

Компенсация дискретности по времени управляющего сигнала в системе регулирования положения с эталонной моделью

БЫЧКОВ М.Г., КУКУШКИН М.С.

Рассматриваются результаты исследования на математической модели структуры системы управления одной осью многокоординатного электропривода, учитывающей дискретизацию по времени в контуре регулирования положения. Получены зависимости показателей качества регулирования от значения интервала дискретизации при типовых управляющих воздействиях. Предложена структура управления и проанализирована практическая возможность ее реализации на базе программируемого логического контроллера и частотно-регулируемого асинхронного электропривода общепромышленного назначения.

Ключевые слова: многокоординатный электропривод, система управления, дискретность по времени, эталонная модель

Современные многодвигательные (многокоординатные) системы управления обеспечивают высокую точность и скорость воспроизведения заданных траекторий движения рабочих органов и обрабатываемого материала в различных технологических установках. Это позволяет упростить конструкцию машин за счет исключения промежуточных кинематических звеньев, связывающих выходной вал приводного электродвигателя с одним или несколькими рабочими органами.

Получение высоких точностных и динамических показателей в многокоординатных системах управления движением достигается как за счет применения специальных быстродействующих электроприводов по каждой координате, так и за счет их согласованного централизованного управления с помощью специального контроллера управления движением, имеющего достаточно мощный и высокопроизводительный процессор. В таких системах применяются специальные высокоскоростные интерфейсы для связи центрального контроллера с электроприводами.

Если для конкретных применений технологические требования по точности и быстродействию относительно невелики, то применение упомянутых выше специализированных технических средств может быть нерациональным по экономическим соображениям. Примерами могут служить раскройные столы, плоттеры, упаковочные машины. В этих случаях альтернативным вариантом построения многокоординатных систем движения может быть использование в качестве исполни-

The results of multi-axis electrical drive research on a mathematical model with quantization of time are presented. Quality control at the various sampling interval at typical control actions was showed. The structure of control circuit drive width additional derived control signals and reference model is proposed. The practical implementation of this structure in industrial PLS is analyzed.

Key words: multi-axis electrical drive, time sampling, control system, reference model

тельных устройств частотно-регулируемых электроприводов общепромышленного назначения (ПЧ–АД), координация их перемещений с помощью типового программируемого контроллера (ПЛК) и применение для реализации информационных связей в системе интерфейсов, традиционно применяемых в распределенных АСУТП.

Применение микропроцессорных средств управления – основное средство реализации систем управления электроприводов различного назначения. Микропроцессор как элемент системы управления обладает комбинацией специфических свойств дискретного элемента: квантованием входных и выходных сигналов по уровню и по времени. В распределенных системах управления движением система управления является многопроцессорной, а обмен информацией между ведущим контроллером и контроллерами отдельных осей осуществляется по локальным информационным сетям (рис. 1). Это приводит к тому, что в контурах управления содержится несколько дискретных элементов с различными временными задержками, что существенно усложняет теоретический анализ таких систем.

В рассматриваемой структуре задание на скорость каждой из осей формируется в ПЛК с помощью соответствующего регулятора положения РП, реализованного программно. Выходы всех РП проходят через общее звено задержки по времени ΔT_{d1} , что обусловлено циклом выполнения программы ПЛК. Затем каждое из заданий поступает на вход контура скорости через задержку ΔT_{d2} ,



Рис. 1. Функциональная схема распределенной системы управления движением

обусловленную передачей данных по информационной сети. Задержки ΔT_{d3} и ΔT_{d4} отражают обработку информации в микропроцессоре системы управления ПЧ, дискретность измерения положения в энкодере и передачу результата по сети в ПЛК.

При реализации «аналоговых» систем управления на базе цифровых устройств в быстродействующих и высокоточных системах влияние эффектов дискретизации стремятся минимизировать, используя датчики с высокой разрешающей способностью. Время цикла вычислений уменьшается за счет высокой производительности процессора — применения специализированных высокоскоростных интерфейсов. В предлагаемом альтернативном варианте с применением типовых средств управления интервал квантования по времени может быть соизмерим с эквивалентной некомпенсируемой постоянной времени внутреннего контура регулирования объекта управления (контура скорости). Предполагаем, что дискретизацией по уровню можно пренебречь, поскольку в контуре регулирования положения шаг дискретизации, определяемый разрядной сеткой процессора, может быть существенно уменьшен применением формата двойного слова или формата с плавающей точкой. Шаг дискретизации сигнала обратной связи по положению независимо от используемого формата вычислений и производительности процессора определяется дискретностью датчика перемещения, которая, в свою очередь, задается требуемой точностью обработки перемещений.

Теория систем подчиненного регулирования координат электропривода с последовательной коррекцией разработана для непрерывных систем и детально рассмотрена, например, в [1, 2]. Однако она не учитывает наличия в системе квантования по времени. Наиболее распространенные в теории автоматического регулирования методы анализа и синтеза дискретных систем используют как инстру-

мент z -преобразование и решают классические задачи оценки устойчивости, качества переходных процессов, синтеза регуляторов по заданному критерию, но не сопоставляют полученные результаты с возможностями сходных по структуре непрерывных систем [3, 4].

