

Только в США за последний год запатентовано более 50 изобретений по устройствам создания импульсных магнитных полей определенной формы и длительности импульса магнитного поля. Поэтому тенденция в применении методов магнитной стимуляции человеческих органов требует применения аппаратов с высокой скоростью нарастания магнитной индукции вплоть до значений 10^5 Тл/с. Следовательно, должны развиваться и методы измерений импульсных магнитных полей в медицине. Поэтому возможна перспектива использования одной из модификаций комплекса и в медицине.

ВЫВОДЫ

1. Разработан измерительный комплекс, снабженный датчиками Холла и позволяющий регистрировать электромагнитное излучение, образующееся при быстро протекающих динамичных процессах в широком интервале температуры значений магнитного поля, например при взрывном легировании деталей.

2. Выполнены расчеты ЭДС магнитного поля и определена напряженность поля эффекта Холла, что послужило основой выбора параметров датчиков и основных элементов регистрирующего прибора с погрешностью не более 5%.

3. Измерительный комплекс обеспечивает регистрацию как электромагнитных полей, так и зондового тока плазмы, что позволяет использовать комплекс для ряда быстро протекающих процессов, таких как намагничивание изделий импульсным методом, образование электромагнитного излучения при торможении электропоездов, в ряде методов лечения с применением магнитного воздействия на человека.

Представлена кафедрой
промышленной теплоэнергетики
и теплотехники

Поступила 6.06.2007

УДК 621.31-83-52

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ СКАЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Докт. техн. наук, проф. ФИРАГО Б. И., канд. техн. наук, доц. ОПЕЙКО О. Ф.

Белорусский национальный технический университет

Для систем электропривода большое значение имеет обеспечение показателей качества при параметрических и внешних возмущениях. В [1–5] и других работах предложены методы решения задачи оптимального робастного управления, в частности синтеза линеаризованных систем с учетом параметрических возмущений объекта.

Целью работы является синтез системы электропривода переменного тока со скалярным управлением [6–8], обеспечивающего необходимые показатели качества динамики при параметрических и внешних возмущениях, удовлетворяющих заданным ограничениям. Двигатели переменного тока

при частотном управлении проявляют динамические свойства, описываемые нелинейными дифференциальными уравнениями высокого порядка. В то же время известные законы частотного управления позволяют обеспечить постоянство потокосцепления, что дает возможность линеаризации модели электродвигателя, предложенной в [6]. Параметры такой модели подвержены изменениям. Следовательно, синтез регулятора на основании линеаризованной модели необходимо выполнять для множества возможных значений параметров.

Возможно управление по переменным состояниям либо по выходу, что дает идентичные показатели качества в разных структурах. При наличии внутренних и внешних возмущений эти системы проявляют различные свойства. В данной работе рассматривается структура системы с обратной связью по выходной величине и ее производной, что обеспечивает локализацию возмущений [4] как внешних, так и параметрических, приложенных к электромеханическому звену системы.

Синтез регулятора с учетом изменений параметров выполняется для заданной линеаризованной модели объекта и интервалов, в которых изменяются параметры модели. Следует отметить, что в такой постановке задача синтеза не всегда имеет решение, а лишь при достаточно широких пределах, допустимых для показателей качества.

Линеаризованные дифференциальные уравнения электропривода представим в виде:

$$J\dot{\omega} = M - M_C; \quad (1)$$

$$T \frac{diR}{dt} = -iR + k\omega + \beta_{\pi} u.$$

Здесь ω – скорость электродвигателя; $M = k_M i$ – электромагнитный момент двигателя; M_C – момент сил сопротивления; J – момент инерции; k_M, T, R, β_{π} – постоянные параметры.

Электромагнитная постоянная времени $T = T_s$, эквивалентное значение сопротивления $R = R_s$. Значения $k_M = \psi_2 k_{M1}$; $k = k_{\omega} \psi_2$ постоянны при постоянстве потокосцепления ротора ψ_2 . Введем обозначения: $T_M = J_1 R / k k_M$; $\nu_{01} = 1 / \sqrt{T T_M}$. В случае применения ПИ-регулятора скорости сигнал управления, который содержит обратные связи по выходной величине ω и ее производной $\dot{\omega}$, определяется по формуле

$$u = \left((b_0 \int_0^t (u_3 - k_{01} \omega) dt + (u_3 - k_{01} \omega)) b_1 - k_{02} \dot{\omega} \right) b_2. \quad (2)$$

