

2012 г. П.Н. Кунин, А.И. Рыбаков

Сибирский государственный индустриальный университет

НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ТЯНУЩЕЙ КЛЕТЫ МНЛЗ

Система управления тянущей клетки МНЛЗ-2 ЭСПЦ-2 «НКМК» построена по двухзонной схеме подчиненного регулирования, настроенной по усредненным параметрам в зоне управления скоростью ослаблением магнитного потока. Подобная настройка не соответствует требованиям к качественным показателям и точности управления современными технологическими процессами. В работе [1] предложен улучшенный вариант, обеспечивающий непрерывную коррекцию настроек регуляторов, компенсирующих влияние нелинейностей, улучшая динамические характеристики электропривода.

Однако в математическом плане метод некорректный, поскольку использовался механизм передаточных функций, применимый к линейным системам, описываемых дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. Поэтому в работе [1] синтез регуляторов выполнен по номинальным параметрам объекта с последующей коррекцией выходного сигнала регуляторов пропорционально изменениям выходных сигналов нелинейных зависимостей объекта. Это создало иллюзию, что полученная таким образом система имеет неплохие динамические характеристики, что справедливо только для установившихся процессов, когда производные координат объекта равны нулю, а в динамике ошибка тем больше, чем интенсивнее протекает процесс, что и подтвердили исследования системы на нелинейной модели объекта, представленной в уравнениях состояния.

В настоящей работе решается задача создания системы управления с учетом нелинейностей в непрерывном их изменении с введением дополнительных связей, обеспечивающих улучшение динамических процессов системы в зоне управления ослаблением магнитного потока двигателя при стабилизации ЭДС в этой зоне на номинальном уровне. В отличие от работы [1] теоретические построения выполняются на базе уравнений состояния объекта с учетом алгебраических связей между координатами объекта управления:

$$T_a \dot{U}_a = K_{ua} U_{ua} - U_a; \quad (1)$$

$$L_a \dot{I}_a = U_a - R_a I_a - c F(I_b) \omega; \quad (2)$$

$$M = F(I_b) I_a; \quad (3)$$

$$J \dot{\omega} = M - M_c; \quad (4)$$

$$T_b \dot{U}_b = K_{ub} U_{ub} - U_b; \quad (5)$$

$$2 \frac{2wp}{R_b} \dot{F}(I_b) = U_b - R_b I_b; \quad (6)$$

$$F(I_b) = f_b(I_b), \quad (7)$$

где L_a – индуктивность обмотки якоря; $T_a, T_b, U_a, U_b, K_{ua}, K_{ub}, U_{ua}, U_{ub}, R_a, R_b$ – постоянные времени, выходные напряжения, коэффициенты усиления, входные сигналы источников энергии и сопротивления соответственно якорной цепи (индекс «a») и цепи обмотки возбуждения (индекс «b») электродвигателя; F, ω, M, w и p – магнитный поток, скорость, момент, число витков обмотки возбуждения на одном полюсе и число полюсов электродвигателя; M_c – момент нагрузки; J – момент инерции якоря двигателя и механизмов.

Поскольку переход в зону ослабления магнитного потока осуществляем при достижении номинального уровня ЭДС и поддержания ее на постоянном уровне, при скорости электродвигателя выше основной необходима информация о состоянии ЭДС. На наш взгляд, целесообразно использовать уравнение равновесия напряжений якорной цепи с приближенным дифференцированием тока якоря (I_a). При этом уравнение принимает следующий вид:

$$\delta T_a \dot{u}_{de} + u_{de} = k_{de} E = k_{de} (U_p - I_a R_a - R_a T_a \dot{I}_a),$$

где $\delta = 0,1 - 0,2$; u_{de}, k_{de}, U_p – выходной сигнал, коэффициент преобразования датчика ЭДС, выходной сигнал регулятора тока; E – ЭДС якоря электродвигателя.