В статье рассматриваются результаты исследования на компьютерной модели влияния квантования по времени на показатели качества регулирования в контуре положения при типовых управляющих воздействиях и предлагаются варианты коррекции контура положения с использованием в регуляторе эталонной модели объекта регулирования.

Структурная схема одной оси исследуемой системы, реализованная в среде моделирования Matlab/Simulink, приведена на рис. 2. Исследуется трехконтурная система регулирования положения со звеном квантования по времени T_d (Zero-Order Hold) на выходе пропорционального (П) регулятора положения РР. Во внутреннем контуре используется П-регулятор скорости, настроенный на технический оптимум (время регулирования $t_{pc} = 9,4T_{\mu}$). Сигнал задания скорости $\omega_{зад}$ преобразуется в квантованный по времени сигнал $\omega_{зад,кв}$, который обрабатывается внутренним контуром в сигнал скорости ω , который, в свою очередь, интегратором Int_θ преобразуется в соответствующий выходной сигнал перемещения θ. Сигнал задания положения $\theta_{зад}$ на входе РР сравнивается с θ. Прием допущение, что единственная задержка T_d в контуре регулирования положения эквивалентна по действию всем задержкам по этой оси регулирования. Такое допущение будет оправданным, если показать, что применяемые алгоритмы управления будут достаточно робастными к изменению параметров системы, в частности к значению интервала дискретизации сигналов по времени.

Для обобщения результатов исследований будем использовать относительные величины, что позво-

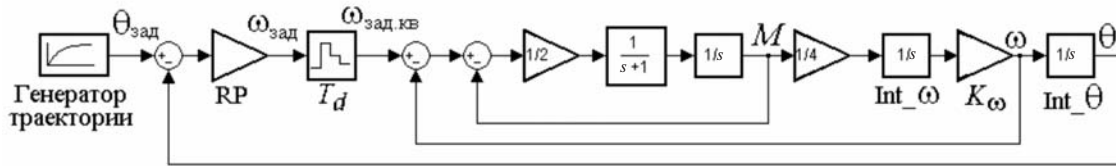


Рис. 2. Структурная схема трехконтурной системы регулирования положения

лит абстрагироваться от конкретных значений параметров электропривода и получить универсальные результаты. В данной компьютерной модели используется относительное время $\tau = t/t_6$. За базовое время t_6 принята эквивалентная некомпенсируемая постоянная времени контура регулирования момента T_{μ} , определяемая настройкой этого контура в преобразователе частоты. За базовые значения момента и скорости приняты их номинальные значения. Значение масштабирующего коэффициента K_{ω} на входе интегратора Int_{ω} определяется соотношением номинального момента $M_{ном}$, номинальной скорости $\omega_{ном}$, суммарного момента инерции J_{Σ} и некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} :

$$K_{\omega} = \frac{M_{ном}}{J_{\Sigma} \omega_{ном}} T_{\mu}$$

Диапазон возможных значений K_{ω} получен из каталожных данных для общепромышленных асинхронных двигателей, типовых значений соотношения моментов инерции двигателя и механизма и типовых настроек контуров регулирования в системе ПЧ–АД; он учитывается в значении коэффициента РП.

Рассмотрим влияние T_d на качество переходных процессов при различных вариантах регуляторов скорости и положения, варианты коррекции контура положения с использованием модели объекта регулирования и результаты введения такой коррекции в разные структуры системы управления.

Вариант системы управления с П-регулятором положения и П-регулятором скорости. В этом варианте

(рис. 3) регулятор положения РП настроен на технический оптимум, на его выходе включен квантователь с $T_d = nT_{\mu}$. Для сравнения переходных процессов в контуре положения с дискретизацией сигнала регулятора и аналогичной непрерывной системы без дискретизации в компьютерной модели присутствует копия исследуемой системы с регулятором положения РП_{мод}, не содержащая квантователя. Она может рассматриваться как эталонная модель объекта управления и «аналогового» контура положения, присутствующая в контроллере (ПЛК), который реализует только внешний контур регулирования. По этой причине в эталонную модель не поступает сигнал возмущающего воздействия. Предполагаем, что параметры эталонной модели совпадают с параметрами объекта управления.

Отработка единичного скачка задания положения показана на рис. 4, где приведены график выходной координаты (положения) в системе без квантования (кривая 1) и соответствующий график при дискрете квантования $T_d = 5T_{\mu}$ (кривая 2). Как следует из рисунка, при $T_d \approx 0,3t_{рп}$ перерегулирование по положению возрастает до 32% по сравнению с 5% в системе без квантования. Кроме того, возрастает и колебательность системы.