Передаточная функция замкнутой системы принимает вид

$$W(p) = \frac{(p + b_0) b_1 (\beta_{\pi} / k)}{N(p)}. \quad (3)$$

Характеристический полином $N(p)$ замкнутой системы может быть задан в виде нормального полинома [3, 9] вида $N(p) = p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0$, имеющего заданную характеристическую частоту $\omega_{01} = a_0 / a_1$ и показатели затухания,

$\kappa_i = a_i^2 / (a_{i-1} a_{i+1})$ ($i=1, 2$). Посредством ω_{01} задают быстродействие, а показатель затухания, как правило, должен быть более единицы, $\kappa \geq 1$, и при настройке на модульный оптимум $\kappa = 2$. Желательный полином третьего порядка при $\kappa = 2$, имеет вид

$$N(\rho) = \rho^3 + \kappa^2 \omega_{01}^2 \rho^2 + \kappa^3 \omega_{01}^2 \rho + \kappa^3 \omega_{01}^3 = \rho^3 + 4\omega_{01}^2 \rho^2 + 8\omega_{01}^2 \rho + 8\omega_{01}^3. \quad (4)$$

Верхний предел $\bar{\kappa}$ для многих задач синтеза не ограничивается $\bar{\kappa} < \infty$. При изменениях параметров объекта показатели качества κ_i , ω_0 замкнутой системы не должны выходить за допустимые пределы при условии постоянства рассчитанных параметров k'_i ($i = 0, 1, 2$) регулятора.

Вводя обозначения $T_M = JR/kk_M$, $v_{01} = 1/\sqrt{TT_M}$; $k'_0 = k_{01}b_0b_1\beta_{\Pi}$; $k'_1 = k_{01}b_1b_2\beta_{\Pi}$; $k'_2 = b_2\beta_{\Pi}k_{02}$, характеристический полином можно записать в виде

$$N(\rho) = \rho \left((TT_M \rho^2 + T_M \rho + 1) + \left(\frac{k'_2}{k} \right) \rho \right) + k'_1 (\rho + b_0). \quad (5)$$

Приравнивая полиномы (4) и (5), с учетом принятых обозначений получим выражения для параметров регулятора:

$$k'_2 = T_M (\kappa \omega_{01} T - 1); \quad k'_1 = \frac{\kappa^2 \omega_{01}^2}{v_{01}^2 - 1}; \quad k'_0 = \frac{\kappa^3 \omega_{01}^3}{v_{01}^2}. \quad (6)$$

На рис. 1 показана структура системы управления электроприводом. Задающее устройство (ЗУ) формирует плавное задающее воздействие u_3 . ЗУ обеспечивает ограничение ускорения допустимым значением, учитывая ограниченность максимального пускового момента и содержит фильтр Баттерворта. Система содержит обратную связь по скорости, а ускорение рассчитывается в регуляторе. Регулятор формирует сигнал U управления в соответствии с выражением (2). Величина сигнала обратной связи по ускорению $\dot{\omega}$ получается в результате дифференцирования скорости.

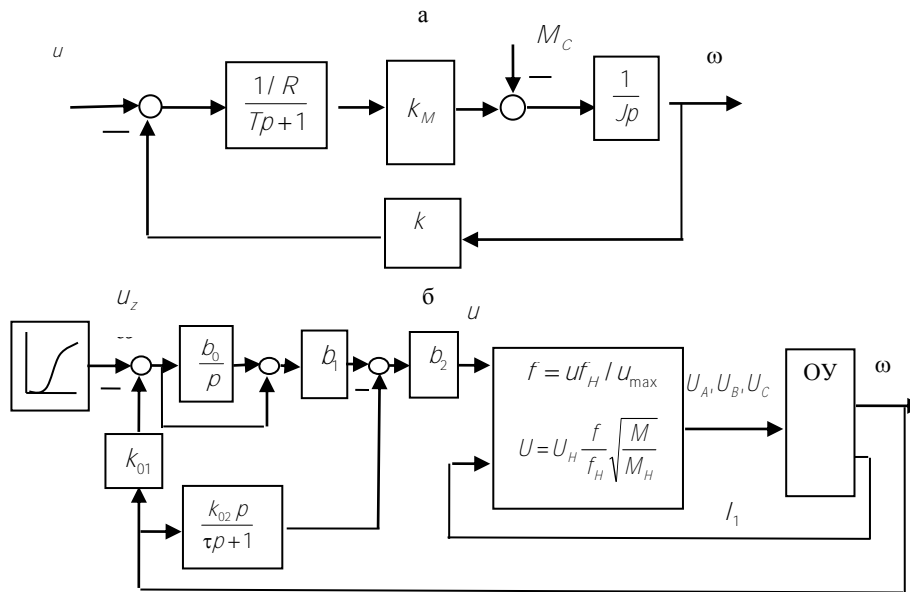


Рис. 1. Структура системы электропривода: а – линейризованная модель объекта; б – замкнутая система