Если принять $k_{de} = K_{dn}$ и использовать выходные сигналы датчиков тока u_{dt} с коэффициентом преобразования K_{dt} и датчика напряжения u_{dn} с коэффициентом преобразования K_{dn} , то последнее соотношение преобразуем к виду

$$\delta T_a \dot{u}_{de} = k_{dn} E = K_{dn} U_p - K_{dn} R_a / K_{dt} (T_a \dot{u}_{dt} + u_{dt}) - u_{de}. \quad (8)$$

В отличие от известных источников в настоящей работе, как и в работе [1], для компенсации влияния внутренней обратной связи по ЭДС будем использовать сигнал $u_{de} = K_{dn} E$, но чтобы при этом на выходе преобразователя получить компенсирующий сигнал, равный E ; выходной сигнал измерителя ЭДС преобразуем звеном с передаточной функцией $1/(K_n K_{dn})$.

Якорная цепь двигателя описывается уравнениями (1) и (2). Они содержат только один нелинейный элемент – слагаемое $F(I_b)\omega = E$ в уравнении (2). Для компенсации нелинейности $F(I_b)\omega$ в уравнение (2) вводим через источник энергии обратную связь, оставляя регулятор тока таким же, как и в работе [1]. В результате контур тока описывается линейным дифференциальным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами:

$$2T_a I_a'' + 2T_a I_a' + I = U_{p.c} / K_{dt}. \quad (9)$$

Подставляя в уравнение (9) значение тока I_a из уравнения (3) объекта управления, получим дифференциальное уравнение, описывающее зависимость момента двигателя M от выходного сигнала регулятора скорости $U_{p.c}$:

$$2T_a [M/cF(I_b)]'' + 2T_a [M/cF(I_a)]' + M/cF(I_a) = U_{p.c} / K_{dt}. \quad (10)$$

Пропорциональный регулятор скорости описывается уравнением [2]

$$U_{p.c} = \frac{JK_{dt}}{cF_n 4T_a} U_{in}, \quad (11)$$

где c – конструктивная постоянная двигателя; F_n – номинальный поток; T_a – постоянная времени источника энергии; U_{in} – сигнал на входе регулятора.

Коррекция нелинейности $F(I_b)$ в работе [1] осуществляется умножением выходного сигнала регулятора скорости $U_{p.c}$ на номинальный поток F_n и делением на текущее значение магнитного потока F . Уравнение регулятора скорости при этом преобразуем к виду

$$U_{p.c} = \frac{JK_{dt}}{cF_n 4T_a} f_k U_{in},$$

где $f_k = F_n / F$ – сигнал коррекции нелинейности.

Подставляя значение $U_{p.c}$ в дифференциальное уравнение (10), получим выражение, связывающее момент электродвигателя с входным сигналом регулятора скорости U_{in} :

$$2T_a^2 [M/cF(I_a)]'' + 2T_a [M/cF(I_a)]' + M(I_a)/cF(I_a) = U_{in} Jf_k / [cF(I_a)4T_a].$$

Умножим левую и правую части этого уравнения на $cF(I_b)$:

$$2T_a^2 cF(I_a) [M/cF(I_a)]'' + 2T_a cF(I_a) (M/cF)' + McF(I_a)/cF(I_a) = U_{in} Jf_k / (4T_a). \quad (12)$$

Из уравнения (12) видно, что компенсация нелинейности достигается только в слагаемом $M(I_a)/cF(I_a)$, в состав которого не входят производные. В слагаемых с производными компенсирующий элемент $cF(I_a)$ стоит как переменный коэффициент перед производной, а компенсируемый элемент $cF(I_a)$ заключен под знак производной. Компенсация возможна только в случае, когда $cF = \text{const}$, поскольку в этом случае может быть вынесено из под знака производной.

Искажение корректирующего сигнала обусловлено инерционностью контура тока, описываемого дифференциальным уравнением (9). Чтобы уменьшить ошибку управления, уравнение регулятора скорости (11) необходимо дополнить форсирующим компонентом, компенсирующим инерционность контура тока, с тем, чтобы последовательно соединенные регулятор скорости и контур тока описывались безынерционным звеном. Для этого в уравнение регулятора скорости (11) добавим форсирующий элемент $N(U_{in})$:

$$U_{p.c} = \frac{JK_{dt}}{cF_n 4T_a} N(U_{in})$$

и подставим $U_{p.c}$ в дифференциальное уравнение контура тока (9). В результате получим дифференциальное уравнение, описывающее систему, состоящую из регулятора скорости с форсированным входом и контура тока:

$$2T_p I_a'' + 2T_p I_a' + I = \frac{JK_{dt} N(U_{in})}{cF_n 4T_a K_{dt}}. \quad (13)$$

