

Рис.7

2. Вариант комплекта измерительного оборудования реализован на аналоговой элементной базе и используется для испытаний АД, работающих с ПЧ, в полосе частот от 0,2 Гц до 20 кГц.

3. Приведенные рекомендации по организации измерительно-испытательного обеспечения позволяют повысить точность и достоверность исследований частотно-регулируемых электроприводов переменного тока.

#### Список литературы

1. ГОСТ 11828-86. Машины электрические вращающиеся. Общие методы испытаний.
2. Андрианов М.В., Родионов Р.В. Цифровые методы измерения скольжения при испытаниях асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором // Электротехника. 2002. № 10.
3. Жерве Г.К. Промышленные испытания электрических машин. 4-е изд., сокр. и перераб. Л.: Энергоатомиздат Ленингр. Отд-ние, 1984.

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

### Синтез системы управления мощностью электропривода

ОПЕЙКО О.Ф.

*Предложен аналитический метод синтеза системы управления мощностью электропривода, основанный на задании желаемого дифференциального уравнения для выходной величины. Определены условия обеспечения устойчивости и качества для выбора параметров пропорционального и пропорционально-интегрирующего регуляторов мощности*

В области автоматизированного электропривода широкое применение нашёл метод подчинённого регулирования, предполагающий последовательную оптимизацию контуров [1,2], разработанный для синтеза линейных систем. Вместе с тем технологические объекты, приводимые в действие электроприводом, часто имеют нелинейные свойства. Представляет интерес синтез

*A analytical synthesis method of electrical control system is proposed. The method is based on the desired differential equation for output value, and conditions for stability and performance are determined. Parameters of proportional and proportionally-integrating regulators are determined.*

контура регулирования, внешнего по отношению к оптимизированному контуру с целью компенсации нелинейности для нелинейного технологического объекта. Данный метод рассматривается применительно к системе управления мощностью.

Необходимость поддержания постоянной мощности или ее ограничения на заданном уровне не возникает в электроприводах главного привода станков, электроприводах намоточных устройств, в тяговом электроприводе локомотивов и других технологических агрегатах [3]. Поско-

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

юдной регулируемой величиной таких электроприводов является мощность, объект управления – нелинейный, что затрудняет оптимизацию динамических свойств системы во всём диапазоне изменения переменных.

Обобщение метода последовательной оптимизации контуров регулирования на нелинейные электромеханические объекты возможно с применением метода обратных задач динамики [4].

Для электромеханического объекта обратная задача динамики формулируется следующим образом. Пусть объект, описывается уравнением

$$\dot{x} = f(x) + b(x)u; \quad (1)$$

$$y = g(x),$$

где  $y$  –  $m$ -вектор, являющийся выходной величиной.

Требуемое движение рабочего органа задаётся многообразием в пространстве состояний, которое описывается выражением

$$y^* - g(x) = 0. \quad (2)$$

Здесь  $y^*$  – заданное значение выходной величины.

Выражение (1) определяет преобразование переменных объекта, которое можно использовать в процессе синтеза замкнутой системы. Сигнал управления  $u$ , формируемый с учётом заданного и действительного значений выходной величины, а так же её производных, должен обеспечить движение объекта по многообразию (2), его устойчивость и показатели качества. Движение по многообразию (2) должно удовлетворять условиям устойчивости и обеспечивать заданное качество управления. Для этого в [4] предлагается задавать желаемое дифференциальное уравнение для замкнутой системы линейным. В [5,6] сформулирован критерий линеаризуемости обратной связью. В окрестности точки  $x_0$  объект (1) линеаризуем обратной связью тогда и только тогда, когда он имеет в точке  $x_0$  относительную степень по отношению к выходу  $y = g(x)$ . Относительная степень равна  $r$ , если последовательное дифференцирование выходной величины  $y = g(x)$  в силу системы (1) даёт выражение, содержащее вход  $u$ , точно на  $r$ -м шаге.

