

РЕАЛИЗАЦИЯ СЛЕДЯЩЕ-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, СИНТЕЗИРОВАННОГО МОДИФИЦИРОВАННЫМ МОДАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Ю.В. Панкрац

Рассматривается следяще-регулируемый электропривод постоянного тока с квазианалоговым логическим устройством сравнения частотных сигналов, синтезированный модифицированным модальным методом.

Ключевые слова: электродвигатель постоянного тока, следяще-регулируемый электропривод, модифицированный модальный метод, логическое устройство сравнения.

Следяще-регулируемым электроприводом (СРЭП) будем называть такой электропривод, у которого задание на скорость, формируемая последовательностью импульсов, с частотой, пропорциональной заданной скорости, сравнивается с частотой импульсного датчика обратной связи. В результате формируется информация о разности частот задания и обратной связи, которая используется для регулирования скорости. На рисунке 1 представлена функциональная схема СРЭП, где введены обозначения: БЗЧ – блок задания частоты для формирования задающего сигнала, f_{oc} – последовательность импульсов частотного датчика (ЧД) обратной связи, логическое устройство сравнения (ЛУС) определяет разность частот и фаз между сигналами задания (f_{oc}) и обратной связи (f_{os}). ОУ – объект управления – электрический двигатель и механизм. В качестве БЗЧ может использоваться кварцевый генератор с цифровым управляемым делителем частоты, который обеспечивает высокую точность задающего сигнала. Импульсный датчик в цепи обратной связи выполняется на основе фотоэлектрического датчика частоты, построенного с применением растрового преобразователя перемещения. Датчик состоит из двух круговых периодических шкал – растров. В таком датчике, точность выходного сигнала определяется точностью нанесения радиальных штрихов, которые участвуют в формировании выходного сигнала датчика. Раstry импульсного датчика изготавливаются на автоматических круговых делительных машинах, при этом точность нанесения штрихов значительно превышает угловое расстояние между штрихами [2, 3].

Такой электропривод обладает отличительной особенностью, а именно астатическим регулированием скорости. Он основан

на введении в закон регулирования «естественного» интегратора ошибки по скорости [8].

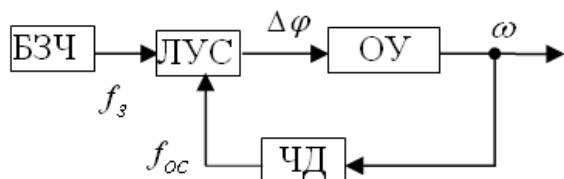


Рисунок 1 – Функциональная схема СРЭП

Реализация следяще-регулируемого электропривода, синтезированного модифицированным модальным методом, сопряжена с определёнными трудностями. Классическая реализация логического устройства сравнения задающей частоты с частотой датчика обратной связи [1, 3], работает с перерегулированием в контуре фазового рассогласования. На рисунке 2 представлена временная диаграмма работы логического устройства сравнения.

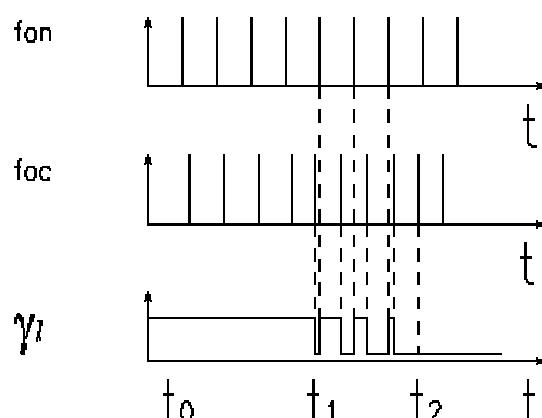


Рисунок 2 – Временные диаграммы работы ЛУС

На рисунке 3 представлена временная диаграмма работы квазианалогового логиче-

РЕАЛИЗАЦИЯ СЛЕДЯЩЕ-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, СИНТЕЗИРОВАННОГО МОДИФИЦИРОВАННЫМ МОДАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

ского устройства сравнения, предложенная автором.

