

УДК 621.3.072.6

## Импульсно-фазовые электроприводы с цифровым управлением

ФАЛЕЕВ М.В., д.т.н., КАШИН А.В. асп., САМОК С.Г. соискатель.

**Рассматриваются новые принципы построения прецизионных электроприводов, предназначенных для использования в локальных системах управления автоматизированных производств.**

Развитие гибких автоматизированных производств и создание многофункционального технологического оборудования неразрывно связано с широким применением IT-технологий как основного средства повышения эффективности производства. При этом связующим звеном между информационными и материальными потоками в таких системах являются исполнительные механизмы и средства управления ими, к которым предъявляются специфические требования относительно выполняемых функций и технических возможностей по адаптации к изменяющимся условиям работы. К таким техническим средствам относятся: разнообразное обрабатывающее оборудование с числовым программным управлением; промышленные роботы; средства испытательной техники, системы оптико-механической развертки; различные системы слежения и наведения и ряд других устройств. Большинство из вышперечисленных механизмов требует высокой точности и стабильности воспроизведения заданной траектории движения рабочих элементов в нескольких координатных осях при широкой вариации скоростей их перемещений, обеспечиваемых с помощью автоматизированных электроприводов.

Основными тенденциями развития электроприводов автоматизированных производств являются применение цифровых методов управления и "интеллектуализация" создаваемых устройств, то есть возможность их адаптации к разнообразному технологическому оборудованию и расширение функциональных возможностей по решению широкого класса задач управления приводными устройствами с двигателями переменного тока. Традиционным направлением, реализующим эти тенденции, является использование специализированных микроконтроллеров (МК) типа "Motor Control", базирующихся на DSP-ядре [3]. Эти МК, изначально ориентированные на использование в автоматизированном электроприводе, обладают широким набором периферийных устройств для сопряжения с объектами управления и могут полностью решать задачи управления параметрами движения исполнительного механизма. Выпускаемые фирмами "TEXAS", "ANALOG DEVICES", "INFINEON", "MOTOROLA" и "MICROCHIP" контроллеры позволяют создавать однокристалльные устройства с алгоритмами работы, отвечающими требованиям автоматизированных производств. Однако такой подход не может обеспечить максимальную адаптацию системы управления к требованиям потребителя из-за фиксированного набора встроенной периферии. Вместе с тем широко

используемые принципы построения цифровых систем [3-5] создают ряд проблем, связанных как с измерением, так и с управлением регулируемые координатами, проблем, наличие которых обусловлено дискретизацией переменных и конечностью времени процессов их обработки. Причем с расширением диапазона регулирования скорости исполнительного механизма влияние этих факторов на точностные характеристики электропривода возрастает.

Широкие возможности выполнения специфических требований отдельных агрегатов автоматизированного производства могут быть, с точки зрения авторов, обеспечены при использовании конфигурируемых систем на кристалле CSOC и FPSLIC, выпускаемых фирмами "TRISCEND", "ZYLOGIC SEMICONDUCTOR" и "ATMEL". Размещение на одном кристалле жесткого ядра микроконтроллера с базовым набором периферийных устройств и программируемой логической матрицы (CSL) позволяет реализовать необходимый набор для связи с объектом управления средств сопряжения, что устраняет необходимость применения дополнительных элементов. Возможность внутрисхемного программирования конфигурации CSL в значительной степени расширяет сферу применения разрабатываемых электроприводов, отвечающих всему многообразию требований технологического оборудования автоматизированных производств. Разработанный авторами электропривод на базе CSOC TE502 отвечает требованиям, предъявляемым к электроприводам металлообрабатывающих станков, и с успехом адаптируется для использования в других отраслях промышленности, например в испытательной технике.

Наиболее распространенным направлением создания электроприводов переменного тока является увеличение "мощности" используемых микропроцессоров для реализации широко распространенных принципов векторного управления без учета специфики дискретизации обрабатываемой информации. Это приводит к заметному усложнению систем управления, значительно повышению требований к технологии их производства.