Скалярное управление (СУ) электроприводом выполняется по известным законам частотного управления $U_1 / f_1 = \text{const}$ либо по закону Костенко $E / E_{\text{ном}} = f_1 / f_{1\text{ном}} \sqrt{M / M_H}$ [6, 7]. Частота f_1 напряжения статора формируется пропорциональной сигналу управления U . В случае регулирования по закону Костенко величина момента оценивается по амплитудному значению тока I_1 статора. ЭДС оценивается по значениям напряжения и тока статора в соответствии с выражением $\dot{E} \approx \dot{U}_1 - I_1 R_1 \approx U_1 - I_1 R_1$.

Выражения (6) связывают параметры объекта T , T_M , требуемое быстродействие, задаваемое величиной ω_{01} характеристической частоты замкнутой системы, и параметры регулятора. Параметры линейризованной модели объекта изменяются в некоторых пределах: $T \in [T_1, T_2]$; $T_M \in [T_{M1}, T_{M2}]$. Для коэффициентов полинома (4) получим:

$$\begin{aligned}
 \underline{a}_1 &= \frac{k_{01} b_0}{T_2 T_{M2}}; & \bar{a}_1 &= \frac{k_{01} b_0}{T_1 T_{M1}}; \\
 \underline{a}_2 &= \frac{k_{01} + 1}{T_2 T_{M2}}; & \bar{a}_2 &= \frac{k_{01} + 1}{T_1 T_{M1}}; \\
 \underline{a}_3 &= \frac{1 + b_2 \beta_{\text{п}} J^*}{k T_{M1}}; & \bar{a}_3 &= \frac{1 + b_2 \beta_{\text{п}} J^*}{k T_{M2}}.
 \end{aligned} \tag{7}$$

Здесь черта снизу означает нижнюю границу, а черта сверху – верхнюю границу области изменения каждого коэффициента характеристического полинома.

Зависимости показателей качества κ_1 , κ_2 , ω_{01} от переменных параметров объекта T , T_M в области изменения этих параметров определяются следующим образом:

$$\omega_{01} = \frac{a_1}{a_2} = \frac{k'_0}{1 + k'_1/k}; \quad (8)$$

$$\kappa_2 = \frac{a_2^2}{a_1 a_3} = \frac{k(1 + k'_1/k)^2}{k'_0(T_M + k'_2/k)}; \quad (9)$$

$$\kappa_3 = \frac{a_3^2}{a_2} = \frac{(T_M + k'_2/k)^2}{TT_M(1 + k'_1/k)}. \quad (10)$$

Здесь параметры регулятора k'_0, k'_1, k'_2 приняты постоянными.

Как видно из (8), величина характеристической частоты ω_{01} от параметров T , T_M не зависит, а параметр k считаем постоянным при постоянстве потокосцепления ротора. Зависимости (9), (10) показателей затухания от параметров являются нелинейными. Оба переменных параметра положительны, а при положительных аргументах κ_2 , κ_3 не имеют особых точек, являясь гладкими функциями. Величина κ_2 является убывающей функцией T_M . Величина κ_3 убывает с возрастанием T_1 и имеет минимум при $T_M = k'_2/k$. Поскольку обычно $T_M \ll k'_2/k$, величина κ_3 является также убывающей функцией от T_M .

Таким образом, целесообразно выполнять расчет параметров регулятора для наибольших значений постоянных времени из заданной области. Тогда для остальных значений показатели качества будут иметь заведомо приемлемые значения.

Определение возможных пределов изменения параметров линеаризованной модели должно быть выполнено на основании теории погрешностей [10], учитывая погрешности линеаризации.

Линеаризованная модель АД при $\Psi_2 = \text{const}$ со скалярным управлением описывается уравнениями (1). В линеаризованной модели приняты следующие обозначения относительных величин:

$$E_{\text{ном}} = \omega_{\text{ном}} k; \quad v = \frac{\omega}{\omega_{0\text{ном}}}; \quad \alpha = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}}; \quad s_a = \frac{\Delta\omega}{\omega_{0\text{ном}}};$$

$$v + s_a = \frac{\omega + \Delta\omega}{\omega_{0\text{ном}}} = \frac{\omega_0}{\omega_{0\text{ном}}} = \frac{f_{1,3}}{f_{1\text{ном}}} = \alpha;$$