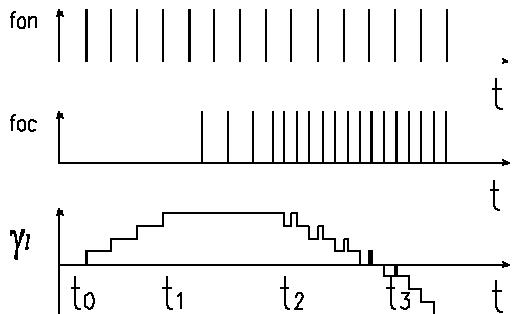


Рисунок 3 – Временные диаграммы работы квазианалогового ЛУС

Из рисунка 3 видно, что $\Delta\phi (\gamma_i)$ принимает не только значения 1, 0 и -1, но также и промежуточные значения. Определение числа промежуточных «ступеней» является важной задачей. В данной работе расчёты проводились для системы с импульсным датчиком обратной связи BE178B. Число импульсов на оборот составляет 1000. Всего два канала формирования импульсов, т. е. можно использовать 2000 импульсов. Кроме того, можно использовать как передний и задний фронт. Отсюда получаем 4000 импульсов на один оборот вала.

При отказе использования редуктора, микропроцессорная реализация системы имеет ограничения по диапазону регулирования скорости в его верхней части, поскольку отработка управляющего алгоритма требует высокого быстродействия системы управления. Иначе говоря, обработка 4000 импульсов на оборот при частоте вращения 1000 об/мин (4000000 импульсов/мин) – задача, которая «по силу» только мощным цифровым сигнальным процессорам, использование которых в электроприводе не будет оправданным. Автором предлагается использовать так называемый нуль-импульс датчика, предназначенный для формирования нулевой метки.

Исходная система автоматического регулирования скорости представлена на рисунке 4, где введены следующие обозначения: k_p – коэффициент усиления источника

питания; R_a – активное сопротивление якоря двигателя; T_a – электромагнитная постоянная якорной цепи электродвигателя; k_I – коэффициент обратной связи по току якоря двигателя; T_M – электромеханическая постоянная электропривода; $c=k\Phi$, k – конструктивный коэффициент электрической машины, Φ – магнитный поток; e – противо-э.д.с. двигателя, M – электромагнитный момент электродвигателя, Mc – момент статического сопротивления. Модифицированный модальный метод подразумевает наличие двух составляющих: корректора статики и корректора динамики. Корректор статики представляет собой интегрирующее звено на входе системы, а корректор динамики – введение обратных линейных связей по переменным состояния объекта.

Вместе с тем, указанный метод пригоден только для линейных систем, в связи с чем, аппроксимируем релейный контур тока якоря апериодическим звеном с малой постоянной времени [7] T_k и коэффициентом передачи $k_k = 1/k_I$:

$$W_k = \frac{k_k}{T_k p + 1}.$$

Прежде всего, необходимо выполнить проверку условия управляемости объекта. Под полной управляемостью понимается свойство объекта, заключающееся в возможности его перевода из любого начального состояния $\mathbf{x}(t_n)$ в произвольное наперед заданное конечное состояние $\mathbf{x}(t_k)$ за конечный интервал времени ($t_k - t_n$) посредством ограниченных управляющих воздействий.

Математическое описание объекта в виде дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши будет иметь достаточно простой вид:

$$\begin{cases} \dot{I}_a = -\frac{1}{T_k} I_a - \frac{k_k}{T_k} u, \\ \dot{\omega} = \frac{c}{J} I_a. \end{cases}$$

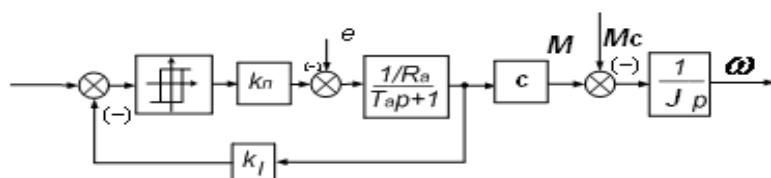


Рисунок 4 – Структурная схема объекта управления

В качестве координат состояния принимаются переменные: ток якоря I_a и угловая скорость вращения вала ω . Векторно-матричная модель объекта управления

$$\dot{x} = Ax + Bu,$$

где $x = [I_a, \omega]^T$ – двумерный вектор состояния координат.