Причину ухудшения качества переходного процесса поясняет рис. 5,а, на котором показаны графики неквантованного (кривая 1) и квантованного (кривая 2) задания скорости. На первых трех тактах квантования кривая 2 располагается выше кривой 1. Эти сигналы совпадают только в начале каждого последующего интервала квантования. Как следствие, происходит соответствующее увеличение скорости в квантованной системе (кривая 4) по срав-

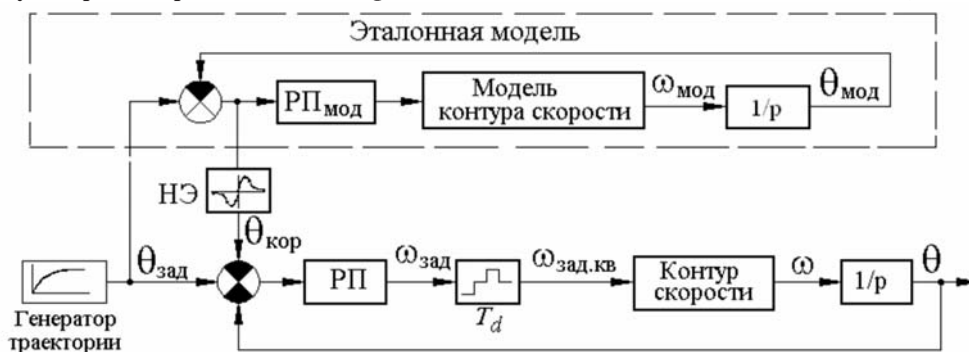


Рис. 3. Трехконтурная система с эталонной моделью и нелинейным элементом коррекции

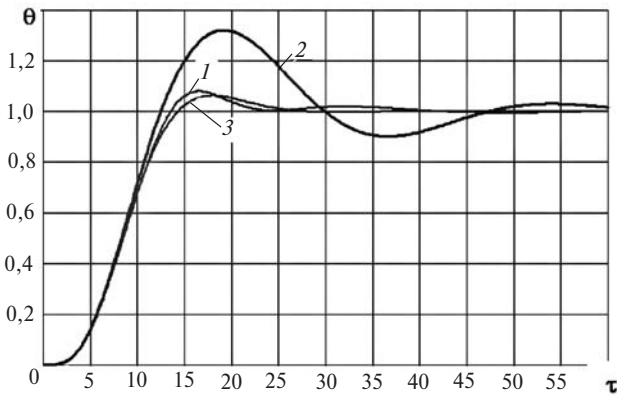


Рис. 4. Обработка скачка задания положения без коррекции и при ее наличии

нению с неквантованной (кривая 3). Площадь между ними пропорциональна разнице максимумов в графиках положения

Незначительное перерегулирование по положению в системе без квантования приводит к тому, что при $\tau > 15$ задание скорости также невелико, и переходный процесс фактически заканчивается. В системе с квантованием на пятом такте ($20 > \tau > 25$) отрицательное задание скорости (кривая 2) доходит примерно до 30% первоначального скачка. С запаздыванием примерно на один такт также изменяется и скорость (кривая 4). Наличие участка существенной отрицательной скорости необходимо для сведения к нулю рассогласования по положению после 30%-го перерегулирования.

Варьирование значения T_d показало, что уменьшение относительного значения интервала квантования до $n=2$ уменьшает перерегулирование по положению до 15%, а его увеличение до $n=10$ увеличивает перерегулирование до 53%. В последнем случае интервал квантования становится соизмерим с временем переходного процесса в системе без квантования, что увеличивает период колебаний и уменьшает их демпфирование. При $n > 10$ контур положения становится неустойчивым.

Для уменьшения перерегулирования и влияния квантования по времени на колебательность системы предлагается изменить сигнал квантованного задания скорости так, чтобы он в среднем совпадал с сигналом неквантованного задания скорости. Для этого в систему управления вводится упомянутая ранее модель объекта управления: модель замкнутого контура скорости, включенного в контур регулирования положения с регулятором положения без квантователя РП_{мод} (рис. 3). На вход модели подается тот же сигнал задания $\theta_{зад}$, что и на основной регулятор положения. Сигнал задания по положению на входе основного РП корректируется добавлением с отрицательным знаком сигнала $\theta_{кор}$ рассогласования регулятора положения модели

