

З. М. Хасанов, Р. М. Гузаиров

К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ШИРОКОДИАПАЗОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОГО ПЛАЗМЕННОГО НАНЕСЕНИЯ ПОКРЫТИЙ

Рассмотрены вопросы улучшения динамических параметров электропривода (ЭП). Предлагается структура микропроцессорной системы управления и адаптивный алгоритм ее управления, обеспечивающие расширение полосы пропускания широкодиапазонного ЭП. *Электродвигатель; адаптивный регулятор тока; задатчик интенсивности*

СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

Интенсивный путь внедрения современных технологий во всех сферах производства требует повышения технических характеристик создаваемых устройств, а также модернизации уже существующих. Объемный парк используемых электрических двигателей на базе синхронных и асинхронных машин в качестве привода главного движения станочного оборудования нуждается в улучшении по технико-экономическим показателям.

За последние десятилетия произошли качественные изменения в структуре электроприводов станков, связанные в первую очередь с переходом на новую элементную базу построения силового канала (высокочастотные IGBT-транзисторы, интеллектуальные силовые модули IPM) и новую элементную базу канала управления – высокопроизводительные системы прямого управления элементами силовых электронных преобразователей. Помимо непосредственного управления ключами силовых преобразователей, осуществляется прямое сопряжение с широкой номенклатурой датчиков обратных связей (положения, скорости), а также с элементами релейно-контакторной аппаратуры. Все это дает возможность эффективно решать актуальные задачи создания надежных регулируемых электроприводов (ЭП) станков, с использованием самых совершенных алгоритмов, комплексно решая вопросы диагностики работы силовой части и устройств управления.

Известно, что предельно достижимые динамические характеристики ЭП с учетом заданных физических ограничений его энергетического канала можно получить только в системах

с релейными принципами управления [1], так как именно они позволяют максимально использовать имеющийся в системе ресурс управления. Зачастую это достигается в ущерб энергетическим показателям систем ЭП, например, сопровождается увеличением дополнительных потерь в элементах силового электронного преобразователя.

Выбор способа и принципа управления определяется совокупностью статических, динамических и энергетических требований к электроприводу станка. Принцип скалярного управления ЭП станков базируется на изменении текущих значений модулей переменных электродвигателей (магнитных потоков, напряжений, потокосцеплений и токов цепей электродвигателя).

Основной недостаток подобного принципа управления заключается в трудности реализации желаемых законов регулирования скорости и момента электродвигателей (ЭД) технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий в динамических режимах. Связано это с весьма сложными электромагнитными процессами, протекающими в ЭД. Кроме того, для нормального функционирования ЭП необходимо ограничить момент и ток ЭД допустимыми значениями в переходных процессах пуска и торможения.

В последнее время на базе систем векторного управления разработан ряд приводов роботов и транспортных средств с прямым цифровым управлением моментом. Отличительной особенностью этих решений является высокое быстродействие контуров тока, реализованных, как правило, на базе релейных регуляторов или регуляторов, работающих на принципах нечеткой логики.

Для таких приводов быстрдействие определяется периодом модуляции широтно-импульсного преобразователя. Чтобы получить полосу пропускания контура скорости ЭП 150 Гц, частоту модуляции желательно иметь не менее 15 кГц [2]. На таких частотах существенно возрастают высокочастотные коммутационные потери силового преобразователя ЭП, заметно проявляются проблемы, связанные с коммутационными задержками силовых ключей и влиянием «мертвой» зоны между коммутациями ключей силового преобразователя.

Аппаратная аналого-цифровая реализация релейно-векторных систем с встроенным формирователем энергетически эффективных алгоритмов управления силовыми преобразователями и векторных датчиковых систем управления ЭД не получила широкого распространения главным образом в связи со сложностью настройки таких систем. Данная работа посвящена дальнейшему развитию релейно-векторных систем для станочных приводов с циклическими режимами работы и высокими темпами разгона, торможения и реверсирования в широком диапазоне регулирования скорости без процедуры нахождения мгновенных значений токов в цепях преобразователя.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Технический прогресс на всех этапах совершенствования электроприводов для современного технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий неизменно подчиняется необходимости комплексного решения следующих задач:

- расширения диапазона регулирования частоты вращения ЭД до 1:10000;
- создания датчиков обратной связи, имеющих одинаковые метрологические характеристики на всем диапазоне регулирования скорости;
- создания специализированных интегральных схем для систем управления;
- наиболее экономичного регулирования исполнительных механизмов с высокой надежностью и в минимальном конструкционном объеме;
- максимально возможного сокращения времени пуска, реверсирования и торможения;
- увеличения числа включений в единицу времени;

- совершенствования защиты от воздействия окружающей среды в связи с все большим приближением электроприводов к зоне, где осуществляется технологический процесс плазменного нанесения покрытий;

- интеграции системы управления электроприводом с системой управления технологическим процессом.