Если критерий линеаризуемости выполняется, возможно так синтезировать управление, чтобы движение удовлетворяло заданной линейной системе дифференциальных уравнений.

Из (1), если функция  $g(x)$  непрерывная и дифференцируемая и  $m = n$ , можно выразить переменные  $x$  через  $y$

$$x = g^{-1}(y) = G(y).$$

Тогда модель объекта может быть представлена в пространстве переменных  $y$  в виде

$$\dot{y} = \frac{\partial g(x)}{\partial x} f(G(y), u).$$

Рассмотрим синтез системы стабилизации мощности электропривода при условии, что необходимо наряду с ограничением мощности на заданном уровне обеспечить ограничение активного тока (или электромагнитного момента), а так же скорости допустимыми значениями.

Рассмотрим электропривод в режиме постоянства магнитного потока. Считая, что контур скорости настроен на модульный оптимум, запишем для него уравнения в виде

$$J\dot{\omega} = k'_m i - M_c; \quad (3)$$

$$2T_\mu^2 \dot{\omega} = -2T_\mu \dot{\omega} - \omega + u/k_{oc}.$$

Здесь  $\omega$  – скорость;  $k'_m i$  – электромагнитный момент;  $J$  – момент инерции;  $T_\mu$  – малая постоянная времени контура скорости;  $M_c$  – момент сил сопротивления;  $k_{oc}$  – коэффициент обратной связи по скорости;  $k'_m$  – коэффициент пропорциональности в выражении момента ( $M = k'_m i$ ).

Требуется определить выражение сигнала управления  $u$ , которое обеспечит движение объекта вдоль многообразия в пространстве состояний, на котором мощность постоянна,

$$P = k'_m i \omega = P^*, \quad (4)$$

и равна заданному значению  $P^*$ , если ток и скорость не превышают предельно допустимых значений. Заданное многообразие ограничивается неравенствами

$$|i| \leq i_m; \quad |\omega| \leq \omega_m. \quad (5)$$

#### Решение обратной задачи динамики для управления мощностью

Объект (3), (4) не удовлетворяет критерию линеаризуемости, поскольку, как нетрудно убедиться,  $r = 1 < n = 2$ . Тем не менее, формируя желаемое дифференциальное уравнение для выходной величины, как линейное и имеющее порядок  $r$ , можно получить процесс регулирования мощности, близкий к апериодическому. При этом замкнутая система в целом будет обладать нелинейными свойствами.

Для обеспечения устойчивости и качества замкнутой системы сигнал управления  $u$  должен формироваться с учётом желаемой динамики замкнутой системы, заданной дифференциальным уравнением порядка  $r = 1$  относительно выходной величины

$$\dot{P} + a_{01}(P - P^*) = 0. \quad (6)$$

Здесь  $a_{01}$  – постоянный коэффициент, выбираемый в зависимости от требуемого быстродействия. Для обеспечения запаса устойчивости следует соблюдать условие

$$a_{01} \leq 1/(2T_\mu).$$

Кроме того, алгоритм управления должен учитывать ограничения (5) переменных состояния допустимыми значениями. На участках ограничений тока и скорости должны действовать уравнения

$$2T_\mu^2 \ddot{\omega} + 2T_\mu \dot{\omega} + (\bar{\omega} - \omega_m) = 0; \quad (8)$$

$$T_\mu di/dt + (i - i_m) = 0. \quad (9)$$

Эти уравнения совпадают с исходной оптимальной настройкой контуров скорости и тока, когда на соответствующих входах сигналы ограничены значениями  $\omega_m$  и  $i_m$ .

