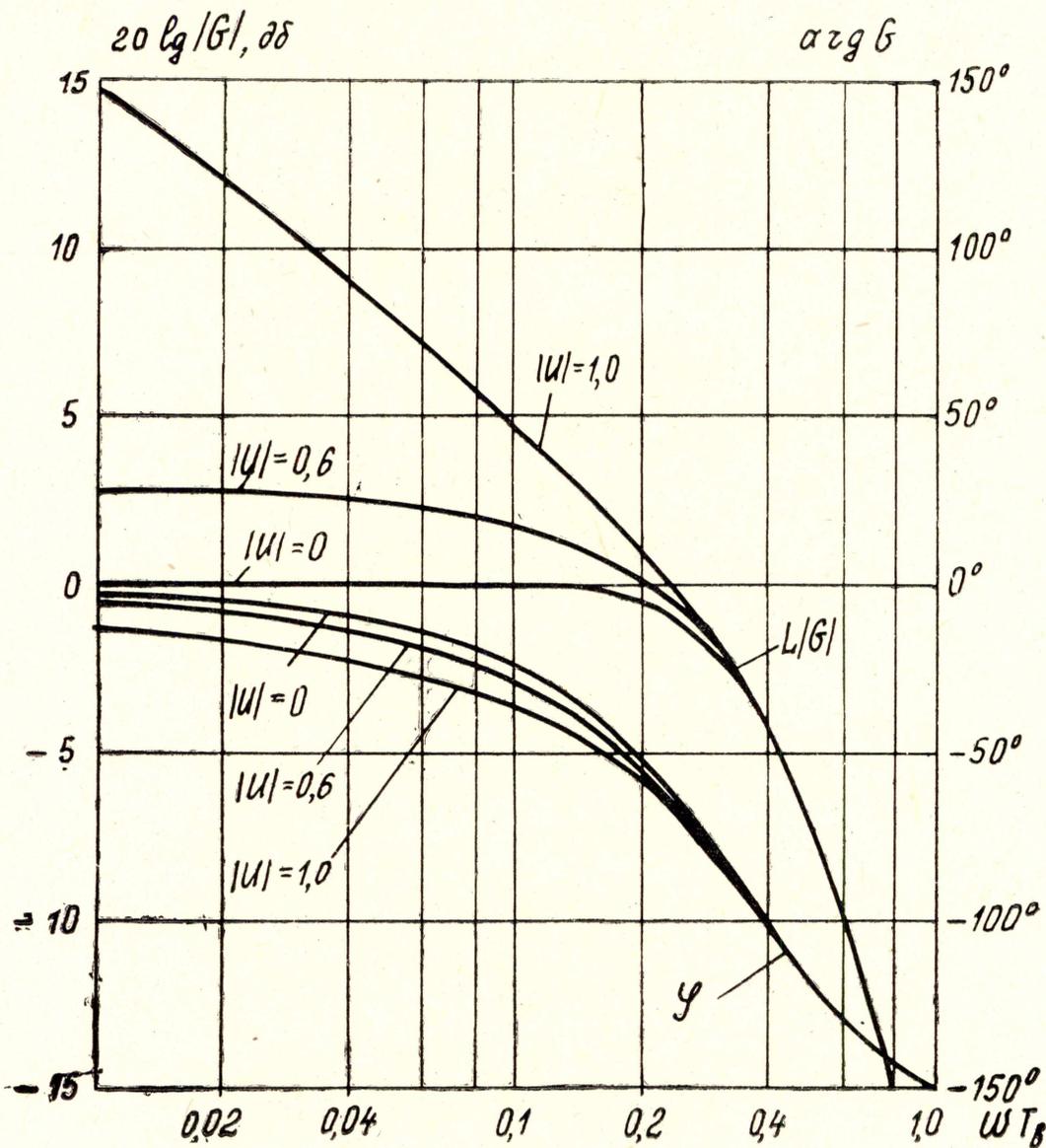


Рис. 2.

При расчете предполагалось, что регулятор эдс настроен по техническому оптимуму [4] $G_p(S) = \frac{1}{4T_b S}$ (где T_b — эквивалентная некомпенсируемая постоянная времени контура возбуждения), а контур регулирования тока возбуждения аппроксимирован уравнением первого порядка.

Рассмотрение характеристик рис. 2 показывает, что гармонический коэффициент передачи контура регулирования эдс существенно зависит от амплитуды входного гармонического воздействия. При малых амплитудах входного воздействия контур регулирования эдс может быть представлен эквивалентным динамическим звеном, не учитывающим действие умножения и имеющим неизменные логарифмические частотные характеристики. Так, при $|u| \leq 0,5$ ошибка в ЛАЧХ не превышает 2дБ, а ошибка в ЛФЧХ не более 3—4°.

Полученные зависимости позволяют использовать известные частотные методы [2] для анализа и синтеза нелинейных САР, содержащих нелинейности типа «умножение».

ЛИТЕРАТУРА

1. Метод гармонической линеаризации в проектировании нелинейных систем автоматического управления. Сб. под ред. Ю. И. Топчеева, М., «Машиностроение», 1970.
2. А. А. Вавилов. Частотные методы расчета нелинейных систем. М., «Энергия», 1970.
3. М. Ф. Гарднер, Д. Л. Бэрнс. Переходные процессы в линейных системах. М., Физматгиз, 1961.
4. Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970.
5. I. Miljan. Messen-Reglen-Steueren. Heft 4, 1969, s. 145—149.