$$E = \alpha E_{\text{ном}}.$$

Здесь применяется модуль жесткости линеаризованной механической характеристики АД: $\beta = \frac{\Delta M}{\Delta U} \frac{E_{\text{ном}}}{\omega_{0\text{ном}}}$. Для переменных и параметров модели справедливы выражения:

$$M = K_M U = \beta \omega_{0\text{ном}} (\alpha - s_a);$$

$$\omega = \omega_{0\text{ном}} s_a;$$

$$K_2 = \frac{1}{J\omega_{0\text{ном}}};$$

$$K_3 = \frac{1}{\beta\omega_{0\text{ном}}};$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_{1\text{ном}} s_{K\epsilon}} = \frac{L_{1\sigma} + L_{2\sigma}}{R_2'};$$

$$K_M = \frac{\Delta M}{\Delta U};$$

$$K_M \approx \frac{1-0,8^2}{1-0,8} \frac{M_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} = 1,8 \frac{M_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}};$$

$$K_2 K_M E_{\text{ном}} = \frac{1}{J\omega_{0\text{ном}}} \frac{\Delta M}{\Delta U} E_{\text{ном}} = \frac{\beta}{J} = \frac{1}{T_M};$$

$f_1, f_{1\text{ном}}$ – заданное и номинальные значения частоты; $E, E_{\text{ном}}$ – текущее и номинальные значения ЭДС статора; $\omega_0, \omega_{0\text{ном}}$ – угловая синхронная скорость при текущей f_1 и номинальной $f_{1\text{ном}}$ частоте; U – действующее значение фазного напряжения; s_a – абсолютное скольжение; v – относительная угловая скорость; $T_3 = T$ – электромагнитная постоянная времени АД при $R_1 = 0$; J – момент инерции электропривода, приведенный к валу электродвигателя; $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора; R_2' – приведенное активное сопротивление фазы ротора; $\Psi_m = \text{const}$; $\Psi_2 = \text{const}$. Модуль жесткости линеаризованной механической характеристики асинхронного двигателя зависит от параметров

$$\beta = \frac{2M_K}{\omega_0 s_K} = F(M_K, \omega_0 s_K).$$

Наибольшее отклонение величины β находится в соответствии с теорией погрешностей [10]

$$\Delta\beta = \left| \frac{\partial\beta}{\partial M_K} \Delta M_K \right| + \left| \frac{\partial\beta}{\partial s_K} \Delta s_K \right| + \left| \frac{\partial\beta}{\partial \omega_0} \Delta \omega_0 \right|. \quad (11)$$

Находим частные производные:

$$\frac{\partial\beta}{\partial M_K} = \frac{2}{\omega_0 s_K}; \quad \frac{\partial\beta}{\partial s_K} = -\frac{2M_K}{\omega_0 s_K^2}; \quad \frac{\partial\beta}{\partial \omega_0} = -\frac{2M_K}{\omega_0^2 s_K} \quad (12)$$

и подставляем их в выражение погрешности $\Delta\beta$, учитывая, что переменные в частных производных принимают средние значения:

$$\begin{aligned}\Delta\beta &= \left| \frac{2}{\omega_{0,CP} S_{K,CP}} \Delta M_K \right| + \left| \frac{2M_{K,CP}}{\omega_{0,CP} S_{K,CP}^2} \Delta S_K \right| + \left| \frac{2M_{K,CP}}{S_{K,CP} \omega_{0,CP}^2} \right| = \\ &= \frac{2M_{K,CP}}{\omega_{0,CP} S_{K,CP}} \left(\frac{\Delta M_K}{M_{K,CP}} + \frac{\Delta S_K}{S_{K,CP}} + \frac{\Delta \omega_0}{\omega_{0,CP}} \right) = \beta_{CP} \left(\frac{\Delta M_K}{M_{K,CP}} + \frac{\Delta S_K}{S_{K,CP}} + \frac{\Delta \omega_0}{\omega_{0,CP}} \right). \quad (13)\end{aligned}$$

Относительная погрешность в определении модуля жесткости линеаризованной механической характеристики составит

$$\frac{\Delta\beta}{\beta_{CP}} = \left| \frac{\Delta M_K}{M_{K,CP}} \right| + \left| \frac{\Delta S_K}{S_{K,CP}} \right| + \left| \frac{\Delta \omega_0}{\omega_{0,CP}} \right|. \quad (14)$$

Теперь определим погрешность в вычислении критического момента асинхронного электродвигателя

$$M_K = \frac{3U^2}{2\omega_0 \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)}.$$

В соответствии с теорией погрешности имеем

$$\Delta M_K = \left| \frac{\partial M_K}{\partial U} \Delta U \right| + \left| \frac{\partial M_K}{\partial R_1} \Delta R_1 \right| + \left| \frac{\partial M_K}{\partial X_K} \Delta X_K \right| + \left| \frac{\partial M_K}{\partial \omega_0} \Delta \omega_0 \right|. \quad (15)$$