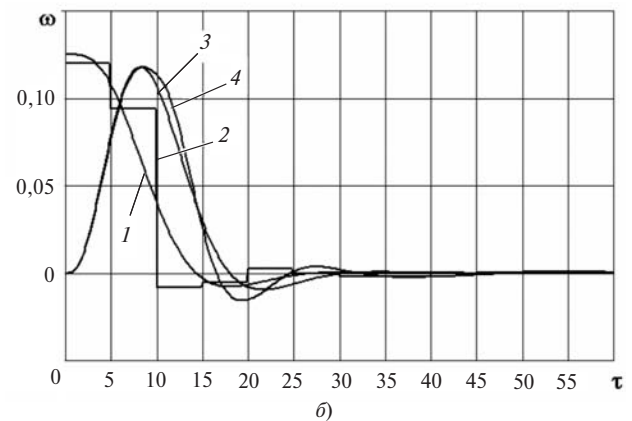
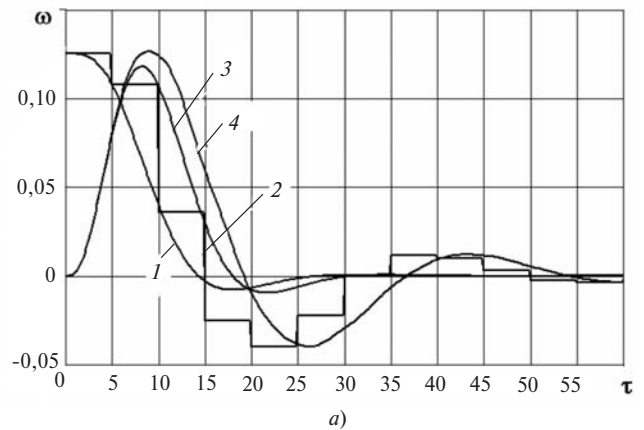


Рис. 5. Графики заданий и текущего значения скорости без коррекции (а) и при ее наличии (б)

объекта управления, пропущенного через блок коррекции – нелинейный формирователь Lookup Table (НЭ на рис. 3).

Таблица блока коррекции формируется следующим образом. Для первой точки в таблице значение аргумента $\Delta\theta = \theta_{зад} - \theta_{мод}$ определяется значением скачка задания при $\tau=0$, а значение функции – как половина разности значений рассогласования в начале данного и последующего интервалов квантования $\theta_{кор} = 0,5(\Delta\theta(0) - \Delta\theta(0+1))$. Для получения второй точки повторяют расчет переходного процесса, но уже с сигналом коррекции функции. Значение аргумента $\Delta\theta(\tau) = \theta_{зад} - \theta_{мод}(\tau)$ определяется в неквантованной системе, а значение $\theta_{кор} = 0,5(\Delta\theta(\tau) - \Delta\theta(\tau+1))$ – в квантованной. Для всех последующих точек таблицы процедура повторяется. Полученный график зеркально отражается относительно точки начала координат. В результате ввода сигнала коррекции получаем графики рис. 5, б, где сигнал рассогласования на выходе регулятора положения в модели с учетом дискретизации (кривая 2) приближен к сигналу идеальной модели без дискретизации (кривая 1). Геометрически это означает, что площади криволинейных треугольников, примыкающих к моменту квантования, и образованные квантованным сигналом рассогласова-

ния и идеальным сигналом рассогласования, должны быть одинаковыми. При этом график скорости (кривая 4) приближается к графику скорости в эталонной модели (кривая 3). График перемещения в скорректированном контуре положения (кривая 3) на рис. 4 практически совпадает с графиком в эталонной системе (кривая 1).

Для таблицы коррекции $T_d = 5T_\mu$ смоделируем ситуацию, когда реальное время дискретности управления меньше или больше заданного в таблице. Для дискреты управления $T_d = T_\mu$ (рис. 6, кривая 2) происходит значительное затягивание процесса при отсутствии первоначального перерегулирования. Для дискреты управления $T_d = 10T_\mu$ (рис. 6, кривая 4) перерегулирование возрастает примерно на 20%. Стоит отметить, что результат с коррекцией значительно лучше, чем без нее (кривая 5).

Результаты показывают, что для максимального приближения переходного процесса отработки скачка задания в квантованной системе требуется изменение таблицы коррекции в зависимости от значения T_d . Описанным выше способом сформируем таблицы блока коррекции для различных дискретностей по времени (рис. 7). Из анализа результатов моделирования для различных корректирующих таблиц установлено следующее.

Из графиков рис. 8 видно, что перерегулирование существенно зависит от значения интервала дискретности управления. Без коррекции просматривается линейное увеличение перерегулирования вплоть до значений, когда интервал дискретности управления становится сопоставим с временем переходного процесса и дальнейшее его увеличение ведет к значительному возрастанию перерегулирования. Для таблицы $T_d = 2T_\mu$ увеличение реального T_d до $5T_\mu$ приводит к росту σ на 20%; то же происходит для таблицы $T_d = 5T_\mu$ при реальном $T_d = 10T_\mu$. Можно отметить, что корректирующая

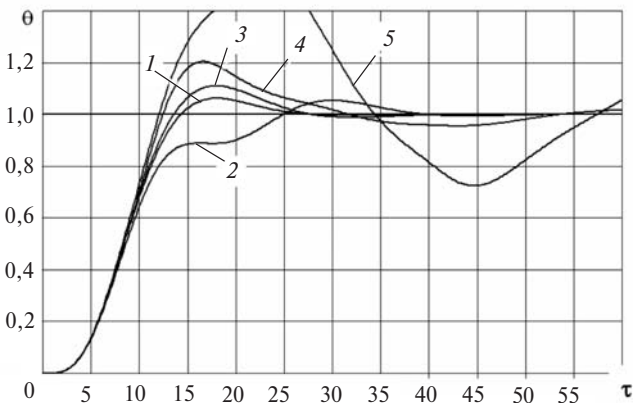


Рис. 6. Графики изменения положения: 1 – без квантования; 2 – с коррекцией и дискретой $T_d = T_\mu$; 3 – без коррекции с дискретой $T_d = T_\mu$; 4 – с коррекцией и дискретой $T_d = 10T_\mu$; 5 – без коррекции с дискретой $T_d = 10T_\mu$