На основании (3), (4), (6) можно определить сигнал управления в режиме ограничения мощности. Для этого выразим производную от мощности через переменные объекта с учётом дифференциальных уравнений (3). После преобразований получим:

$$u = k_{oc}((- \dot{\omega}(J\dot{\omega} + M_c) - a_0(P - P^*)) / (2T_\mu^2(\dot{\omega} + 2T_\mu\dot{\omega} + \omega)).$$

Последнее выражение позволяет построить комбинированное управление, т.е. управление по отклонению  $P - P^*$  мощности от заданного значения и по возмущению  $M_c$ . Два последних слагаемых компенсируют внутренние обратные связи объекта, и при достаточно большом  $a_0$  ими можно пренебречь. Компенсация влияния ЭДС благодаря слагаемому  $\omega$  позволяет обеспечить более точную стабилизацию момента на предельно допустимом уровне. Если ограничиться управлением по отклонению, после преобразований получим выражение

$$u = k_{oc}((- \dot{\omega}^2 - a_0(P - P^*) / J) / (2T_\mu^2(\dot{\omega} + 2T_\mu\dot{\omega} + \omega)). \quad (10)$$

Выражение (10) обеспечивает синтез П-регулятора мощности с компенсацией нелинейных свойств объекта. В некоторых случаях, особенно если требуется повысить точность при стабилизации мощности или пропорциональной ей величины, предпочтительно применение астатического, пропорционально-интегрирующего (ПИ) регулятора. Желаемое уравнение примет вид

$$P + a_{01}(P - P^*) + a_0 \int_0^t (P - P^*) dt = 0.$$

После дифференцирования для случая  $= const$

$$\ddot{P} + a_{01}\dot{P} + a_0(P - P^*) = 0.$$

Для обеспечения устойчивости и показателя качества коэффициенты дифференциала уравнения должны удовлетворять условия дуглового оптимума:

$$a_{01} \leq 1/T_0; \quad a_0 = a_{01}/(2T_0),$$

где

$$T_0 \geq 2/T_\mu.$$

Структура данной системы без учёта координаты  $M_c$  показана на рис.1 и учитывает мирование сигнала управления для движения вдоль границы допустимой области. Здесь передаточная функция регулятора мощности может быть пропорциональным  $I$  или ПИ-регулятором  $K_p = a_{01} + a_0/p$ . Нелинейное звено с насыщением необходимо для ограничения скорости допустимым значением.

В асинхронных электроприводах с векторным управлением, работающих в режиме ограничения мощности, применяется режим регулирования скорости вверх от номинальной ослабленной магнитного потока. В этом режиме структура системы управления является двухканальной, а объект, с учётом оптимизированного коэффициента регулирования потокосцепления, описывается уравнениями:

$$2T_\mu^2 \ddot{\Psi} + 2T_\mu \dot{\Psi} + \Psi = u_2 / k_{оп};$$

$$e = k_{pn} \Psi \omega;$$

$$2T_\mu^2 \ddot{\omega} + 2T_\mu \dot{\omega} + \omega = u_1 / k_{oc};$$

$$J\dot{\omega} = k_m \Psi i - M_c;$$

$$P = k_m \Psi i \omega.$$

Здесь  $\Psi$  – потокосцепление ротора;  $u_2$  – сигнал управления на входе контура регулирования потокосцепления;  $k = L_{12}/L_2$ ;  $k_{оп}$  – коэффициент обратной связи по потокосцеплению;  $e$  – ЭДС статора. В случае применения ПИ-регулятора ЭДС и ПИ-регулятора мощности сигналы управления  $u_1, u_2$  на соответствующих входах должны быть сформированы таким образом,