Полная компенсация инерционных элементов будет получена в том случае, если совпа-

дуг корни полиномов левой и правой частей уравнения (13):

$$N(U_{in}) = 2T_a U_{in}'' + 2T_a U_{in}' + U_{in}. \quad (14)$$

Подставив выражение для полинома $N(U_{in})$ из соотношения (14) в дифференциальное уравнение (13), получим развернутое уравнение контура тока с регулятором скорости с форсирующим входным воздействием:

$$2T_a^2 I_a'' + 2T_a I_a' + I_a = \frac{JK_{dt}}{cF_n 4T_a K_{dt}} (2T_a U_{in}'' + 2T_a U_{in}' + U_{in}), \quad (15)$$

моделирование которого показало, что оно эквивалентно безынерционному алгебраическому уравнению

$$I_a = \frac{JK_{dt}}{cF_n 4T_a K_{dt}}. \quad (16)$$

Таким образом, решили проблему компенсации нелинейности кривой намагничивания и создали новую – вместе с компенсацией нелинейности компенсировали все инерционные элементы в системе, а это чревато тем, что темп изменения тока электродвигателя превысит допустимые пределы.

Устранение этой проблемы достигается включением на выход регулятора скорости задатчика интенсивности темпа изменения тока якоря электродвигателя независимо от диапазона его изменения.

Канал обмотки возбуждения электродвигателя описывается уравнениями (5) – (7), причем (5) описывает источник энергии, (6) – уравнение равновесия напряжения на обмотке возбуждения, а (7) – кривую намагничивания. В настоящей работе предполагается, что данные по кривой намагничивания приводятся в паспорте на электродвигатель и размещены в памяти микроконтроллерной управляющей системы.

Прежде всего исключим из уравнения (6) переменную $F(I_b)$. Для этого производную $F'(I_b)$ уравнения (7) представим как производную от сложной функции с промежуточной переменной I_b :

$$\frac{2wp}{R_b} \frac{dF(I_b)}{dI_b} \frac{dI_b}{dt} = U_b - R_b I_b. \quad (17)$$

Затем производную $\frac{dF(I_b)}{dI_b}$ приближенно

представим как отношение приращений, при этом уравнение (17) примет вид

$$\frac{2wp}{R_b} \frac{\Delta F}{T} \frac{dI_b}{dt} = U_b - R_b I_b, \quad (18)$$

где $\Delta F = F - F_p$; $T = T - T_p$ – период дискретизации микроконтроллерной системы управления.

По уравнениям, полученным выше, было выполнено моделирование системы косвенного измерителя ЭДС электродвигателя и системы управления в целом. Результаты моделирования измерителя ЭДС приведены на рис. 1, где показаны осциллограммы выходного сигнала измерителя ЭДС и реальная ЭДС двигателя, умноженная на передаточный коэффициент наблюдателя.

В момент времени $t = 1,5$ с двигатель вышел на номинальную скорость, на которой оставался до $t = 2$ с, когда было произведено изменение задания с номинальной на двойное значение номинальной скорости. При $t = 2,8$ с привод вышел на заданную скорость. Из рис. 2 видно, что при $t = 2$ и $t = 2,8$ имеют место не

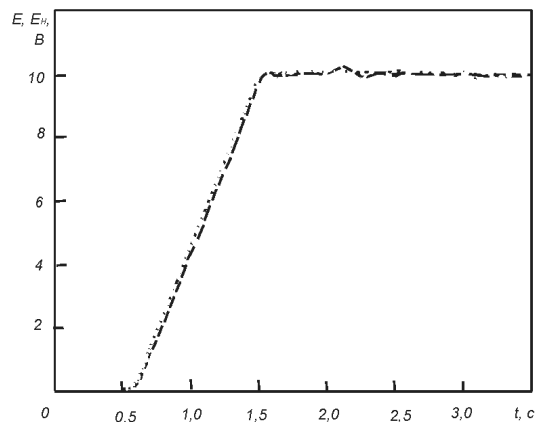


Рис. 1. Сравнение ЭДС двигателя (-----) и выходного сигнала измерителя (.....)