Для обеспечения таких требований регулятор скорости электропривода должен обладать большим коэффициентом усиления и малым температурным дрейфом напряжения смещения. Например, для диапазона регулирования 1:10000 коэффициент усиления регулятора скорости ЭД должен быть не менее 250000 и температурный дрейф напряжения смещения не должен превышать 1 мкВ/град [3]. А если учитывать шумы информационно-измерительных устройств системы управления, источниками которых могут быть как пульсации напряжения питания регулятора скорости, так и пульсации датчиков скорости (положения), то коэффициент усиления регулятора скорости такого электропривода должен быть не менее $k_y=1000000$. То есть для обеспечения таких требований необходимо разработать специальные регуляторы скорости.

2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ ШИРОКОДИАПАЗОННОГО ЭП

В настоящее время все большее применение в ЭП главного движения технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий находят высокомоментные электродвигатели постоянного тока с независимым возбуждением типа ПБВ-100М и ДК-1. Высокомоментные электродвигатели накладывают на электропривод главного движения дополнительное требование: введение функционального токоограничения, зависящего от скорости вращения вала двигателя. Кроме того, при проектировании широтно-импульсного преобразователя ЭП возникает необходимость расчета параметров силового канала с учетом функционального токоограничения.

В связи отсутствием соответствующих методик расчета в данной статье предлагается инженерная методика расчета параметров силового канала электропривода с учетом функционального токоограничения.

На рис. 1 приведена замкнутая схема управления ЭП главного движения рассматриваемого технологического оборудования с обратной связью по скорости и подчиненным контуром регулирования тока.

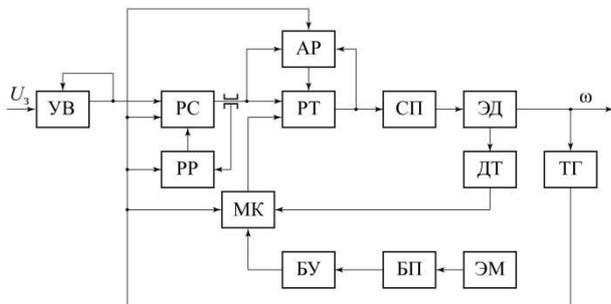


Рис. 1. Двухконтурная система управления электроприводом главного движения технологического оборудования

Система управления ЭП содержит два контура регулирования: внутренний контур тока якоря и внешний контур скорости. Контур тока якоря включает в себя силовую часть привода (СП – силовой преобразователь и ЭД), цепь отрицательной обратной связи по току якоря и регулятор тока (РТ). На входе РТ сравнивается напряжение задания тока якоря и напряжение обратной связи по току, поступающее с датчика тока (ДТ). Реализацию минимального значения среднеквадратической ошибки или максимального быстродействия РТ при изменяющихся внешних условиях обеспечивает адаптивный регулятор (АР). Контур скорости включает в себя замкнутый контур тока, цепь отрицательной обратной связи по скорости и регулятор скорости (РС). На входе РС сравниваются напряжения задания скорости, подаваемого с выхода устройства ввода (УВ), и напряжение обратной связи по скорости двигателя, поступающее с датчика скорости (тахогенератора – ТГ).

Устройство ввода (УВ) формирует желаемый закон изменения скорости ЭП, например, линейный с заданным постоянным ускорением или заданной постоянной скоростью. Релейный регулятор (РР) переключает и ограничивает напряжение задания тока якоря, обеспечивая его ограничение на уровне максимального значения, которым также можно управлять. Например, при скачкообразном задании скорости вращения разгон ЭД идет с максимально допустимым током. Микроконтроллер (МК) совместно блоками управления (БУ), памяти (БП) и эталонной модели обрабатывает информацию со

всех датчиков и выдает командную информацию для регуляторов тока и скорости ЭД.

В регуляторе скорости высокий коэффициент усиления k_v обеспечивает окончательный усилитель, а малый температурный дрейф напряжения смещения – предварительный усилитель.