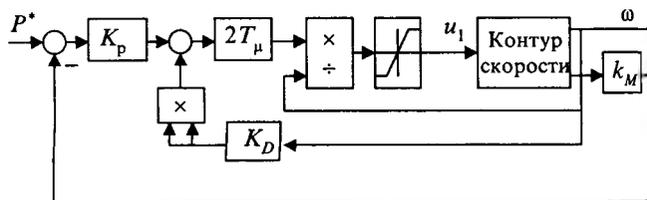


Рис.1. Структура системы при постоянстве магнитного

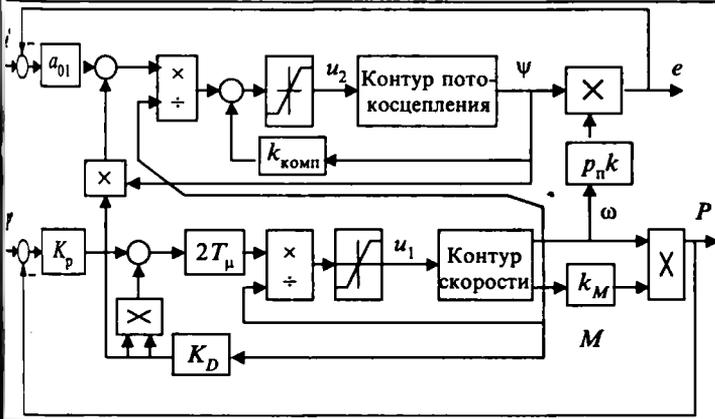


Рис.2. Структура системы с управлением мощностью и ЭДС

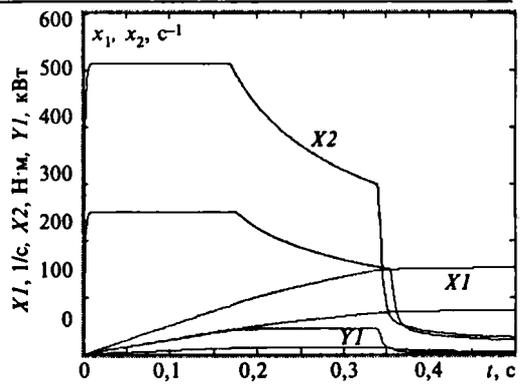


Рис.3. Процессы в системе при постоянстве потока

замкнутая система удовлетворяла уравнениям

$$\ddot{P} + a_{01}\dot{P} + a_0(P - P^*) = 0;$$

$$\dot{e}^* + a_{02}(e - e^*) = 0,$$

где  $a_{01}, a_0, a_{02}$  – постоянные коэффициенты, выражаемые в зависимости от требуемого быстродействия;  $e^*$  – заданное значение ЭДС.

Сигнал управления на входе контура скорости, если пренебречь сигналами компенсации внутренних обратных связей объекта, примет вид

$$u = k_{sc}(a_{01}(P^* - P) + a_0 \int_0^t (P^* - P) dt + \dot{\omega}^2) 2T_\mu / \omega.$$

Сигнал управления потоко-сцеплением

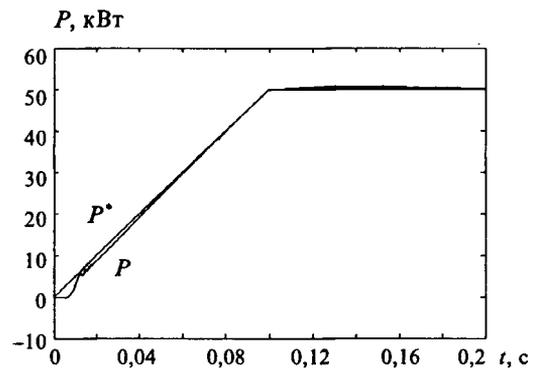
$$u = ((a_{02}(e^* - e)/(k p_n) - \dot{\omega} \Psi) 2T_\mu / \omega + \Psi k_{комп}) k_{оп}.$$

Здесь  $k_{комп} \leq 1$  – коэффициент компенсации внутренней обратной связи по потоко-сцеплению.