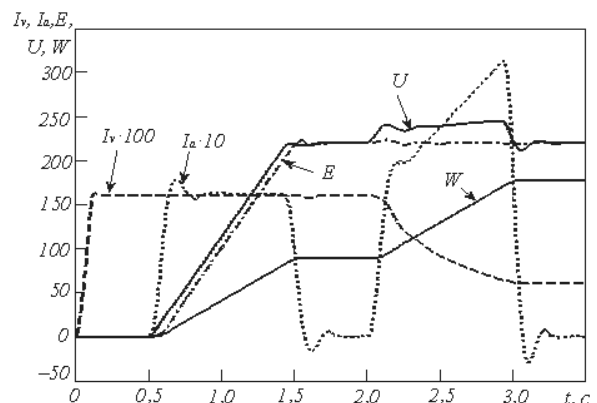


Рис. 2. Переходные процессы в системе

значительные динамические отклонения ЭДС с последующим выходом на номинальное значение, причем идеальный и измеренный сигналы как в установившихся, так и в динамических режимах практически совпадают. Предлагаем следующую методику синтеза нелинейных регуляторов скорости и ЭДС, в линейные варианты которых входит $kF_n = \text{const}$. Рассмотрим синтез регулятора скорости.

Предварительно регулятор синтезируем в предположении, что $kF = kF_n$ величина постоянная. Затем из знаменателя выражения для передаточной функции исключаем kF_n , а к выходу регулятора подключаем функциональный модуль, осуществляющий вычисление $1/kF$:

$$1/kF(t) = \omega(t)/E(t), \quad (19)$$

и далее производим умножение выходной величины линейной части регулятора. Затем ко входу регулятора скорости добавляем форсирующее звено, а на входы регуляторов тока якоря и обмотки возбуждения включаем задатчики интенсивности. При использовании сигналов наблюдателя ЭДС u_{de} и датчика скорости U_{oc} последнее соотношение легко преобразуется к виду:

$$\frac{1}{cF} = \frac{K_{dn}}{K_{d\omega}} \frac{U_{oc}}{u_{de}}, \quad (20)$$

где $U_{oc} = K_{ds}\omega$ – выходной сигнал датчика скорости двигателя.

Стабилизация тока возбуждения достигается тем, что при скорости двигателя ниже номинальной регулятор ЭДС находится в ограничении, а его выходной сигнал служит заданием на номинальный ток контуру тока возбуждения. При скорости двигателя выше номинальной сигнал задания на ЭДС становится меньше сигнала измерителя ЭДС, и регулятор ЭДС выходит из ограничения. Контур ЭДС переходит в режим стабилизации ЭДС.

Для моделирования обмотки возбуждения двигателя используем дифференциальное уравнение (18). Регулятор приводим к сумме пропорциональной и интегрирующей составляющих в предположении, что на каждом шаге дискретизации параметры регулятора постоянные:

$$I_{b1} = U_{re} \frac{2p_1 w \Delta F / \Delta I_b}{K_{Tpb} K_{dTb} 2T_{Tpb}}; \quad (21)$$

$$\frac{dI_{b2}}{dt} = \frac{1}{K_{Tpb} K_{dTb} 2T_{Tpb}}; \quad (22)$$

$$I_b = I_{b1} + I_{b2};$$

здесь K_{Tpb} , K_{dTb} и T_{Tpb} – коэффициенты преобразования.

Регулятор представлен суммой двух звеньев из тех соображений, чтобы иметь возможность выражение в правой части уравнения (21) умножить на вычисленное текущее значение $\Delta F / \Delta I_b$.

До основной скорости система линейная, и регулятор ЭДС в соответствии с данными [2, 3] имеет вид

$$\frac{dU_{re}}{dt} = \frac{K_{ДТВ}}{K_F k \omega K_{dn} 4T_{pb}} U_{vx}, \quad (23)$$

где U_{re} и U_{vx} – сигналы соответственно на выходе и входе регулятора ЭДС; $K_{ДТВ}$, K_F – коэффициенты преобразования.