В то же время обеспечение заданных требований к траектории движения исполнительного механизма может быть достигнуто при использовании технических решений и алгоритмов, в максимальной степени адаптированных к специфике объектов управления. В этом случае при рациональном разделении функций между программными и аппаратными средствами возможно создание электроприводов, которые обладают вы-

сокой конкурентоспособностью в сфере применения, где совокупность достоинств цифрового привода избыточна, а широко понимаемая экономичность электропривода является основным фактором, определяющим эффективность его применения.

Широкие возможности в этом направлении открывает использование систем с контуром фазовой синхронизации, применение которого позволяет реализовать выдвинутую в [6] концепцию "точного" электропривода. Однако большинство технических решений для такого электропривода [6] не отвечает современным требованиям, предъявляемым приводным устройствам. Расширение функциональных возможностей таких электроприводов достигается при включении МК непосредственно в контур регулирования регулируемой координаты при сохранении принципа управления по интегралу управляемой координаты, обычно скорости движения механизма, в режиме непрерывной развертки сигнала управления [7]. Такое построение системы, как известно [6], не снижает точностные показатели цифрового электропривода, так как погрешности квантования возникают внутри замкнутого контура. Поэтому требования к точностным показателям достигаются при использовании относительно простых МК.

С одной стороны предлагаемая концепция построения электропривода позволяет освободить используемое вычислительное устройство от решения простых, но ресурсоемких задач по формированию и обработке импульсных сигналов, что снижает требования к его производительности. Это позволяет использовать однокристалльные МК, а с другой стороны, дает возможность усложнить законы управления и адаптировать электроприводы к особенностям технологии выполнения приводным механизмом требуемых операций, что расширяет функциональные возможности проектируемых систем. Такие устрой-

ства можно назвать импульсно-фазовыми электроприводами с управлением от микроконтроллера (ИФЭП).

Функциональная схема такого электропривода представлена на рис.1. Основу системы составляет контур фазовой синхронизации, базовыми элементами которого являются измерительный преобразователь управляемой координаты (ВР) и блок сопряжения БС, регистрирующий в виде цифрового кода положение механизма или его отклонение от заданного значения. Для широкого класса механизмов защита от опрокидывания регулирования может быть реализована без использования частотно-фазовых дискриминаторов или логических устройств сравнения [6, 7], а чисто программными средствами. Это позволяет упростить структуру блока БС и повысить информативность получаемых от измерительного преобразователя данных. Для управления двигателем переменного тока М посредством инвертора (И) используется импульсный блок И2, представляющий собой многоканальный широтно-импульсный модулятор с треугольным или центрированным законом модуляции длительности импульсного сигнала. Необходимые для работы блоков БС и И2 линейки импульсных сигналов создаются блоком задания БЗ. Алгоритм управления электропривода выполняется цифровым ядром МК, интегрированным в кристалл CSOC совместно с многофункциональной периферией, обеспечивающей сопряжение процессорного ядра МК с элементами электропривода и локальной информационной сетью (ЛИС) технологического агрегата. Конструктивно цифровой и импульсные блоки системы управления объединены на кристалле CSOC, обеспечивающем управление импульсно-фазовым электроприводом и взаимодействие его с информационной средой технологического агрегата.