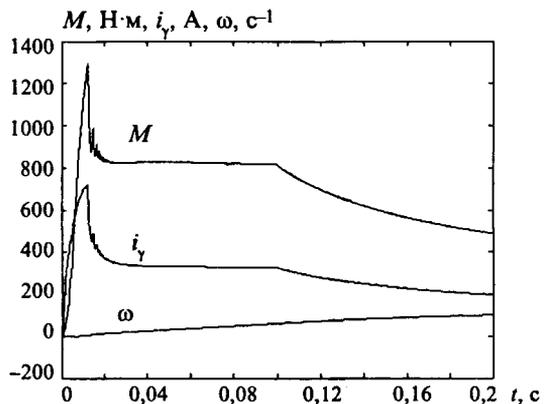
Полученные выражения для сигналов управления позволяют синтезировать нелинейные регуляторы каналов управления ЭДС и моментом электропривода с учётом стабилизации мощности на заданном уровне. Структура системы представлена на рис.2. Нелинейные звенья с насыщением необходимы для ограничения скорости и потоко-сцепления допустимыми значениями.

### Результаты моделирования

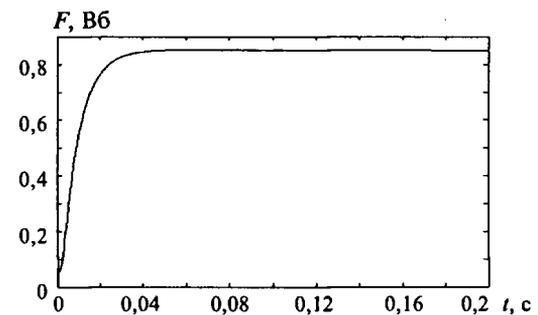
Математическое моделирование системы рис.1 выполнено при значениях параметров  $T = 0,007$  с,  $J = 1,0$  кг·м<sup>2</sup>,  $k p_n = 1,7$  В·с/рад,  $k'_m = 2,5$  Н·м/А,  $R = 0,03$  Ом,  $a_n = 20$ . Переходный процесс при разгоне электропривода и ступенчатом возмущающем воздействии  $M_c = 20$  Н·м в момент времени 0,2 с представлен на рис.3 для двух случаев: 1) для заданной мощности 45 кВт, ограничения момента  $M_m = 500$  Н·м и ограничения скорости  $\omega_m = 150$  рад/с; 2) для мощности 1,25 кВт,  $M_m = 250$  Н·м и  $\omega_m = 75$  рад/с. Процесс имеет участки стабилизации момента, мощности и скорости, что характеризует работоспо-



а)



б)



в)

Рис.4. Процессы в системе векторного управления асинхронным электроприводом:

а – заданная и фактическая мощность; б – изменение активного тока, момента и скорости; в – изменение потоко-сцепления в процессе разгона