Находим частные производные:

$$\begin{aligned}\frac{\partial M_K}{\partial U} &= \frac{6U}{2\omega_0 \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)} = \frac{3U^2}{2\omega_0 \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)} \frac{2}{U}; \\ \frac{\partial M_K}{\partial R_1} &= -\frac{3U^2}{2\omega_0} \frac{2R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2}}{\sqrt{R_1^2 + X_K^2} \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)} = \\ &= -\frac{3U^2}{2\omega_0} \frac{2R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2}}{\left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)} \frac{2R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2}}{\sqrt{R_1^2 + X_K^2}}; \\ \frac{\partial M_K}{\partial X_K} &= -\frac{3U^2}{2\omega_0} \frac{2X_K}{\sqrt{R_1^2 + X_K^2} \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)^2} = \\ &= -\frac{3U^2}{2\omega_0 \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)} \frac{2X_K}{\sqrt{R_1^2 + X_K^2} \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)}; \\ \frac{\partial M_K}{\partial \omega_0} &= -\frac{3U^2}{2\omega_0 \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)} \frac{1}{\omega_0}\end{aligned}$$

и относительную погрешность в расчете критического момента

$$\frac{\Delta M_K}{M_{K,CP}} = \left| 2 \frac{\Delta U}{U_{CP}} \right| + \left| R_{1,CP} (1 + a s_{K,CP}) \frac{\Delta R_1}{R_{1,CP}} \right| + \left| \frac{2 x_{K,CP}^2}{(1 + a s_{K,CP})(R_{1,CP}^2 + x_{K,CP}^2)} \frac{\Delta x_K}{x_{K,CP}} \right| + \left| \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \right|. \quad (16)$$

Оценим погрешность в определении электромеханической и электромагнитной постоянных времени электропривода:

$$\frac{\Delta T_M}{T_{M,CP}} = \left| \frac{\Delta J}{J_{CP}} \right| + \left| \frac{\Delta \beta}{\beta_{CP}} \right|; \quad T_3 = \frac{1}{\omega_0 s_{KC}}; \quad \frac{\Delta T_3}{T_{3,CP}} = \left| \frac{\Delta \omega_0}{\omega} \right| + \left| \frac{\Delta s_{KC}}{s_{KC,CP}} \right|. \quad (17)$$

Полученные выражения позволяют выполнить расчет относительных погрешностей в определении параметров на основании паспортных данных электродвигателя. Для асинхронного электродвигателя определяется область: $T \in [T_1, T_2]$; $T_M \in [T_{M1}, T_{M2}]$, которой принадлежат постоянные времени линеаризованной модели. Здесь:

$$T_1 = T_{3,CP} - \Delta T_3; \quad T_2 = T_{3,CP} + \Delta T_3; \\ T_{M1} = T_{M,CP} - \Delta T_M; \quad T_{M2} = T_{M,CP} + \Delta T_M. \quad (18)$$

Пример. Сделаем оценку погрешности указанных параметров для конкретного электропривода с АД типа АИР132М4 с параметрами: $P_{ном} = 11$ кВт; $U_{ном} = 380/220$ В; $s_{ном} = 3,0$ %; $\lambda_M = 2,2$; $J_\delta = 0,04$ кг·м²; $R_1 = 0,44$ Ом; $R_2' = 0,383$ Ом; $x_K = 1,549$ Ом. Примем $K_J = 4$, тогда $J = K_J J_\delta = 4 \cdot 0,04 = 0,16$. В соответствии со стандартом напряжение может находиться в пределах от 85 до 105 % от номинального:

$$\Delta U = (1,05 - 0,85) U_{ном} = 0,2 U_{ном}; \quad \frac{\Delta U}{U_{ном}} = 0,2.$$

В качестве средних величин берем номинальные значения. Изменением скорости идеального холостого хода пренебрегаем, т. е. принимаем $\Delta \omega_0 = 0$. Изменение активного сопротивления R_1 определяем только за счет температуры, тогда $\Delta R_1 / R_1 = 0,23$. Изменение критического скольжения можно оценить в 20 %, т. е. $\Delta s_K / s_{K,CP} = 0,2$. Изменение индуктивного сопротивления короткого замыкания для частотных электроприводов, где значения абсолютного скольжения обычно не превышают критических, – в пределах 5 %, т. е. $\Delta x_K / x_{K,CP} = 0,05$. Рассчитываем коэффициенты:

$$R_1 (1 + a s_K) = 0,44 \cdot \left(1 + \frac{0,44}{0,383} \cdot 0,238 \right) = 0,56; \\ \frac{2 x_{K,CP}^2}{(1 + a s_{K,CP})(R_{1,CP}^2 + x_{K,CP}^2)} = \frac{2 \cdot 1,549^2}{1,273 \cdot (0,44^2 + 1,549^2)} = 1,454$$