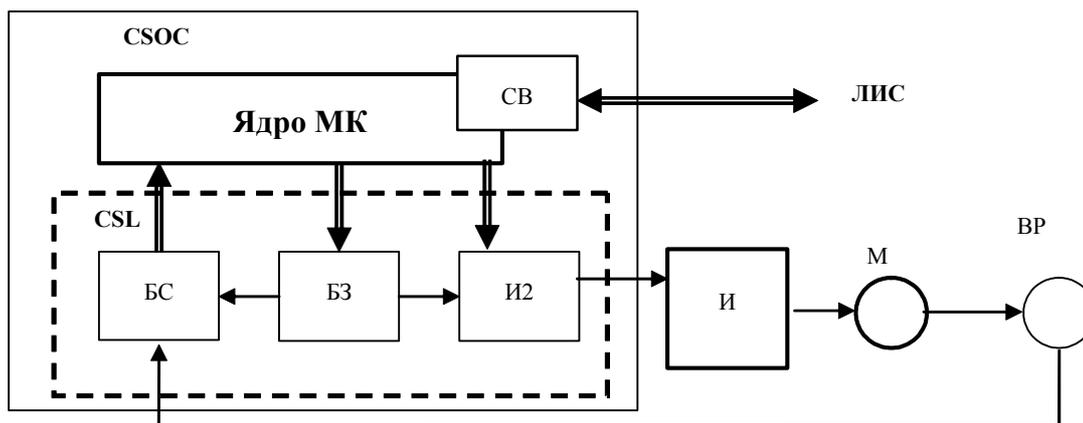


Рис. 1. Функциональная схема импульсно-фазового электропривода с цифровым управлением

Основу инвертора (И) составляет неуправляемый выпрямитель и трехфазный инвертор, выполненный с использованием интеллектуального силового модуля на базе IGBT-транзисторов с встроенной защитой от аварийных режимов.

Для получения достоверной информации о текущем положении исполнительного механизма

используются фотоимпульсные измерительные преобразователи перемещения (ФПП) и совокупность технических и программных средств определения цифрового эквивалента измеряемого сигнала. Порог различимости угла поворота вала  $\epsilon_\phi$  ФПП не зависит от частоты вращения вала [1] и однозначно определяется как

$$\varepsilon_{\varphi} = \frac{2\pi}{Z},$$

где  $Z$  – число меток датчика.

При этом добротность  $D$  регулятора системы определяется как

$$D = \frac{Z}{2\pi \cdot f_Z} = \frac{1}{\varepsilon_{\varphi} \cdot f_Z},$$

где  $f_Z$  – частота задающего сигнала.

Непосредственное включение ФПП с малым порогом различимости в контур фазовой синхронизации в значительной степени усложняет проблему обеспечения работоспособности электропривода и качественных показателей его работы, что обуславливается ростом добротности замкнутого контура. Особенно эти эффекты проявляются в нижней части диапазона регулирования угловой скорости. Для их устранения могут быть использованы как чисто аппаратные, так и программно-аппаратные средства. При первом подходе используется блок транспонирования спектра выходного сигнала преобразователя [7], алгоритм которого определяется как

$$f_{NZ} = \frac{Z \cdot \Omega}{2\pi} + f_{01}, \quad (1)$$

где  $N_{01}$  – емкость буферного делителя;

$f_{01}$  – опорная частота схемой транспонирования;

$f_{NZ}$  – частота квантования системы.

Добротность такой системы определяется как

$$D = \frac{Z}{2\pi \cdot (f_{01} + f)} = \frac{Z}{2\pi \cdot (N_{01} \cdot f_0 + f)},$$

где  $f_0$  – эквивалентная опорная частота.

В любом из рассмотренных случаев необходимо использование частотно-фазового дискриминатора

Известно, что для устранения ошибок в системе стабилизации скорости механизма необходимо сравнение заданного и действительного положения вала. Поэтому ошибка  $\Delta\varphi$  контура фазовой синхронизации в режиме непрерывной развертки определяется как

$$\Delta\varphi = \varphi_Z - \varphi_B \quad (2)$$

где  $\varphi_Z = \int_0^{nT} \Omega_Z dt$  – непрерывная развертка сигнала задания, соответствующая необходимому

углу поворота вала,

$$\varphi_B = \int_0^{nT} \Omega dt \quad \text{- угол поворота вала.}$$

Выражение (2) можно представить в виде разностной схемы

$$\Delta\varphi = \left( \frac{\varphi_Z}{z} + \Delta\varphi_Z \right) - \left( \frac{\varphi_B}{z} + \Delta\varphi_B \right) = \dots$$

$$\dots = \left( \frac{\varphi_Z}{z} - \frac{\varphi_B}{z} \right) + (\Delta\varphi_Z - \Delta\varphi_B)$$

где  $z$  - оператор дискретного преобразования Лапласа.