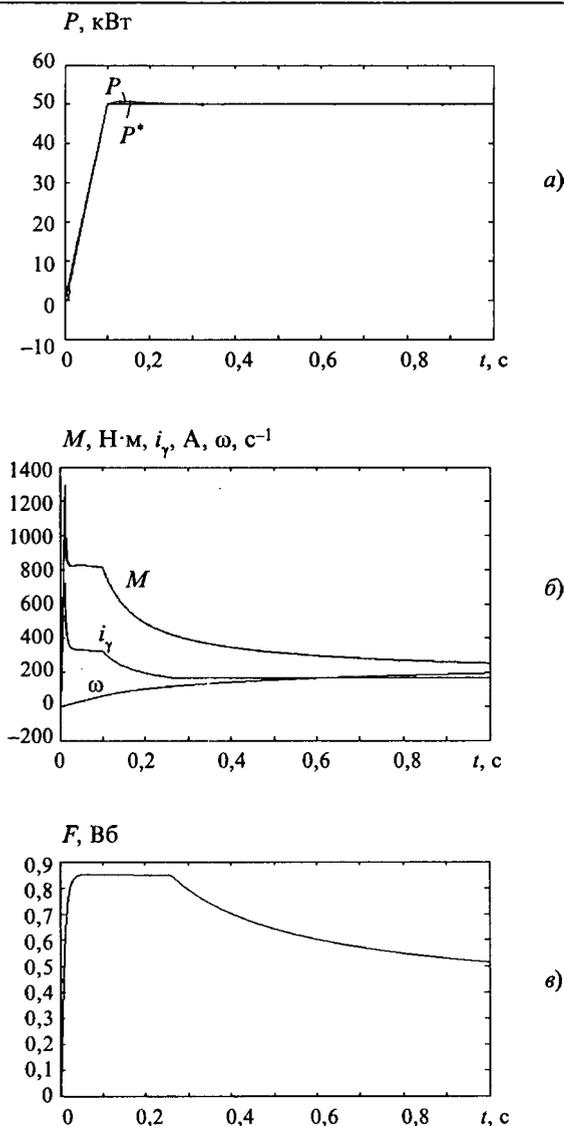


Рис.5. Процессы в системе векторного управления асинхронным электроприводом при разгоне выше основной скорости:

*a* – заданная и фактическая мощность; *б* – изменение активного тока, момента и скорости; *в* – изменение потокосцепления в процессе разгона

способность системы в основных её режимах.

Моделирование системы рис.2 выполнено для асинхронного электропривода с векторным управлением, представленного в координатах  $(x, y)$ , связанных с потокосцеплением ротора для двигателя ML3550K/4 мощностью 156 кВт,  $U_n = 420$  В,  $n_n = 1476$  об/мин. Параметры модели двигателя в осях  $(x, y)$  имеют следующие значения: взаимная индуктивность статора и ротора  $L_{12} = 0,0096$  Гн, параметры ротора  $L_2 = 0,01$  Гн,  $R_2 = 0,01$  Ом,  $k = L_{12}/L_2 = 0,99$ ,  $R_\Sigma = R_1 + R_2 k^2 = 0,03$  Ом,  $L_\Sigma = L_1 - L_{12} k = 0,0009$  Гн,  $T_\Sigma = L_\Sigma / R_\Sigma = 0,03$  с,  $T_2 =$

$L_2 / R_2 = 0,86$  с,  $k_M = 3k_p / 2 = 2,9$ ,  $J = 1$  кг·м<sup>2</sup>,  $T = 0,002$  с. Параметры регулятора мощности:  $a_0 = 100$ ,  $a_1 = 5 \cdot 10^3$ . Параметры регулятора ЭДС:  $a_{02} = 50$ ,  $T_0 = 0,02$  с. Переходный процесс разгона на электроприводе представлен на рис.4: на рис.4,а – графики заданной и фактической мощности; на рис.4,б – изменение активного тока, момента  $M$  и скорости; на рис.4,в – потокосцепления. На рис.5 показаны те же процессы, но в большем интервале времени, включающем процесс ослабления поля и разгон выше номинальной скорости. Анализ полученных процессов показывает, что рассмотренные структуры позволяют с заданной точностью и быстродействием отрабатывать заданную мощность, а также учесть ограничения тока, момента и скорости. Так как рассмотренный объект управления удовлетворяет критерию линеаризуемости, система проявляет нелинейные свойства по отношению к току, скорости, моменту, что выражается в замедлении процессов по мере возрастания скорости и ослабления поля. Однако эти особенности динамики допустимы для основных применений.

#### Список литературы

1. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слезановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.
2. Слезановский О.В. и др. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. М.: Энергоатомиздат, 1983.
3. Гейлер Л.Б. Основы электропривода. Минск: ИТЭШ, 1972.
4. Галиуллин А.С. Методы решения обратных задач динамики. М.: Наука. Главная редакция физ.-мат. литературы, 1986.
5. Андриевский Б.Р., Фрадков А.Л. Управление хаотическими методами и приложения // Автоматика и телемеханика. 2000. № 5. С.3–45.
6. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Линейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука, 2000.



**Опейко Ольга Федоровна** – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов" Белорусского национального технического университета (г. Минск), к.т.н. Окончила Белорусский политехнический институт в 1970 г. Защитила диссертацию по теме "Синтез оптимальных электроприводов с малой инерционностью к изменению параметров объекта" в 1975 г.