Для синтеза нелинейной составляющей регулятора ЭДС при работе привода на скорости выше основной учтем, что $K_F(I_b) = F/I_b$, а затем воспользуемся соотношениями $E = u_{de}/K_{dn}$ и $I_b = U_{dTb}/K_{dTb}$:

$$\frac{dU_{re}}{dt} = U_{vx} \frac{1}{4T_{Tb} P} \cdot \frac{U_{dTb}}{u_{de}} U_{vx}.$$

Поскольку нелинейная составляющая регулятора тока возбуждения обеспечивает компенсацию нелинейности объекта управления, контур тока возбуждения электродвигателя представлен линейным звеном второго порядка:

$$2T_{Tb}^2 \frac{d^2 I_b}{dt^2} + 2T_{Tb} \frac{dI_b}{dt} I_b = U_{ze}.$$

На рис. 2 показаны переходные процессы при пуске электропривода, работе на основной скорости и разгоне выше основной скорости, последнее обычно применяется для вытягивания конца слитка.

Выводы. Создана система, свободная от описанных выше недостатков и обеспечивающая качественные переходные процессы. Система может быть реализована на микроконтроллере Microchip dsPIC30F6010, который имеет все элементы для решения этой задачи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Романов А.Р., Кунинин П.Н. Нелинейная система электропривода тянущей клетки // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения: Труды Всероссийской на-

учной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева. – Новокузнецк: изд. Сиб-ГИУ, 2011. Вып. 15. Ч. IV. Технические науки. – С. 7 – 13.

2. Башарин А.В., Новиков В.А., Сокловский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.

3. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводом: Учебник для студентов высш. учеб. заведений – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 304 с.

© 2012 г. П.Н. Кунинин, А.И. Рыбаков
Поступила 9 апреля 2012 г.

УДК 621.577

2012 г. В.В. Стерлигов, Т.А. Михайличенко, Н.В. Турлак

Сибирский государственный индустриальный университет

ПЕРСПЕКТИВЫ И ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕПЛОВЫХ НАСОСОВ В ЭНЕРГОСНАБЖЕНИИ КУЗБАССА

Повышение цен на энергоносители и рост загрязнения окружающей среды заставляют пересмотреть свое отношение к использованию традиционных энергоресурсов и обратить внимание на альтернативные источники энергии, технические перспективы и возможности решения этой проблемы.

Практический интерес к тепловым насосам, проявившийся в последние годы, связан с возможностью утилизации низкопотенциальных энергетических ресурсов и использованием нетрадиционных возобновляемых источников энергии. При этом одновременно с задачей утилизации энергоресурсов применение тепловых насосов решает насущные задачи энергоснабжения конкретного производства (например, горячего водоснабжения и отопления), а также обеспечивает большую энергонезависимость и значительную экономическую выгоду, позволяет защитить окружающую среду (так как тепловые насосы не используют топливо и не производят вредных выбросов углекислого газа в атмосферу).

В настоящее время реализуются следующие варианты использования тепловых насосов [1]:

- использование тепла атмосферного воздуха (наружный и отводимый вентиляционный воздух);
- использование тепла грунта и горных пород;
- использование тепла водоемов (морской, озерной и речной воды);
- использование тепла отливных шахтных вод;

– использование возобновляемых биологических ресурсов (биомассы, отходов животноводства и др.);

– использование вторичных энергоресурсов.

Энергетические и экономические показатели работы тепловых насосов тесно взаимосвязаны с характеристиками источников, тепло которых используется. Идеальный генератор тепла должен обеспечивать стабильную высокую температуру, не корродировать, не загрязнять атмосферу, обладать необходимыми теплофизическими характеристиками, не требовать существенных инвестиций и расходов на обслуживание. В большинстве случаев именно источник тепла является ключевым фактором, определяющим эксплуатационные характеристики теплового насоса.

Эффективность использования теплового насоса определяется соотношением количества вырабатываемой тепловой и потребляемой электрической энергии (коэффициент трансформации). Эта величина зависит от разности между температурами источника тепла и потребителя: чем она больше, тем меньше коэффициент трансформации. Поэтому при работе теплового насоса масса низкотемпературного источника тепла должна быть значительно больше нагреваемой массы. По этой же причине необходимо увеличивать площадь и интенсивность теплообмена, чтобы перепад между температурами источника тепла и холодного рабочего тела, а также между температурами горячего рабочего тела и нагреваемой среды был минимальным. Это снижает затраты