и относительную погрешность в вычислении критического момента

$$\begin{aligned} \frac{\Delta M_K}{M_{KP}} &= \left| 2 \frac{\Delta U}{U} \right| + \left| R_1 (1 + a s_K) \frac{\Delta R_1}{R_1} \right| + \left| \frac{2 x_K^2}{(1 + a s_K)(R_1^2 + x_K^2)} \frac{\Delta x_K}{x_K} \right| = \\ &= |2 \cdot 0,2| + |0,56 \cdot 0,23| + |1,454 \cdot 0,05| = 0,6. \end{aligned}$$

Находим относительную погрешность в определении модуля жесткости линеаризованных механических характеристик

$$\frac{\Delta \beta}{\beta_{CP}} = \left| \frac{\Delta M_K}{M_K} \right| + \left| \frac{\Delta S_K}{S_K} \right| = 0,6 + 0,2 = 0,8.$$

Изменение момента инерции может быть значительным, если привод работает при изменяющихся массах (крановые механизмы). Если принять, что изменение момента инерции связано только с неточностью расчета, которую можно принять 5 %, тогда электромеханическая и электромагнитная постоянные времени электропривода могут быть определены с погрешностями:

$$\frac{\Delta T_M}{T_{M,CP}} = \left| \frac{\Delta J}{J_{CP}} \right| + \left| \frac{\Delta \beta}{\beta_{CP}} \right| = 0,05 + 0,8 = 0,85; \quad \frac{\Delta T_{\Delta}}{T_{\Delta,CP}} = \frac{\Delta S_K}{S_{K,CP}} = 0,2.$$

Учитывая изменение перемещаемой электроприводом массы и возможный режим работы при уменьшении потокосцепления, можно считать, что параметр T_M в некоторых случаях может изменяться в два и более раз.

Моделирование выполнено для расчетной линеаризованной системы и системы с имитационной моделью асинхронного короткозамкнутого электродвигателя при различных законах частотного управления и разных значениях моментов инерции. Имитационная модель асинхронного электродвигателя построена в соответствии с уравнениями динамики [6, с. 154]. Силовой преобразователь, а именно автономный транзисторный инвертор напряжения, при моделировании принимается безынерционным звеном, учитывая достаточно высокую частоту коммутации. Структура модели соответствует рис. 1а. Задающий сигнал формируется в виде линейной функции времени с ограничением, преобразуемой фильтром Баттерворта второго порядка. Расчет параметров регулятора по выражениям (6) выполнен при $\omega_{01} = 200 \text{ с}^{-1}$, $\kappa = 2$. На рис. 2 представлены графики зависимости показателей затухания от переменных параметров T , T_M объекта для рассматриваемого расчетного примера. В точке A оба показателя имеют расчетное оптимальное значение, равное двум. Из графиков видно, что в заданной области изменения параметров показатели затухания всегда больше единицы. Это обеспечивает необходимые динамические свойства системы.

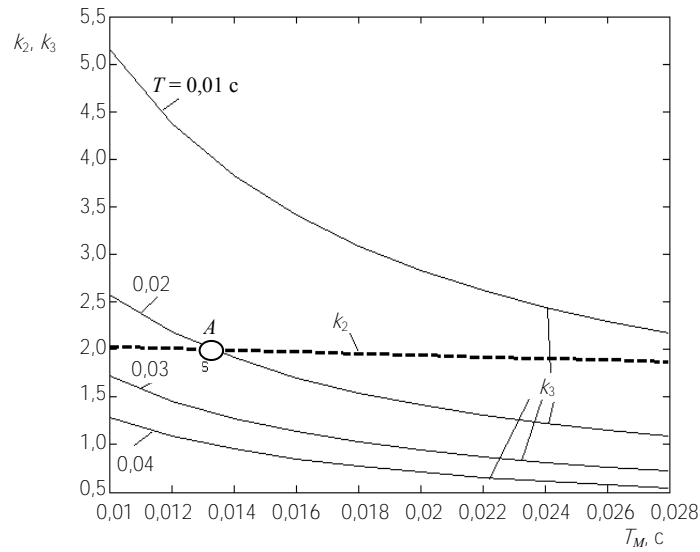


Рис. 2. Зависимость показателей затухания от постоянных времени T , T_M линейной модели для $\omega_{01} = 200 \text{ с}^{-1}$

На рис. 3 показаны процессы в системе с законом частотного управления $U/f_1 = \text{const}$. На рис. 3а показан процесс в расчетной линейной системе, а на рис. 3б – в системе с имитационной моделью асинхронного электродвигателя, на рис. 3в – годограф вектора потокосцепления ротора в процессе разгона, причем модуль вектора существенно изменяется, что вызывает колебания момента. На рис. 4 представлены процессы в системе с законом частотного управления $E/E_H = f_1/f_{1H} \sqrt{M/M_H}$.