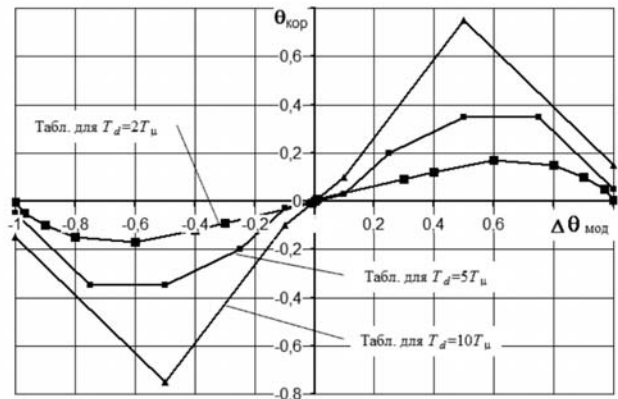


Рис. 7. Таблицы блока коррекции для различных дискретностей по времени

таблица управляющего воздействия позволяет свести к минимуму влияние дискретности управления на перерегулирование в тех ситуациях, когда реальное значение интервала дискретности близко или совпадает со значением, на которое настроена таблица коррекции.

Для определенности будем полагать, что время регулирования t_p (время переходного процесса) – это время вхождения в 5%-й диапазон значений от заданного перемещения. Из рис. 9 следует, что t_p существенно зависит от реального значения T_d и его отношения к T_d таблицы. Без коррекции оно может достигать 10-кратных значений по отношению к t_p в эталонной системе, что связано с ростом σ и увеличением колебательности. Метод корректирующей таблицы управляющих воздействий позволяет в определенном диапазоне добиться быстрого действия, сопоставимого с эталонной моделью.

Можно отметить, что без корректирующего сигнала при увеличении перерегулирования одновременно уменьшается и степень затухания колебаний. Введение корректирующего сигнала позволяет

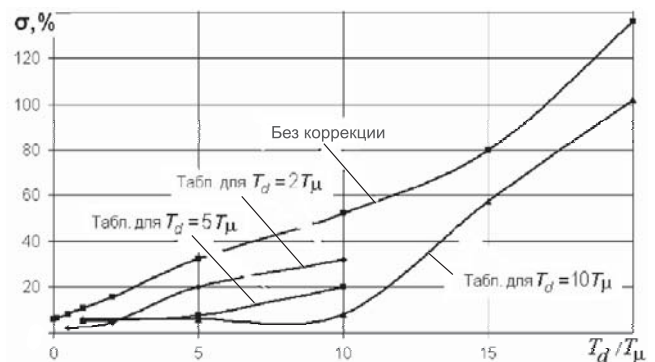


Рис. 8. Зависимость перерегулирования положения σ от дискретности управляющего воздействия T_d / T_μ для различных корректирующих таблиц

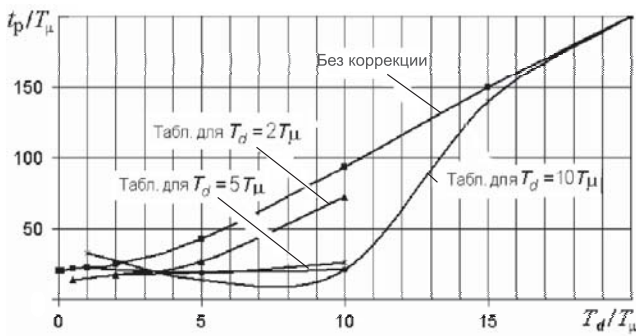


Рис. 9. Зависимость времени регулирования t_p/T_μ от дискретности управляющего воздействия T_d/T_μ для различных корректирующих таблиц

поднять коэффициент затухания до приемлемых значений.

Вариант системы управления с П-регулятором положения и ПИ-регулятором скорости. В такой системе управления контур регулирования положения, как и в предыдущем случае, настроен на технический оптимум. После составления таблицы коррекции управляющих воздействий для данной модели и моделирования системы при различных значениях T_d установлено, что характер и вид графиков перерегулирования положения σ и времени регулирования t_p/T_μ в зависимости от дискретности управляющего воздействия T_d/T_μ совпадают с аналогичными графиками для системы с П-регулятором положения и П-регулятором скорости, но их количественные значения несколько отличаются. Более подробно эти результаты представлены в [5].