Считая, что

$$\frac{\varphi_Z}{z} - \frac{\varphi_B}{z} = \frac{\Delta\varphi}{z},$$

получаем, что

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\varphi}{z} + (\Delta\varphi_Z - \Delta\varphi_B).$$

Такой алгоритм вычисления сигнала управления позволяет оперировать с данными относительно небольшой размерности при отсутствии систематической погрешности обработки входных сигналов. В то же время принцип действия контура фазовой синхронизации сохраняется в полной мере. Действительно, после проведения ряда преобразований получаем, что

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\varphi}{z} + \int_0^T (\Omega_Z(t) - \Omega(t)) dt.$$

Следовательно, ошибка  $\Delta\varphi$  контура фазовой синхронизации пропорциональна величине отклонения траектории движения от заданной или интегралу скоростной ошибки.

Вопрос об определении порога различимости измеряемой величины скорости  $\varepsilon_N$  достаточно сложен и не имеет в настоящее время однозначного решения. Строго говоря, при использовании импульсных преобразователей измеряется не угловая скорость  $\Omega$ , а частота вращения  $n(t)$  [1], представляющая собой некоторое усредненное значение  $\Omega$ , определяемое как

$$n(t) = \frac{1}{2\pi h} \int_{t-h/2}^{t+h/2} \Omega(\tau) d\tau = \frac{\Delta\varphi(h)}{2\pi \cdot h},$$

где  $h$  - интервал усреднения,

$\Delta\varphi(h)$  - угол поворота вала за интервал усреднения.

Следует отметить, что  $\Delta\varphi(h)$  является дискретной величиной, принимающей значения, кратные порогу различимости  $\varepsilon_{\varphi}$ . Интервал усреднения выбирается из чисто прагматических соображений. Очевидно, что его минимальная величина определяется порогом различимости измерительного преобразователя. В области малых скоростей двигателя длительность этого интервала обуславливается временем перемещения на расстояние, равное требуемой погрешности формирования траектории движения исполнительного механизма.

Преобразование “фаза-код” осуществляется считыванием маски делителя, формирующего задающий сигнал по фронту выходного сигнала БТИ.

Для получения качественных точностных показателей ИФЭП достаточно использование (10-12)-разрядных преобразователей «фаза-код».

Для обеспечения работоспособности систем фазовой синхронизации обычно используются ПД-регуляторы, алгоритмы которых определяются разностным уравнением

$$N_U = N_P + k_P \cdot T \cdot \left( N_P - \frac{N_P}{z} \right), \quad (3)$$

где  $N_P$  - сигнал ошибки;

$N_U$  - выходной сигнал регулятора;

$k_P$  - коэффициент передачи корректирующего канала;

$T$  - период прерывания модуля регулятора.

Так как уравнение (3) реализует функции не-рекурсивного цифрового фильтра, то его решение всегда устойчиво. Система с регулятором (3) является астатической по скорости, но в процессе движения возникают погрешности воспроизведения заданной траектории, пропорциональные скорости и моменту сопротивления исполнительного механизма. Снижение погрешности стабилизации скорости при изменении условий работы механизма достигается применением алгоритма ПИД-регулирования, вычисляющего сигнал управления  $N_U$  по разностной схеме:

$$\begin{aligned} N_d &= TK_P \left( N_P - \frac{N_P}{z} \right); \\ N_I &= K_I N_P / T + \frac{N_I}{z}; \\ N_U &= N_P + N_d + N_I, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $N_I$  - интеграл сигнала фазовой ошибки;

$K_I$  - добротность по фазовой ошибке.

Интегрирование входного сигнала осуществляется методом прямоугольников, что ускоряет выполнение этой операции при сохранении точности вычислений. Алгоритм вычисления интегральной составляющей  $N_U$  является дискретным аналогом следующей операции:

$$N_U = K_I \int \Delta \phi dt. \quad (5)$$

Из (5) с учетом (2) получаем, что

$$N_U \equiv \frac{z \cdot K_I}{2\pi} \iint (\Omega_Z - \Omega) dt. \quad (6)$$

Следовательно, при использовании алгоритма регулятора вида (3) электропривод переходит в класс синхронно-синфазных электроприводов, которые в наибольшей степени отвечают требованиям к приводным устройствам рассматриваемых технологических агрегатов.