Матрицы при векторе x и управляющем воздействии u определяются как

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_k} & 0 \\ \frac{c}{J} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{k_k}{T_k} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Характеристический полином равен определителю

$$D(p) = |pE - A| = \begin{vmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_k} & 0 \\ \frac{c}{J} & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_k} & 0 \\ -\frac{c}{J} & p \end{vmatrix} = p^2 + \frac{1}{T_k} p + 0$$

Определение коэффициентов обратных связей α_1, α_2 и коэффициента корректора статики k_s :

1) запишем характеристическое уравнение для структурной схемы, изображенной на рисунке 5

$$D(p) = p^3 + \frac{(\alpha_1 k_k + 1)J}{T_k} \cdot p^2 + \frac{k_k c \alpha_2}{T_k} \cdot p + \frac{k_s k_k c}{T_k};$$

2) приравняем получившийся характеристический полином к нормированному полиному

$$N(p) = p^3 + A_2 \Omega p^2 + A_1 \Omega^2 p + \Omega^3,$$

где коэффициенты формы A_1 и A_2 выбираются в зависимости от требований к качеству переходных процессов [4]; $\Omega = \sqrt[n]{\prod_{i=1}^n p_i^*}$ – среднегеометрический корень характеристического уравнения, косвенно определяющий быстродействие синтезируемой системы:

$$t_{pez} \approx \frac{(1...3)\pi}{\Omega}.$$

Объект полностью управляем, когда ранг матрицы управляемости равен порядку объекта. Запишем выражение для матрицы управляемости [4]

$$Y = [B : AB] = \begin{bmatrix} k_k & -k_k \\ T_k & -T^2 k \\ 0 & \frac{k_k c}{JT_k} \end{bmatrix}.$$

И так, ранг Y равен порядку объекта, следовательно, объект полностью управляем.

В задачу синтеза модифицированным модальным методом входит определение элементов матрицы коэффициентов обратных связей и коэффициента передачи регулятора "статики". Введем в структуру обратные отрицательные связи по переменным состояния I_a и ω . В данном случае, используемый корректор статики обладает идеальными свойствами (рисунок 5).

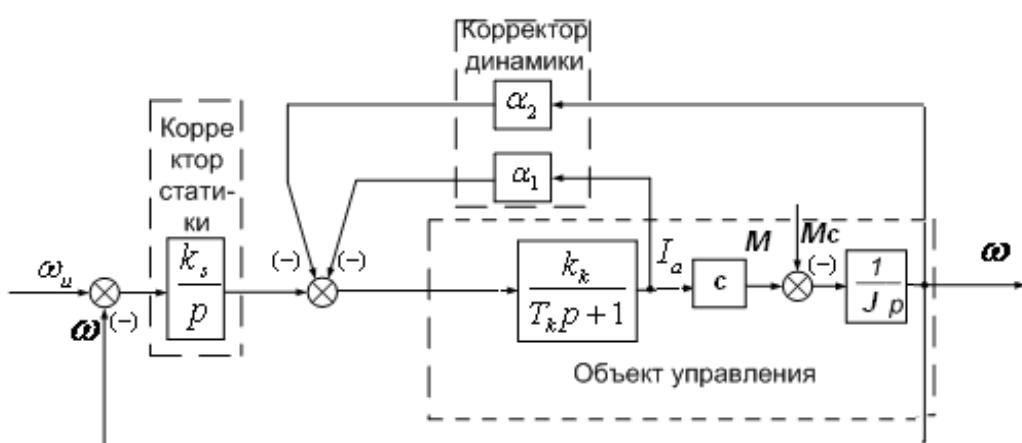


Рисунок 5 – Система автоматического регулирования скорости

РЕАЛИЗАЦИЯ СЛЕДЯЩЕ-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, СИНТЕЗИРОВАННОГО МОДИФИЦИРОВАННЫМ МОДАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Откуда искомые коэффициенты α_1 , α_2 и k_s равны:

$$\alpha_1 = (T_{kt} \Omega A_2 - 1) / k_{kt};$$

$$\alpha_2 = (JT_{kt} \Omega^2 A_1) / ck_{kt};$$

$$k_s = (JT_{kt} \Omega^3) / ck_{kt}.$$

Для электропривода типа ПН12.11 с параметрами: $U_{a,n}=60$ В, $I_{a,n}=10$ А, $R_a=0,85$ Ом $L=0,033$ Гн, $M_h=1,1$ Нм, $c=0,11$ В·с, $n_h=1000$ об/мин, $J=0,005$ кг·м², $\lambda=2,35$, $T_k=0,83$ мс и выбранных коэффициентов нормируемого уравнения ($A_1=A_2=2$, $\Omega=60$) рассчитаны требуемые коэффициенты обратных связей:

$$k_s = 153; \alpha_1 = 0,04; \alpha_2 = 5,1.$$

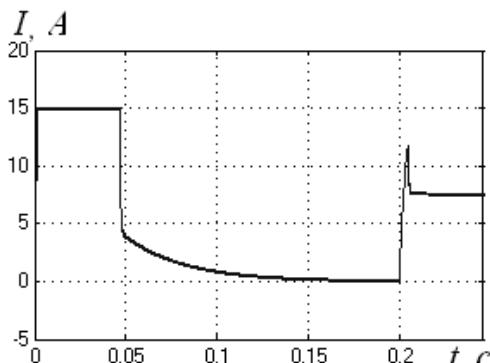


Рисунок 6 – График переходного процесса по току якоря

На рисунках 6 и 7 представлены графики переходных процессов по току якоря и скорости, полученные в программе MATLAB. Откуда видно, время регулирования составляет, примерно, 0,1 сек. При пуске, на временном участке 0 до 0,05 секунд ток якоря имеет ограничение, равное $2I_h$. В установившемся режиме при наборе нагрузки просадка (ошибка) по скорости отсутствует.

Полученные расчётные характеристики (рисунки 6 и 7) позволяют судить, что синтез регуляторов выполнен верно, система работоспособна.

Для экспериментальной проверки разработанных алгоритмов предложена следующая модель. Преобразователь выполнен на базе транзисторного электропривода ЭШИР-1А. Контур регулирования тока на первом этапе принят без изменений, то есть с ШИМ. Регулятор скорости базовый исключен. Корректор динамики (рисунок 5) выполнен на аналоговой схемотехнике. Обратная связь по скорости реализована с помощью тахогенератора, встроенного в электродвигатель

ПН12.11. Контур фазового рассогласования выполнен на цифровом сигнальном процессоре компании "Freescale Semiconductor" 56F8323, быстродействие которого может быть охарактеризовано как 60 миллионов операций в секунду, чего достаточно для реализации скорости 1000 об/мин, с числом импульсов на оборот, равным 1000. Во внешнем контуре, контуре фазового рассогласования, обратная связь выполнена на импульсном датчике обратной связи BE172B.

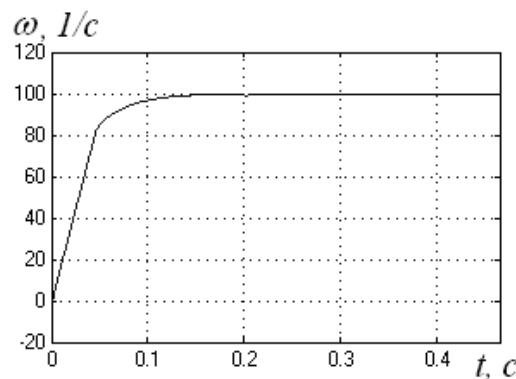


Рисунок 7 – График переходного процесса по скорости

Алгоритм определения направления вращения, выполненный на микроконтроллере, заключается в обработке последовательности импульсов, генерируемых датчиком по двум каналам.

Структурная схема модели квазианалогового логического устройства сравнения частотных сигналов представлена на рисунке 8, где x – импульс датчика. Данная схема уточняет корректор статики, показанный на рисунке 5.