Вариант системы управления с корректирующими воздействиями по производной задания на перемещение и скорости эталонной модели. Детальное исследование переходных процессов отработки скачка задания показало, что изменение значения T_d требует некоторой дополнительной корректировки графика блока коррекции. Кроме того, изменение значения обрабатываемого скачка задания должно

сопровождаться пропорциональным изменением масштабов как по горизонтальной, так и по вертикальной осям. Это может быть достигнуто применением в соответствующих цепях множително-делительных блоков и переводом эталонной модели в режим отработки приращений задания, что, однако, усложняет практическую реализацию системы и может обеспечить оптимальный характер переходных процессов только в режиме позиционирования.

Более универсальный способ коррекции контура положения можно получить, если учесть, что при фиксированном значении интервала дискретизации T_d значение скачка квантованного сигнала рассогласования на входе регулятора положения пропорционально разности средних значений производных от задания и текущего значения положения, т.е. разности заданной и текущей скоростей (рис. 10). Сигнал коррекции формируется из разности задания скорости $\omega_{зад}$ и скорости эталонной модели $\omega_{мод}$:

$$\theta_{кор} = K_{кор} (\omega_{зад} - \omega_{мод}),$$

где $K_{кор}$ — коэффициент передачи корректирующего сигнала.

Подача такого корректирующего сигнала с соответствующим коэффициентом на вход регулятора положения позволяет отказаться от нелинейного блока коррекции и автоматически получить требуемое смещение квантованного сигнала задания на скорость при любом значении скачка задания (аналогично рис. 4), а также при его линейном нарастании с разным темпом — типовом режиме «постоянной заводки».

Полученные результаты моделирования контура регулирования положения с коррекцией по сигналам эталонной модели свидетельствуют о том, что негативное влияние квантования по времени на качество переходных процессов по управляемому

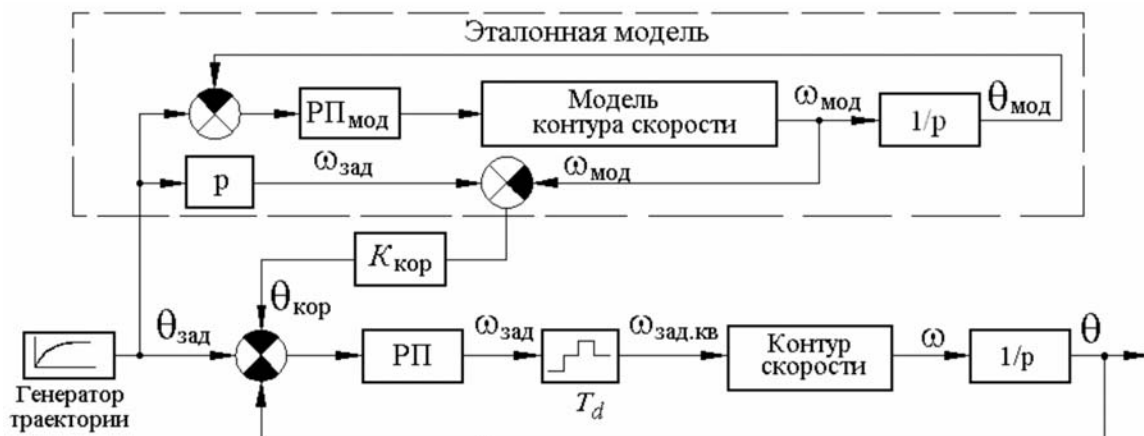


Рис. 10. Модель системы регулирования положения с коррекцией по производной задания и скорости эталонной модели

воздействию можно практически полностью устранить при обработке малых перемещений, если интервал квантования не превышает 30% времени переходного процесса.

Реализация эталонной модели в ПЛК. Перейдем к рассмотрению практических аспектов реализации рассматриваемой системы управления. Ранее было принято допущение, что временная задержка ΔT_d в контуре регулирования положения эквивалентна по действию всем задержкам по этой оси регулирования. Однако на практике значение T_d будет определяться многими факторами: производительностью процессора ПЛК, организацией в нём процесса выполнения программ, скоростью передачи данных по информационной сети и применяемыми протоколами обмена информацией, настройкой контуров регулирования момента и скорости в частотно-регулируемом электроприводе и организацией в нём процесса выполнения программ. Все перечисленные факторы будут вносить свой вклад в значение интервала дискретизации, но некоторые из них могут иметь доминирующее значение. Остановимся на одном из аспектов — оценке затрат процессорного времени в ПЛК при реализации в нём эталонной модели объекта управления.

Начнем с оценки возможных способов вычислений, учитывая, что в системе команд ПЛК есть только ограниченный набор математических операций. Применение известных аналитических формул, описывающих реакцию на типовые управляющие воздействия, нецелесообразно по двум причинам. Во-первых, они содержат экспоненциальные и тригонометрические функции, которые могут отсутствовать в системе команд ПЛК. Во-вторых, реальный сигнал задания совпадает с типовыми управляющими воздействиями только на отдельных участках, которые нужно будет стыковать друг с другом. Всё это усложняет аналитический расчет и делает нецелесообразным его применение в ПЛК в качестве эталонной модели.