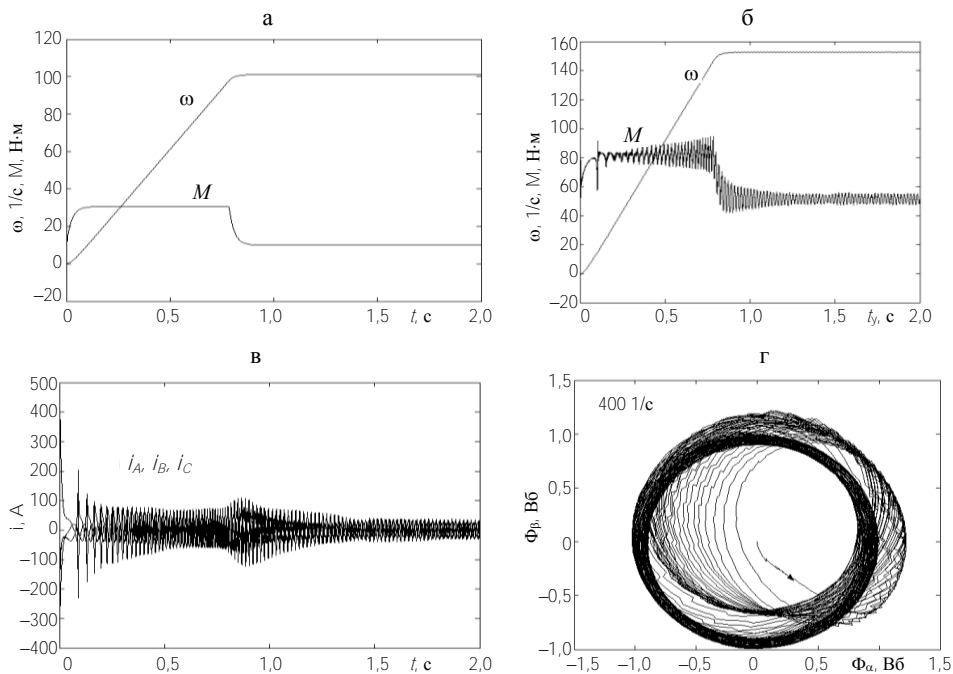


Рис. 3. Процесс разгона электропривода при $U/f_1 = \text{const}$: а – в линеаризованной модели; б – в полной нелинейной модели; в – ток статора; г – годограф потокосцепления ротора

На рис. 4а показан процесс в расчетной линейной системе, а на рис. 4б, в – в системе с имитационной моделью асинхронного электродвигателя. По годографу вектора потокосцепления ротора (рис. 4г) видно, что модуль потокосцепления сохраняет постоянство.