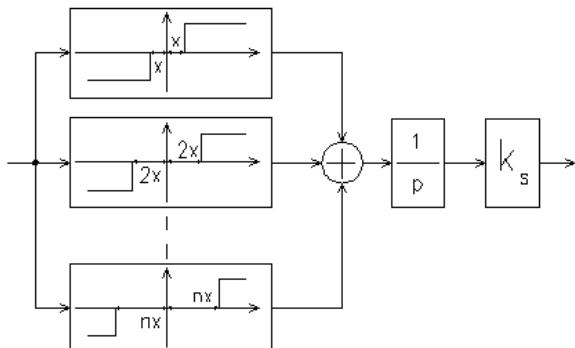


Рисунок 8 – Структурная схема модели квазианалогового логического устройства сравнения частотных сигналов

На рисунке 9 представлен график переходного процесса по скорости в системе с

ПАНКРАЦ Ю.В.

квазианалоговым устройством сравнения частотных сигналов.

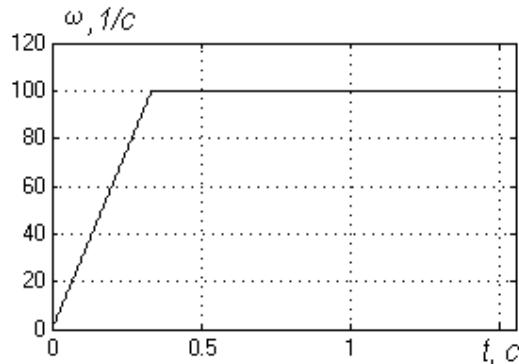


Рисунок 9 – График переходного процесса по скорости в системе с квазианалоговым устройством сравнения частотных сигналов

Сравнив графики переходных процессов (рисунки 8 и 9), можно сделать вывод, что предложенная модель квазианалогового устройства сравнения работоспособна. Даная система не имеет просадку скорости при набросе нагрузке (в момент времени 1 с смоделирован наброс нагрузки, $M_c=M_h$).

Реализация данного алгоритма управления достаточно не сложная, при серийном производстве не требует больших капиталоизложений. Использование такого электропривода позволит повысить удобство управления технологическим процессом, поскольку внешний контур регулирования реализован на микропроцессорной системе.

Использование данного электропривода возможно в той область промышленного производства, где необходимо точное регулирование скорости, а также в сельском хозяйстве.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Башарин, А.Б. Управление электроприво-

дами [Текст]: Учебное пособие для вузов / А.Б. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский – Л.: Энергоатомиздат, 1982. – 392 с.

2. Бубнов, А.В. Вопросы анализа и синтеза прецизионных систем синхронно-синфазного электропривода постоянного тока [Текст]: Научное издание. – Омск: Омский научный вестник, 2004. – 131 с.

3. Гибкие производственные системы, промышленные роботы, робототехнические комплексы. Практ. пособие в 14-ти кн. Кн. 14 / О.П. Михайлов, Р.Т. Орлова, А.В. Пальцев. Современный электропривод станков с ЧПУ и промышленных роботов; Под ред. Б.И. Черпакова. – М.: Высшая школа, 1989. – 111 с.

4. Панкратов, В.В. Специальные разделы современной теории автоматического управления: учеб. пособие / В.В. Панкратов, Е.А. Зима, О.В. Нос. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 220 с.

5. Панкрац, Ю.В. Синтез следяще-регулируемого электропривода модифицированным модальным методом / Ю.В. Панкрац, Г.М. Симаков, А.П. Вертохвостов // Актуальные проблемы электронного приборостроения, 2006.

6. Панкрац, Ю.В. Синтез следяще-регулируемого микроэлектропривода методом большого коэффициента // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007: Материалы третьей научно-технической конференции с международным участием / Под ред. В.В. Панкратова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – С. 62–68.

7. Симаков, Г.М. Позиционный микроэлектропривод постоянного тока [Текст]: дис. ... д-ра техн. наук: 050903: защищена 19.05.04 : утв. 19.09.04 / Геннадий Михайлович Симаков. – Новосибирский государственный технический университет. Новосибирск, 2004. – 349 с.

8. Трахтенберг, Р.М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением [Текст] – М.: Энергоиздат, 1982. – 168 с.

Панкрац Ю.В., ассистент каф. «Электропривода и автоматизации технологических процессов», Новосибирский государственный технический университет, тел. 8(383) 346-15-68, E-mail: pankrats79@mail.ru.