Альтернативный вариант реализации эталонной модели в ПЛК — решение численным методом системы дифференциальных уравнений объекта управления, соответствующей структурной схеме рис. 2. Известно множество методов численного интегрирования, но, чтобы не усложнять в ПЛК вычислительную задачу, ограничимся алгоритмом первого порядка — двумя модификациями метода Эйлера. Будем полагать, что шаг интегрирования T_s совпадает с циклом выполнения программы в ПЛК.

Анализ результатов численных расчетов системы уравнений 4-го порядка (рис. 2) при обработке скачка задания и различных значениях T_s показал, что максимальное значение шага интегрирования,

при котором отклонения в реакции контура положения от истинного значения в точной эталонной модели не превышают 5% установившегося значения, составляет $T_s = 0,5T_\mu$. Дальнейшее увеличение значения шага расчёта в эталонной модели T_s возможно за счет понижения порядка системы дифференциальных уравнений. Этот прием известен в теории систем подчинённого регулирования, когда при синтезе регулятора внешнего контура внутренний контур упрощают до простого инерционного звена [1]. Расчеты показали, что последовательное удвоение значения T_s до $2T_\mu$ при одновременном понижении порядка системы уравнений эталонной модели до второго незначительно ухудшает точность расчёта.

В вычислительной среде Matlab/Simulink имеются две модификации блока интегрирования с дискретным временем, использующие прямой и обратный методы Эйлера. В первом варианте дискретная передаточная функция имеет вид $KT_s / (z-1)$, во втором $KT_s z / (z-1)$.

На рис. 11,а графически показана реакция эталонной модели на скачок задания; кривые рассчитаны по прямому и обратному методам Эйлера с дискретностью расчёта $T_s = 2T_\mu$. Обратный метод дает лучшее приближение к точному решению, однако в полной системе управления наблюдается

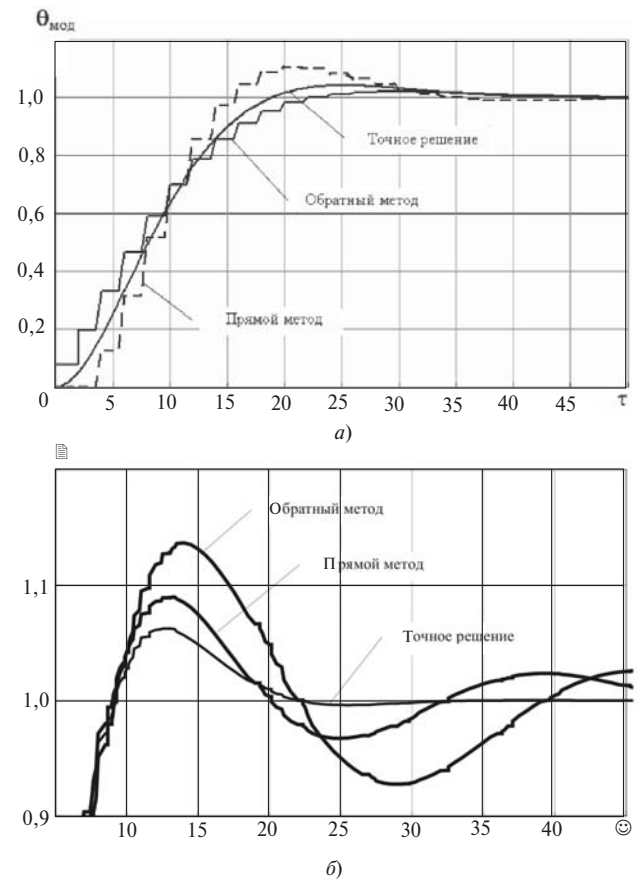


Рис. 11. Реакция на скачок задания эталонной модели 2-го порядка (а) и системы (б)

обратная картина (рис. 11,б). Причина в том, что увеличение перерегулирования в эталонной модели, в свою очередь, позволяет увеличить в этот момент времени сигнал коррекции $\theta_{кор}$ и тем самым уменьшить перерегулирование, вызванное наличием в основном контуре регулирования квантователя по времени.

Итак, при коррекции дискретности управляющего воздействия до $T_d = 5T_\mu$ упрощенными структурными схемами эталонной модели показатели качества переходного процесса мало изменяются. Но, чем проще эталонная модель, тем легче ее реализовать в ПЛК, быстрее рассчитать, допустимый шаг ее расчета возрастает. При изменении вида регулятора положения на ПИ порядок эталонной модели будет увеличиваться до трех.

Практическая реализация контура регулирования положения с эталонной моделью в ПЛК. Экспериментальные исследования рассмотренной структуры с эталонной моделью и корректирующими связями были проведены на ПЛК серии Twido и преобразователе частоты серии Altivar 71 фирмы Schneider Electric. Для организации информационной связи между ними использовались два варианта связи: по протоколу Modbus RTU через последовательный канал связи RS-485 и по протоколу Modbus TCP через канал Ethernet 100 BASE-TX. Для визуализации результатов расчетов в реальном масштабе времени использовался дополнительный модуль ввода/вывода аналоговых сигналов типа TM2АММЗНТ, выходной сигнал которого регистрировался с помощью запоминающего осциллографа.

