

АСУ ГС. Идеальный И-регулятор и ИД-регулятор делают АСУ ГС структурно неустойчивой. Качественные оценки областей устойчивости системы представлены на рис. 1.

Оценка областей устойчивости выполнена при условии

$$c_1 > \frac{T_{дв}}{k_0 d_1} d_2^2.$$

Очевидно, что при уменьшении параметра c_1 ПД-регулятора предельное значение $k_{рег}$ с ростом T_1 стремится к значению $\frac{1}{k_0 T_{дв}}$, а область устойчивости, ограниченная кривой 2, вырождается в область, ограниченную кривой 4. При уменьшении параметра d_1 реального И-регулятора область устойчивости системы расширяется до области, ограниченной кривой 4. Указанная закономерность обусловлена вырождением регулятора в П-регулятор.

Качественные оценки при заданном изменении T_1 и значении $k_{рег}$ позволяют осуществить предварительный выбор типа регулятора АСУ ГС. При этом очерчивается область устойчивости системы в параметрах настройки выбранного типа регулятора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д у б и л о в и ч В.М., К о с т ю к о в с к и й А.Г. О передаточной функции плоского гелиостата для солнечной электростанции. — Гелиотехника, 1981, № 5, с. 43–48. 2. Т е п л я к о в Д.И. Концентрирующая способность зеркальных систем СЭС класса ЭНИНа. — В сб.: Солнечные энергетические установки. М.: ЭНИН, 1974. — 135 с. 3. Д у б и л о в и ч В.М. Области устойчивости систем автоматического регулирования. — Минск: Вышэйшая школа, 1971. — 141 с. 4. Б е с е к е р с к и й В.А., П о п о в Е.П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1975. — 768 с.

УДК 621.314.26

Б.И. ФИРАГО, канд.техн.наук,

В.Г. СИДОРОВ, ассистент,

С.Ю. ДОЛЖНИКОВ, мл.науч.сотр. (БПИ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ТИРИСТОРНОГО ЦИКЛОКОНВЕРТОРА

В связи с нелинейностью уравнений электромагнитных процессов в асинхронных двигателях (АД) строгий их анализ связан со значительными математическими трудностями.

Поэтому широкое распространение получили приближенные методы расчета электромагнитных процессов при линеаризации дифференциальных уравнений [1]. Несмотря на возрастающее использование вычислительной техники, "приближенные аналитические методы не потеряли своего значения, а остаются весьма полезными для практики" [2].

Один из методов приближенного учета электромагнитных процессов в АД основан на динамической характеристике [1]:

$$M + T_3 \frac{dM}{dt} = \frac{2 M_k}{s_k} s, \quad (1)$$

где M_k, s_k — соответственно критический момент и критическое скольжение АД, T_3 — электромагнитная постоянная времени, равная

$$T_3 = \frac{1}{\omega_1 s_k}, \quad (2)$$

$\omega_1 = 2 \pi f_1$ — угловая частота сети; M, s — текущие значения электромагнитного момента и скольжения АД.

Примем метод [1] для исследования динамики АД при питании от тиристорного циклоконвертора, где переменными могут быть как частота, так и момент двигателя.

Линеаризуем уравнения АД, записанные для первой гармоники напряжения, при частотном управлении [3]:

$$M = \frac{3U_{\text{НОМ}}^2}{\omega_0 \text{НОМ}} \cdot \frac{R_r' s \gamma^2}{(b^2 + c^2 a_f^2) s^2 + 2R_s R_r' a_f s + (d^2 + e^2 a_f^2) R_r'^2}; \quad (3)$$

$$E = U_{\text{НОМ}} \gamma a_f \cdot \sqrt{\frac{R_r'^2 + X_r'^2 s^2}{(b^2 + c^2 a_f^2) s^2 + 2R_s R_r' a_f s + (d^2 + e^2 a_f^2) R_r'^2}}; \quad (4)$$

$$\omega_r = \omega_{0\text{НОМ}} (a_f - s); \quad (5)$$

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}; \quad (6)$$

$$a_f = \frac{f_2}{f_{\text{НОМ}}}; \quad s = \frac{\Delta \omega_r}{\omega_0 \text{НОМ}} = \frac{f_r}{f_{\text{НОМ}}}; \quad \gamma = \frac{U_s(1)}{U_{\text{НОМ}}};$$

$$\left. \begin{aligned} d &= \frac{R_s}{X_\mu}; \quad b = R_s \left(1 + \frac{X_r'}{X_\mu}\right); \quad e = 1 + \frac{X_s}{X_\mu}; \\ c &= X_s + X_r' + \frac{1}{X_\mu} X_s X_r', \end{aligned} \right\}$$