Частота работы регулятора во многом определяется порогами различимости управляемых параметров движения и требованиями к диапазону регулирования угловой скорости. При малых периодах дискретизации и относительно высоком (1,53 мрад) пороге различимости угла поворота в нижней части диапазона корректирующее действие регулятора, определяемое по (3) и (4), уменьшается, а неравномерность дви-

жения резко возрастает. Для  $\varepsilon_\phi = 1,53$  мрад минимальный период дискретизации регулятора составляет 400 мсек при обеспечении требований к параметрам движения в диапазоне регулирования скорости 16000:1.

Для управления двигателями используется импульсный силовой преобразователь с несущей частотой 2÷15 кГц. При этом формируется широтно-импульсный сигнал, длительность которого определяется  $N_P$ . Цифровой блок позволяет реализовать законы модуляции и переключения силовых транзисторов, в максимальной степени отвечающие условиям применения электропривода. При широтно-импульсной модуляции с несущей частотой, кратной заданной, устраняется погрешность измерения среднего значения скорости в течение импульса частоты задания. Однако при необходимости получения высоких частот переключения силовых элементов это усложняет конфигурацию блока И2. Несимметричный закон работы силовых ключей значительно снижает потери в приводном двигателе и коммутационных элементах, однако регулировочная характеристика преобразователя имеет зону нечувствительности возникающей при изменении знака  $N_P$ . Эффективным средством борьбы с этим недостатком является применение адаптивного управления силовыми элементами каждого полумоста. Критерием работы узла коррекции является знак  $N_P$ , который помещает паузу "dead-time" между переключениями силовых элементов до или после требуемого момента коммутации.

Использование частотного эталона для задания уровня угловой скорости приводного двигателя, определяет принципы построения выполняющих эти функции узлов. Они выполняют изменение масштаба частотного эталона с помощью делителей и синтезаторов частоты. Использование алгоритма (2) для обработки сигнала ФПП делает необходимым обеспечения высокой плавности изменения частотного эталона. Другим требованием, предъявляемым к таким устройствам, является высокая равномерность выходной частоты, так как любое изменение частоты задания для электропривода, построенного на базе контура фазовой синхронизации, приводит к отклонению управляемых переменных от требуемого значения. Это предопределяет необходимость применения делителей большой емкости, узлов суммирования/вычитания частотных сигналов, быстродействующей элементной базы и разнообразных алгоритмов преобразования заданного значения скорости в коэффициенты преобразования частотных сигналов [7].

Для технологических агрегатов практически всегда необходима информация о положении исполнительного механизма в точках наблюдения для соответствующей коррекции траектории его движения. Часто эти требования к формообразующим движения сводятся к необходимости позиционирования механизма в определенном положении и его удержание в этом состоянии. Для ИФЭП с принятым алгоритмом управления возможно позиционирование без использования дополнительных аппаратных средств, что обусловлено отсутствием ошибки в положении ро-



Модуль контроля предназначен для определения параметров узлов БУЧЭ применительно к задаваемому уровню угловой скорости двигателя. Он же обеспечивает обмен информацией с локальной информационной сетью технологического агрегата, информируя последний о ходе выполнения заданных операций и возможности успешного продолжения работы. При необходимости допускается подключение датчиков технологических параметров непосредственно к импульсно-фазовому электроприводу.

При неизменной частоте напряжения статора динамическая механическая характеристика асинхронного двигателя [4]

$$M = \frac{2 \cdot M_K}{(1 + T_{EP}) \left[ \frac{s_K}{s} (1 + T_{EP}) \right] + \frac{s}{s_K}} \quad (7)$$

где  $T_E = \frac{1}{\Omega_0 \cdot s_K}$  — электромагнитная постоянная времени двигателя;

$s_K = \frac{\Omega_0 - \Omega_K}{\Omega_0}$  — критическое скольжение;

$\Omega_0 = \frac{2\pi \cdot f}{p}$  — синхронная скорость;

$f$  — частота напряжения на статоре АД.