Предварительный усилитель регулятора скорости выполнен по схеме «модулятор – усилитель – демодулятор» и имеет два параллельных канала, работающих синфазно. Наличие двух параллельных каналов приводит к увеличению коэффициента усиления k_v и уменьшению пульсаций на выходе предварительного усилителя. Температурный дрейф напряжения смещения не более 1 мкВ/град у предварительного усилителя и коэффициент усиления $k_v = 60000$ окончательного усилителя обеспечивают требуемую стабильность характеристик регулятора скорости.

Основные уравнения, которыми описываются электромагнитные и электромеханические процессы в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ с НВ) в переходном процессе, могут быть записаны в следующем виде:

$$U_{\text{н}} = E_{\text{я}} + R_{\text{я}} \left(I_{\text{я}} + T_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} \right)$$

$$M = M_{\text{н}} + J \frac{d\omega}{dt} = k_{\text{м}} I_{\text{я}} \quad (1)$$

$$E_{\text{я}} = k_{\text{е}} I_{\text{я}}; \quad \omega = \frac{d\phi}{dt},$$

где $U_{\text{н}}$ – напряжение питания; $I_{\text{я}}$ – ток обмотки якоря; $E_{\text{я}}$ – ЭДС вращения якоря; $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$ –

электромагнитная постоянная времени; $R_{\text{я}}$ и $L_{\text{я}}$ – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи; ω , M , $M_{\text{н}}$, ϕ – механическая угловая скорость, электромагнитный момент, тормозной момент, создаваемый нагрузкой и механический угол поворота вала ротора; J – момент инерции привода; приведенные к нагрузке, коэффициенты $k_{\text{е}}$ и $k_{\text{м}}$ являются конструктивными постоянными. Параметры двигателя, входящие в уравнения (1), рассчитываются на основе паспортных данных.

При неизменной нагрузке на валу двигателя $M_{\text{н}} = \text{const}$ из (1) несложно представить передаточную функцию ДПТ с НВ:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_{\text{я}}(p)} = \frac{1/k_{\text{е}}}{T_{\text{я}} T_{\text{м}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1}, \quad (2)$$

где $T_m = J R_y / k_e k_m$ – электромеханическая постоянная времени, $p = d / dt$ – оператор дифференцирования.

Переходные процессы зависят от корней характеристического уравнения $T_y T_m p^2 + T_m p + 1 = 0$:

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4T_y/T_m}}{2T_y}. \quad (3)$$

При $T_m < 4T_y$ корни характеристического уравнения – комплексные сопряженные с отрицательными вещественными частями. Переходный процесс будет носить характер затухающих колебаний. Такое соотношение справедливо при отсутствии в якорной цепи добавочных резисторов, т. е. при расчете переходных процессов разгона, торможения, наброса и сброса нагрузки в случаях, когда двигатель работает на естественной характеристике.

Включение добавочных резисторов в якорную цепь двигателя приводит к уменьшению T_y . При $T_m > 4T_y$ корни характеристического уравнения становятся вещественными и колебательный процесс вырождается в аperiодический второго порядка.

Обычно величина электромеханической постоянной времени T_m существенно превышает T_y . Поэтому для практических расчетов значением T_y можно пренебречь, т.е. считать $T_y = 0$. В этом случае графики переходных процессов будут представлять собой экспоненты первого порядка.

Постоянная времени T_m однозначно определяет длительность экспоненциального переходного процесса. Теоретически время таких переходных процессов равно бесконечности. Практически за условное время окончания переходного процесса принимается время, за которое регулируемая величина достигла 95 % установленного значения. Это время равно $3T_m$.

Для построения с достаточной для практики точностью экспоненты первого порядка следует помнить, что касательная к начальному участку экспоненты отсекает от установленного значения отрезок, равный T_m . При этом регулируемая величина за время T_m достигает 0,632 от установленного значения. Сказанное иллюстрирует график переходного процесса пуска ДПТ независимого возбуждения, приведенный на рис. 2.