$U_{\text{НОМ}}, U_s(1)$ — соответственно действующие значения номинального и первой гармоники фазного напряжения статора АД; E — действующее значение ЭДС статора АД при данной частоте f_2 ; $\omega_0 \text{НОМ}, \Delta \omega_r$ — соответственно синхронная угловая скорость при номинальной частоте $f_{\text{НОМ}}$ и абсолютное падение угловой скорости ротора; f_r — механическая частота ротора; R_s, X_s — активное и индуктивное сопротивления фазы статора при номинальной частоте; R_r', X_r' — приведенное активное и индуктивное сопротивления ротора при номинальной частоте; R_μ, X_μ — активное и индуктивное сопротивления ко-

нтура намагничивания при номинальной частоте; J — момент инерции электропривода.

Переходя к приращениям в уравнениях (1) — (6) и записывая их в операторной форме, получим

$$\left. \begin{aligned} (1+T_3) \Delta M(p) &= \mu_1 \Delta a_f(p) + \mu_2 \Delta s(p) + \mu_3 \Delta \gamma(p); \\ \Delta E(p) &= \eta_1 \Delta a_f(p) + \eta_2 \Delta s(p) + \eta_3 \Delta \gamma(p); \\ \Delta M(p) &= J (\omega_{0 \text{ ном}} p (\Delta a_f(p) - \Delta s(p)) + \Delta M_c(p), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \mu_1 &= \frac{\partial M}{\partial a_f}; \quad \mu_2 = \frac{\partial M}{\partial s}; \quad \mu_3 = \frac{\partial M}{\partial \gamma}; \\ \eta_1 &= \frac{\partial E}{\partial a_f}; \quad \eta_2 = \frac{\partial E}{\partial s}; \quad \eta_3 = \frac{\partial E}{\partial \gamma}. \end{aligned} \right\}$$

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_1 &= \frac{\mu_1}{\mu_2}; \quad \epsilon_2 = \frac{\mu_3}{\mu_2}; \quad \epsilon_3 = \frac{1}{\mu_2}; \\ T_M &= \frac{J \omega_{0 \text{ ном}}}{\mu_2}. \end{aligned} \right\}$$

где T_M — электромеханическая постоянная времени электропривода.

Теперь, преобразуя (7), находим

$$\left. \begin{aligned} \Delta s(p) &= W_1(p) \Delta a_f(p) - W_2(p) \Delta \gamma(p) + W_3(p) \Delta M_c(p); \\ \Delta E(p) &= W_4(p) \Delta a_f(p) + W_5(p) \Delta \gamma(p) + W_6(p) \Delta M_c(p); \\ \Delta \omega_r(p) &= \omega_{0 \text{ ном}} (1 - W_1(p) \Delta a_f(p) + W_2(p) \Delta \gamma(p) - \\ &\quad - W_3(p) \Delta M_c(p)), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{p^2 T_3 T_M + p T_M - \epsilon_1}{p^2 T_3 T_M + p T_M + 1}; \\ W_2(p) &= \frac{\epsilon_2}{p^2 T_3 T_M + p T_M + 1}; \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} W_3(p) &= \frac{\epsilon_3 (1 + pT_3)}{p^2 T_3 T_M + pT_M + 1} ; \\ W_4(p) &= \eta_1 + \eta_2 W_1(p) ; \\ W_5(p) &= \eta_3 - \eta_2 W_2(p) ; \\ W_6(p) &= \eta_2 W_3(p) . \end{aligned} \right\}$$

Линеаризованные операторные уравнения регулятора с обратной связью по ЭДС [4] системы циклоконвертор-асинхронный двигатель (Ц-АД) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_s(p) &= W_p(p) \Delta E_y(p) ; \\ \Delta E_y(p) &= F(p) \Delta a_f(p) - \kappa_{oc} \Delta E(p) ; \\ \Delta U_s(p) &= U_{ном} \Delta \gamma(p) ; \\ F(p) &= \kappa_a \Phi(p) , \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $W_p(p)$ – передаточная функция формирования управления; $\Phi(p)$ – функция преобразователя сигнала; κ_{oc} – коэффициент обратной связи по ЭДС; κ_a – коэффициент пропорциональности в системе управления циклоконвертором, В/рад.