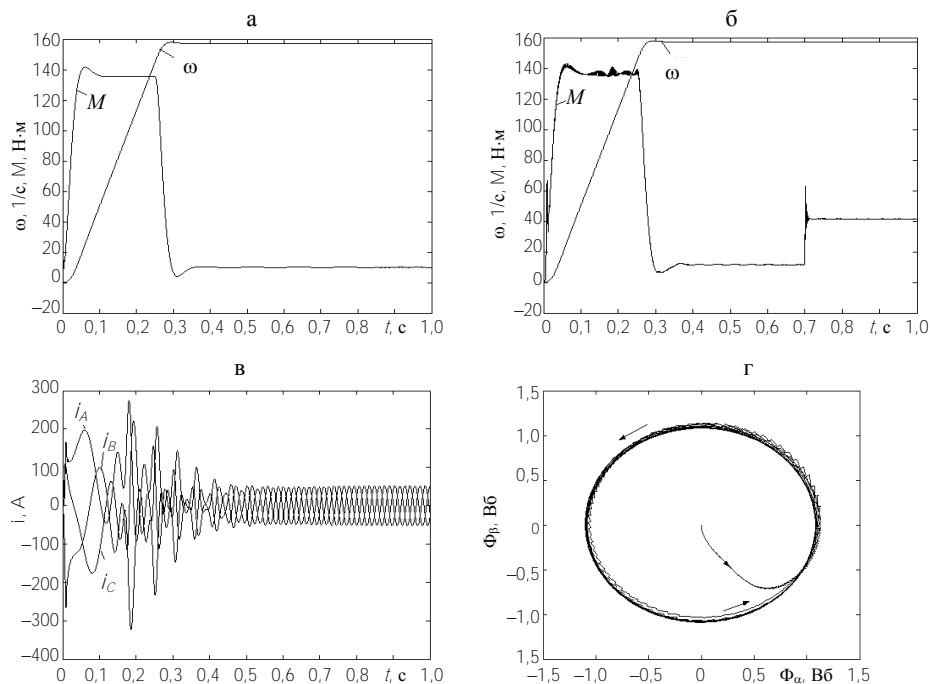


Рис. 4. Процесс разгона электропривода: а – в расчетной линейризованной модели системы; б – процесс в модели с учетом реальной динамики асинхронного электродвигателя; в – ток статора; г – годограф потокосцепления ротора

Из сравнения процессов видно преимущество управления по закону $E/E_{ном} = f_1 / f_{1ном} \sqrt{M/M_H}$, обеспечивающему постоянство потокосцепления, благодаря чему линейризованная модель достоверно описывает динамику электропривода и рассматриваемый метод синтеза дает желаемый результат.

ВЫВОДЫ

1. Применение линейризованной модели при синтезе оправдано, если регулятор дает требуемые показатели качества во всей области изменения параметров, а модуль потокосцепления ротора постоянен.
2. Синтез данным методом возможен при параметрических и внешних возмущениях, принадлежащих ограниченной области.

ЛИТЕРАТУРА

1. Поляк, Б. Т. Робастная устойчивость и управление / Б. Т. Поляк, П. С. Щербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.
2. Крутько, П. Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: линейные модели / П. Д. Крутько. – М.: Наука, 1987. – 304 с.

3. Системы автоматического управления объектами с переменными параметрами. Инженерные методы анализа и синтеза /Б. Н. Петров [и др.]. – М.: Машиностроение, 1986. – 256 с.
4. Востриков, А. С. Теория автоматического регулирования: учеб. пособие для вузов / А. С. Востриков, Г. А. Французова. – М.: Высш. шк., 2004 – 365 с.
5. Анхимюк, В. Л. Теория автоматического управления / В. Л. Анхимюк, О. Ф. Опейко, Н. Н. Михеев. – Минск: ДизайнПРО, 2002. – 343 с.
6. Фираго, Б. И. Теория электропривода: учеб. пособие / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск: ЗАО «Техноперспектива», 2004. – 527 с.
7. Фираго, Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск: ЗАО «Техноперспектива», 2006. – 527 с.
8. Ковчин, С. А. Теория электропривода: учеб. для вузов / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 2000. – 496 с.
9. Naslin, P. Polinomes normaux et critere algebrique d’amortissement (1) / P. Naslin. – Automatisation, 1963. – Т. VIII, № 6. – P. 215–223.
10. Вержбицкий, В. М. Численные методы (линейная алгебра и нелинейные уравнения): учеб. пособие для вузов / В. М. Вержбицкий. – 2-е изд., испр. – М.: ООО «Издательский Дом “ОНИКС 21 век”», 2005. – 432 с.

Представлена кафедрой электропривода
и автоматизации промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 30.03.2007

УДК 621.316.925

ВЫБОР ЧИСЛЕННОГО ЗНАЧЕНИЯ КРИТЕРИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИДА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В АДАПТИВНОЙ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЕ ЛИНИЙ

Инж. КОВАЛЕВСКИЙ А. В.

Белорусский национальный технический университет

В настоящее время в связи с повышением мировых цен на энергоносители в Республике Беларусь остро стоит проблема энергетической безопасности. За счет совершенствования релейной защиты можно добиться повышения надежности работы энергосистемы. Несвоевременное отключение повреждений и ненормальных режимов работы электрической сети, распределяющей энергию между ее производителем и потребителем, может привести к серьезным финансовым потерям, экологическим проблемам и неблагоприятным социальным последствиям. Предотвращению таких ситуаций служат релейная защита и автоматика. Иметь на предприятиях белорусской энергосистемы современные, надежные и быстродействующие устройства релейной защиты и автоматики означает своевременно локализовать быстроразвивающиеся аварийные режимы и не создавать условий для простоя промышленных предприятий, не тратить огромные финансовые средства и трудовые ресурсы на восстановление поврежденных участков энергосистемы, оборудование потребителей.