Другим важным обстоятельством, которое необходимо учитывать при создании широкодиапазонных ЭП с электродвигателями типа ПБВ-100М является зависимость электромагнитной постоянной времени T_y якорной цепи

ЭД в режиме непрерывных токов от сигнала U_3 , определяющего величину установившейся скорости вращения ЭД. Экспериментальные исследования ЭП с тиристорным силовым преобразователем и с электродвигателем типа ПБВ-100М показали, что T_y изменяется более чем в 4 раза. Электромагнитная постоянная якорной цепи ЭД оценивалась по виду переходной характеристики тока якоря I_y при заторможенном ЭД путем подачи на вход тиристорного преобразователя сигнала прямоугольной формы различной амплитуды.

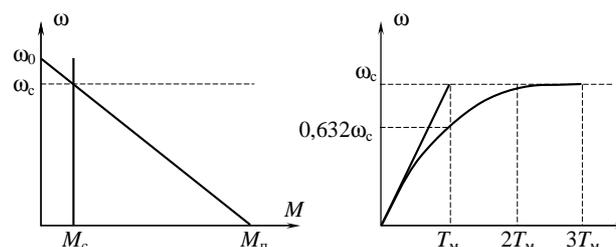


Рис. 2. График переходного процесса пуска ЭД постоянного тока

Величина электромагнитной постоянной времени оценивалась по времени достижения током якоря электродвигателя 0,632 от установленного значения. При этом электромагнитная постоянная якоря электродвигателя изменялась от 1,7 до 7,5 мс при изменении U_n от 2 до 4,5 В. Аналогичные экспериментальные исследования, проведенные на этом же ЭП с частотным управлением, показали, что электромагнитная постоянная времени T_y также изменяется в функции входного сигнала более чем в 5 раз. Поэтому для оптимизации динамических характеристик этого ЭП был разработан адаптивный регулятор тока (с адаптацией постоянной интегрирования и динамического коэффициента передачи в функции скорости вращения электродвигателя).

Исследования быстродействующих ЭП с электродвигателями типа ПБВ-100М показывают, что оптимальным с точки зрения улучшения динамических характеристик ЭП является использование в системе управления ПИ регулятора тока, компенсирующего влияние отрицательной обратной связи по ЭДС электродвигателя. Это объясняется тем, что в системе управления с ПИ регулятором тока переходный процесс затягивается за счет снижения уставки по максимальному току. Уставка по максимальному току снижается на величину, равную $(1 +$

+ $C/T_m\omega$). Здесь C – емкость в цепи ПИ регулятора. Т.е. в ЭП с высокомоментными ЭД, имеющими электромеханическую постоянную времени T_m , снижение уставки по максимальному току на величину $(1 + C/T_m\omega)$ оказывает очень существенное влияние на динамические характеристики всего ЭП.

Передаточная функция ПИ регулятора тока [5] имеет следующий вид

$$W_{\text{пр}} = \frac{\omega(T_m T_y p^2 + T_m p + 1)}{C K_i T_m p^2}. \quad (4)$$

На рис. 3 приведена схема ПИ регулятора тока с передаточной функцией

$$W_{\text{пр}} = \frac{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) p + 1}{C_1 R_1 C_2 R_2 p}.$$

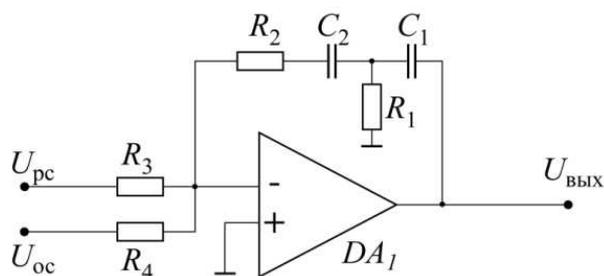


Рис. 3. Схема ПИ регулятора

Тогда параметры ПИ регулятора определяют уравнения

$$R_2 = R_3 \cdot K_i; \quad (6)$$

$$C_1 = \frac{T_m T_y \cdot C_2}{T_m (R_2 C_2 - T_y) - C_2^2 R_2^2}; \quad (7)$$

$$R_1 = \frac{T_m - C_2 \cdot R_2}{C_1 + C_2}. \quad (8)$$

Задаваясь величиной емкости C_2 и динамическим коэффициентом передачи регулятора тока K_i по выражениям (6), (7), (8) определяются параметры ПИ регулятора тока.