Объединив (8) и (9), находим уравнения замкнутой системы Ц-АД:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \gamma(p) &= W_7(p) \Delta a_f(p) - W_8(p) \Delta M_c(p) ; \\ \Delta \omega_r(p) &= W_9(p) \Delta a_f(p) - W_{10}(p) \Delta M_c(p) , \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где

$$W_7(p) = \frac{W_p(p) (F(p) - \kappa_{oc} W_4(p))}{U_{ном} + W_p(p) \kappa_{oc} W_5(p)} ;$$

$$W_8(p) = \frac{W(p) \kappa_{oc} W_6(p)}{U_{ном} + W_p(p) \kappa_{oc} W_5(p)} ;$$

$$W_9(p) = \omega_{о ном} (1 - W_1(p) + W_2(p) W_7(p)) ;$$

$$W_{10}(p) = \omega_{о ном} (W_3(p) + W_2(p) W_8(p)) .$$

Уравнениям (10) соответствует структурная схема, показанная на рис. 1

На основании (10) получаем передаточные функции системы Ц-АД:
по заданию

$$\frac{\Delta \omega_r(p)}{\Delta \omega_s(p)} = 1 - W_1(p) + W_2(p) W_7(p),$$

где

$$\Delta \omega_s(p) = \omega_{0 \text{ ном}} \Delta a_f(p);$$

по возмущению

$$\frac{\Delta \omega_r(p)}{\Delta M_c(p)} = -W_{10}(p).$$

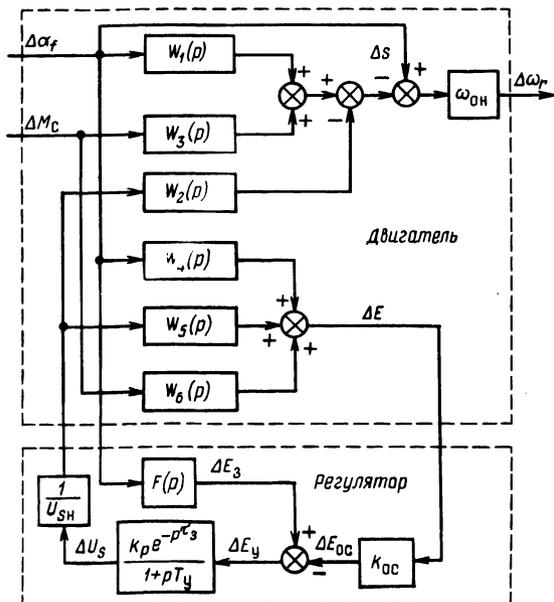


Рис. 1. Структурная схема замкнутой системы Ц-АД с обратной связью по ЭДС.

При использовании пропорционального регулятора с инерционным звеном и наличием задержки в системе управления циклоконвертором передаточная функция формирователя имеет вид

$$W_p(p) = \frac{k_p e^{-p\tau}}{1 + pT_y}, \quad (11)$$

где k_p , T_y , τ — соответственно коэффициент усиления, постоянная времени и величина задержки формирователя управления.

С целью проверки достоверности рассмотренного анализа системы Ц-АД был рассчитан переходный процесс в системе Ц-АД при ступенчатом набросе частоты и момента. При этом задержка аппроксимирована выражением

$$e^{-p\tau} \approx 1 - p\tau.$$

Расчет переходного процесса проведен применительно к АД типа АО2-42-6 и трехфазно-трехфазного однополупериодного циклоконвертора [4,5] с регулятором, имеющим передаточную функцию (11) и при управлении двигателем по закону $\Phi = \text{const}$. Коэффициенты линеаризации дифференциальных уравнений системы определены в точке разложения, соответствующей $a_f = 1/6$, $M = 0,25 M_{\text{ном}}$.

Система управления, регулятор и АД имели такие параметры:

$\kappa_p = 22$; $F = 59,3$ В; $\kappa_{oc} = 0,25$; $\tau = 0,01$ с; $T_y = 0,05$ с; $T_M = 0,025$ с; $T_3 = 0,024$ с.