Поскольку в технических характеристиках контроллеров серии Twido не указано время выполнения математических операций, то одной из важных задач было определение уровня быстродействия ПЛК при реализации эталонной модели. В состав программы дополнительно входили все необходимые элементы для реализации предложенного метода компенсации дискретности по времени управляющего воздействия: структуры с П- и ПИ-регулятором положения, пропорциональные регуляторы с ограничениями по уровню, сумматоры сигналов. Для математических вычислений использовался формат с плавающей точкой. В ходе экспериментов получена зависимость среднего времени цикла выполнения программы T_s от числа регулируемых осей N . Поскольку в цикле сканирования ПЛК, кроме выполнения программы пользователя, проводится целый ряд системных процедур (опрос входов, управление выходами, контроль сохранности программы и данных...) значение $T_s = 2$ мс при $N=0$ и 1 дает оценку длительности этих системных процедур. Практически линейная зависимость

$T_s(N)$ позволяет оценить интервал времени для алгоритма расчета для одной оси $T_s = 0,31$ мс/ось.

Следует заметить, что полученные оценки связаны только с алгоритмом регулятора положения и не учитывают затрат мощности процессора на реализацию многоканального генератора траектории, связь с верхним уровнем управления, организацию интерфейса с оператором. Время выполнения этих процедур может быть оценено только для конкретных применений, что не позволяет определить число регулируемых осей в общем случае.

Другой важной задачей экспериментальных исследований было определение реальных значений задержек и их состава при передаче данных по информационной сети. Как и большинство сетей передачи данных, «открытые» стандарты сетей типа Modbus RTU передают данные в виде пакетов согласно своему протоколу. Очевидно, при повышении скорости передачи данных по сети должны уменьшаться задержки, однако в ходе экспериментов выяснилось, что эта зависимость не просто обратно пропорциональная, а реальные значения квантования по времени передачи данных состоят из нескольких составляющих. Значение ΔT_d передачи данных зависит: от времени цикла обработки программы передающего устройства, принимающего устройства, заданной скорости передачи данных, количества старт\стоповых битов, длительности обязательных пауз между пакетами данных и т.д. Кроме того, значение ΔT_d может быть непостоянным и иметь широкий диапазон изменения из-за многих факторов, начиная от объема передаваемой информации в пакете и заканчивая специфическими настройками цикла работы контроллера.

Из осциллограмм посылок на предельных для ПЛК TWDLMDA40DTK скоростях работы сети по протоколу Modbus RTU 38,4 Кбод установлено, что задержка данных при чтении-отправке слова достигает $T_d = 25$ мс. При этом скорость передачи данных сильно зависела от времени цикла сканирования программы принимающего устройства, в качестве которого использовался такой же ПЛК. Таким образом установлено, что в ПЛК Twido процедуры обмена информацией связаны с общим циклом сканирования программы ПЛК как в ведущем, так и в ведомом ПЛК. При обмене по протоколу Modbus TCP физическая скорость передачи данных значительно больше, но пропорционального уменьшения значения T_d не происходит из-за обнаруженных особенностей организации обмена по сети в ПЛК Twido.

Подводя итог проведенным экспериментальным исследованиям, можно утверждать, что при реализации предлагаемых алгоритмов управления осями

на ПЛК Twido процессорной мощности достаточно, но определяющим фактором будет суммарная задержка, состоящая из времени цикла сканирования программы и времени собственно передачи пакетов данных по сети. При практической реализации многокоординатной системы управления потребуются дополнительные исследования и учёт особенностей организации функционирования программного обеспечения и обмена информацией в контроллерах преобразователей частоты, не указанных в технических данных этих устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бычков В.П.** Электропривод и автоматизация металлургического производства. — М.: Высшая школа, 1977.
2. **Ключев В.И.** Теория электропривода: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1998.
3. **Терехов В.М., Осипов О.И.** Системы управления электроприводов: Учебник для студентов высш. учеб. заведений. — М.: Изд. центр «Академия», 2005.
4. **Чаки Ф.** Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. — М.: Мир, 1975.
5. **Бычков М.Г., Кукушкин М.С.** Исследование на компьютерной модели влияния квантования по времени в контуре регулирования положения. — Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. — М.: Издат. дом МЭИ, 2010, вып. 686.

[30.06.11]

Авторы: Бычков Михаил Григорьевич окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта Московского энергетического института (МЭИ) в 1973 г. В 1999 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию «Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода». Профессор кафедры автоматизированного электропривода МЭИ.

Кукушкин Михаил Сергеевич окончил МЭИ в 2008 г. Аспирант кафедры автоматизированного электропривода МЭИ.