Для улучшения динамических свойств широкодиапазонного ЭП по возмущающему воздействию (уменьшение динамического провала скорости и времени ее восстановления) в электроприводе предлагается использовать следующий алгоритм управления коэффициентом обратной связи по току:

$$K_T = \begin{cases} 0; & \text{при } \frac{dI_y}{dt} \equiv U_{\text{дт}} > U_{\text{пр}}; \omega < 0,1 \omega_n; \\ K_{\text{тн}}; & \text{при } \frac{dI_y}{dt} \equiv U_{\text{дт}} < U_{\text{пр}}; \omega > 0,1 \omega_n, \end{cases}$$

где I_y – ток в цепи якоря; $K_{\text{тн}}$ – номинальный коэффициент обратной связи по току; $U_{\text{дт}}$ – напряжение, пропорциональное скорости изменения I_y ; ω_n – номинальная скорость вращения электродвигателя; $U_{\text{пр}}$ – пороговое значение напряжения, пропорциональное предельной скорости изменения тока якоря ЭД (определяется экспериментально).

Номинальный коэффициент обратной связи по току $K_{\text{тн}}$ выбирается исходя из условия ограничения максимального тока якоря ЭД в динамических режимах на уровне $I_{y(\text{ном})}$. В электроприводе с алгоритмом управления (9) уменьшение коэффициента обратной связи по току осуществляется лишь на скоростях вращения электродвигателя меньше 10 % от номинальной скорости вращения и при больших скоростях изменения статического тока ЭД, что имеет место при ударном приложении момента статической нагрузки. Экспериментальные исследования широкодиапазонного ЭП с высокомоментными электродвигателями типа ПБВ и ДК с управлением по алгоритму (9) показали, что величина динамического провала скорости в ЭП уменьшается в 2÷3 раза по сравнению с системой подчиненного регулирования.

В быстродействующих ЭП с высокомоментными электродвигателями типа ПБВ или ДК, имеющими малую электромагнитную постоянную T_y , без внесения большой погрешности можно пренебречь электромагнитными процессами, тогда параметр релейного элемента

$$K_{\text{рз}} = R_3 I_{y(\text{макс})},$$

где $I_{y(\text{макс})}$ – допустимая величина тока якоря; R_3 – эквивалентное активное сопротивление цепи. При постоянстве параметра $K_{\text{рз}}$ процесс разгона может быть описан следующими выражениями:

$$\omega = \frac{1}{J} \int_0^t M_{\text{дин(макс)}} dt = \frac{M_{\text{дин(макс)}}}{J} t \quad (9)$$

$$M_{\text{дин(макс)}} = M_{\text{эд(макс)}} - M_n,$$

где ω – частота вращения ЭД; $M_{\text{эд(макс)}}$ – максимальный момент ЭД; M_n – статический момент нагрузки; $M_{\text{дин(макс)}}$ – максимальный динамический момент при соответствующем моменте M_n . Считая постоянным момент сопротивления M_n и заменяя частоту вращения ω на ЭДС электро-

двигателя, а моменты на токи, можно (9) представить в виде

$$E_{эд} = \frac{1}{T_M} \int_0^t R_3 I_{я(\max)} dt = \frac{R_3 I_{я(\max)}}{T_M} t,$$

где $E_{эд} = \omega k_e$ – ЭДС электродвигателя; $I_{я(\max)} = M_{дин(\max)} / k_M$ – максимальный динамический ток ЭД; k_e и k_M – конструктивные постоянные ЭД; $T_M = J R_я / k_e k_M$ – электромеханическая постоянная времени. У высокомоментных электродвигателей величина максимального тока якоря зависит от величины скорости вращения, поэтому параметр $K_{рз}$ релейного элемента является переменной величиной.

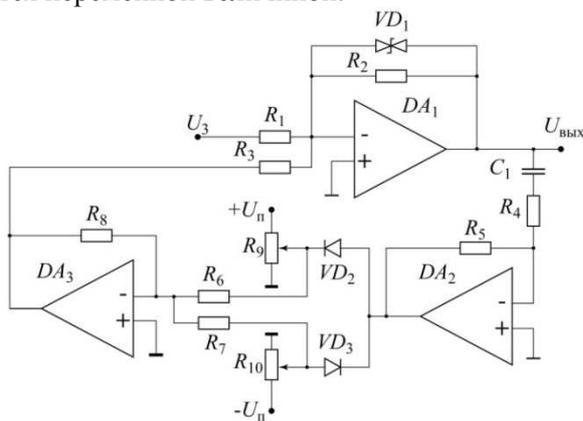


Рис. 4. Схема задатчика интенсивности

Для оптимизации динамических свойств по управляющему воздействию разработан специальный задатчик интенсивности (рис. 4), меняющий свою структуру в зависимости от скорости изменения входного сигнала. Задатчик интенсивности состоит из трех последовательно соединенных преобразователей (типа «зона ограничения», с дифференцирующим звеном и типа «зона нечувствительности»).