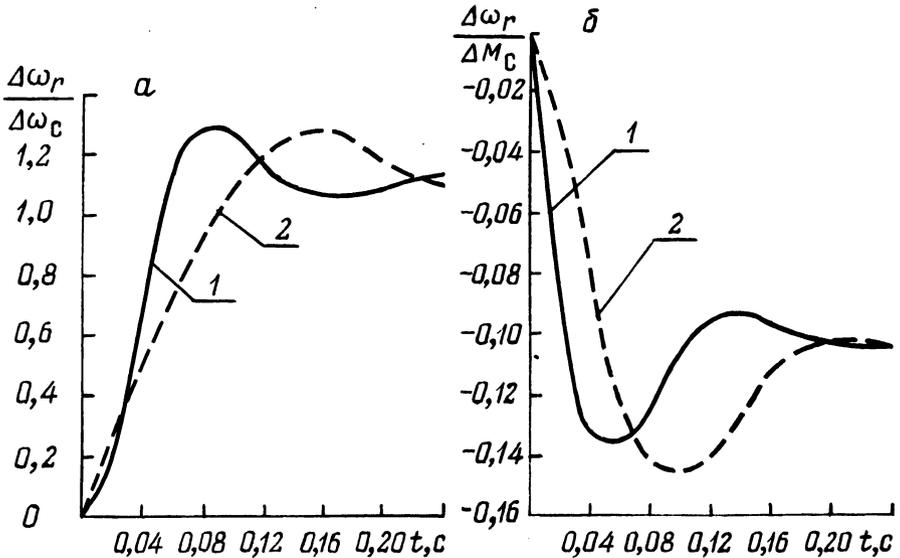


Рис. 2. Переходный процесс в замкнутой системе Ц—АД при набросе частоты с 8,33 до 10 Гц и $M_c = 0,25 M_{\text{ном}}$ (а) и момента с $0,25 M_{\text{ном}}$ до $0,5 M_{\text{ном}}$ и $f_2 = 8,33$ Гц (б); 1 — расчет; 2 — эксперимент.

Сопоставление расчетных кривых с опытными отражено на рис. 2, а, б.

Как видно из этих рисунков, приближенный учет электромагнитных процессов в АД дал достаточно хорошее совпадение расчетных кривых с экспериментальными: время переходного процесса и статизм практически совпадают по расчетным и экспериментальным кривым, различие в перерегулировании менее 5%. Основное расхождение состоит в фазовом сдвиге расчетных и экспериментальных кривых, что обусловлено в первую очередь конечным временем наброса частоты, момента и пренебрежением упругими элементами в агрегате.

ЛИТЕРАТУРА

1. Киркач Н.Ф., Гапонов В.С., Рогачевский В.М. Исследование переходного процесса электромеханической системы с асинхронным двигателем. — В кн.:

Вестник Харьковского политехнического института. — Харьков: ХПИ, 1977, т. 130, с. 75—77. 2. Т р е щ е в И.И. Методы исследования машин переменного тока. — Л.: Энергия, 1969. — 235 с. 3. Б у л г а к о в А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. — М.: Наука, 1966. — 297 с. 4. Ф и р а г о Б.И., С и д о р о в В.Г. Частотно-регулируемый электропривод на основе однополупериодных циклоконверторов. — В кн.: Краткие тез. докл. к Всесоюз. н.—т. совещ. Вентильные автоматизированные электроприводы и преобразователи с улучшенными характеристиками (окт. 1978). — Л.: 1978, с. 98—101. 5. Б е л я е в В.П., С и д о р о в В.Г., Ф и р а г о Б.И. Система управления трехфазно-трехфазным однополупериодным тиристорным циклоконвертором. — В сб.: Научные и прикладные проблемы энергетики. — Минск: Высшая школа, 1975, с. 186—191.

УДК 66.023/025:621.301.7

К.Г. СКАЧКО, канд.техн.наук,
С.Н. ИВАНОВА, инженер,
С.П. РЖЕВСКАЯ, инженер (БПИ)

ВЛИЯНИЕ МАГНИТНЫХ ШУНТОВ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНДУКТОРОВ

Индукционный нагрев токами промышленной частоты широко применяется в промышленности как наиболее экономичный среди других способов. Так, например, для синтеза изоляционных смол и других жидких диэлектриков используются химические реакторы — стальные сосуды цилиндрической формы емкостью до 32 м³ с комплектом индукционных катушек, равным или кратным числу фаз питающей сети.

При расчете индукционных нагревателей приходится пользоваться приближенными методами с использованием схем замещения трансформаторов или основанными на теории поглощения электромагнитных волн в металле [1]. В качестве исходных данных обычно служат: мощность P , выделяемая в корпусе аппарата, габаритные размеры системы "индуктор-корпус" и электрофизические параметры нагреваемых материалов с учетом их зависимости от температуры. Конечная цель таких расчетов — определение числа витков w и конфигурации индукционных катушек с учетом их длительной работы.

Вместе с тем рассчитанные величины не всегда совпадают с экспериментальными вследствие наличия ряда трудно учитываемых факторов, например:

- а) все электрофизические параметры материала катушек и стали корпуса значительно изменяются при нагреве в широком диапазоне температур;
- б) магнитная проницаемость стали корпуса не остается постоянной и в большой степени зависит от напряженности магнитного поля H_c на поверхности стенки корпуса;
- в) краевые эффекты и величина зазора между корпусом и индуктором оказывают существенное влияние на энергетические показатели системы в целом, и т.д.

При значительном объеме вычислений, например для оптимизации тех или иных энергетических показателей, громоздкость расчетных соотношений и отсутствие физической наглядности применяемых формул затруд-