В цепь обратной связи усилителя DA_1 , реализующего ограничение сигнала по уровню, кроме резистора установлены два встречно включенных стабилитрона. До тех пор, пока выходной сигнал DA_1 не превышает напряжение стабилизации $U_{ст}$ стабилитронов, выполняется линейное преобразование входного сигнала U_3 . Далее выходной сигнал ограничивается на уровне $U_{ст}$.

Дифференциальный регулятор собран на операционном усилителе DA_2 с очень высоким коэффициентом усиления. Он преобразует входные сигналы $U_{вх}$ в соответствии с математическим выражением:

$$U_{вых}^{DA_2} = \frac{R_5}{R_4} U_{вх}^{DA_2} + R_5 C_1 \frac{dU_{вх}^{DA_2}}{dt}.$$

На вход операционного усилителя DA_3 подключен делитель напряжения и диоды, что позволяет изменять зону нечувствительности за счет регулирования опорного напряжения $U_{оп}$. Пока справедливо неравенство $U_{вх}^{DA_3} < U_{оп}$, выходной сигнал DA_3 равен нулю, а за пределами зоны нечувствительности выполняется линейное пропорциональное преобразование. Объединив приведенные схемы преобразователей, получим характеристику трехпозиционного реле с зоной нечувствительности.

При больших скоростях изменения выходного сигнала задатчика интенсивности образуется цепь отрицательной ОС через элемент типа «зона нечувствительности» и передаточная функция задатчика интенсивности имеет вид

$$W_{зи} = \frac{K_1}{1 + K_1 T_1 p}, \quad (10)$$

где K_1 – коэффициент передачи усилителя с насыщением; $T_1 = R_5 C_1$ – постоянная времени дифференцирующего звена. При этом происходит ограничение скорости изменения выходного сигнала задатчика интенсивности и в быстродействующем ЭП эффективно уменьшается величина перерегулирования по скорости.

При малых скоростях изменения выходного сигнала задатчика интенсивности элемент типа «зона нечувствительности» разрывает обратную связь и передаточная функция задатчика интенсивности имеет вид безынерционного звена

$$W_{зи} = K_1.$$

При этом ограничение скорости нарастания выходного сигнала задатчика интенсивности не происходит и задатчик интенсивности не вносит сдвига по фазе в амплитудно-частотной характеристике электропривода. Тем самым в быстродействующем электроприводе обеспечивается расширение полосы пропускания в области малых амплитуд входного сигнала без увеличения перерегулирования по скорости при больших амплитудах входного сигнала.

ВЫВОДЫ

Разработанный с учетом изложенного быстродействующий широкодиапазонный электропривод постоянного тока на базе тиристорного преобразователя и высокомоментного электродвигателя типа ПБМ обеспечивает диапазон регулирования скорости вращения 40000 и полосу пропускания 150 Гц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Уткин В. И.** Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981. 367 с.
2. **Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. А.** Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука, 2000. 549 с.
3. **Шульце К. П., Реберг К. Ю.** Инженерный анализ адаптивных систем. М.: Мир, 1992. 280 с.
4. **Хасанов З. М., Хасанов О. З.** Самонастраивающаяся информационно-управляющая система с моделью для динамического управления электроприводами в высокотемпературных технологических процессах // Автоматизация и современные технологии, 2008. № 12. С. 23–32.
5. **Чернов Е. А., Кузьмин В. П.** Комплектные электроприводы станков с ЧПУ: справочное пособие. Горький: Волго-Вятское кн. изд-во, 1989. 320 с.
6. **Терехов В. М., Осипов В. И.** Системы управления электроприводов. М.: Академия, 2005. 304 с.

ОБ АВТОРАХ

Хасанов Зимфир Махмутович, проф. каф. электромеханики. Дипл. инженер по пром. электронике (НЭТИ, 1984). Д-р техн. наук (УГАТУ, 2009). Иссл. в обл. автоматизации и управления технологическ. процессами и производствами.

Гузаиров Рустем Муратович, дипл. инженер по вычислительн. машинам, комплексам, системам и сетям (УГАТУ, 1997) Иссл. в обл. адаптивного управления сложн. техн. системами.