Динамической механической характеристике (7) соответствует нелинейное дифференциальное уравнение вида

$$\left( 1 + \frac{s_{CP}^2}{s_K^2} + 2T_{EP}p + T_{EP}^2 p^2 \right) \Delta M(p) = \frac{2M_K s_K}{s_{CP}^2 + s_K^2} \left( 1 - \frac{s_{CP}^2}{s_K^2} + T_{EP}p \right) \Delta s(p) \quad (8)$$

где  $s_{CP} = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0}$  — скольжение установившегося режима.

Приращение скольжения пропорционально приращению угловой скорости  $\Delta\Omega$ :

$$\Delta s = -\frac{\Delta\Omega}{\Omega_0}$$

На основании (8) определяется динамическая жесткость АД, под которой понимают отношение изображений приращения момента и скорости:

$$\beta_D(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta\Omega(p)} = -\frac{2M_K s_K}{\Omega_0 (s_{CP}^2 + s_K^2)} \cdot \frac{1 - \frac{s_{CP}^2}{s_K^2} + T_{EP}p}{1 + \frac{s_{CP}^2}{s_K^2} + 2T_{EP}p + T_{EP}^2 p^2} \quad (9)$$

Выражение (9) можно распространить на линейный участок механической характеристики в пределах малых скольжений.

Для электропривода с каналом управления частотой, зависящей от скорости вала, всегда выполняется условие вида

$$\Omega_0 = \Omega \cdot (1 + s_{CP}),$$

где  $s_{CP} = \text{const}$  для выбранного принципа управления АД.

Поэтому можно рассматривать механические характеристики АД относительно рабочей скорости, то есть в "плавающей" системе координат. А следовательно, динамические свойства двигателя не зависят от текущей угловой скорости вала двигателя.

С учетом зависимости критического момента АД от напряжения питания и его частоты коэффициент передачи делителя  $D_1 - K_1$  определяется как

$$K_1 \approx \frac{K_n}{f}$$

Коэффициент передачи делителя  $D_2 -$

$$K_2 = \left| \frac{U_2}{f + c} \right|$$

где  $c$  - константа, учитывающая характер изменения критического момента при малых частотах питания АД.

Вычисленный наблюдателем эквивалент момента АД  $M_L$  определяется как

$$M_L = U_2 \cdot \frac{K_1 \cdot K_2}{K_{OC}} \cdot \left( \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \right)$$

где  $T_1 = \frac{1}{D \cdot K_{OC}}$  - постоянная времени НМ.

Очевидно, что для получения идентичных динамических характеристик наблюдателя и управляемого необходимо выполнение условия вида:

$$T_E = \frac{1}{\Omega_0 s_K} = \frac{1}{D \cdot K_{OC}} \quad (10)$$

Условие (9) позволяет определить необходимые настройки наблюдателя момента.

В большинстве работ система управления АД, рассматривается как непрерывная. При этом пренебрегается импульсным характером обработки информации в микропроцессорной системе управления. Предположение, что высокая частота квантования обеспечивает идеальное приближение свойств реальной системы управления к непрерывной, в большинстве случаев не является строго обоснованным.

На рис. 3. представлена структурная схема блока управления моментом, в состав которой входят наблюдатель момента двигателя (НМ) и ПИ-регулятор момента (РМ). Управление моментом осуществляется регулятором скорости электропривода, представленного сигналом  $U_{PC}$ . Наблюдатель момента определяет его значение по напряжению управления ШИП ( $U_2$ ), скорости вала и частоте питания статора. Цифровой фильтр ( $\Phi$ ) повышает помехоустойчивость системы и улучшает гармонический состав сигнала управления ШИП. Блок управления моментом можно представить как импульсную систему с мгновенными импульсами.

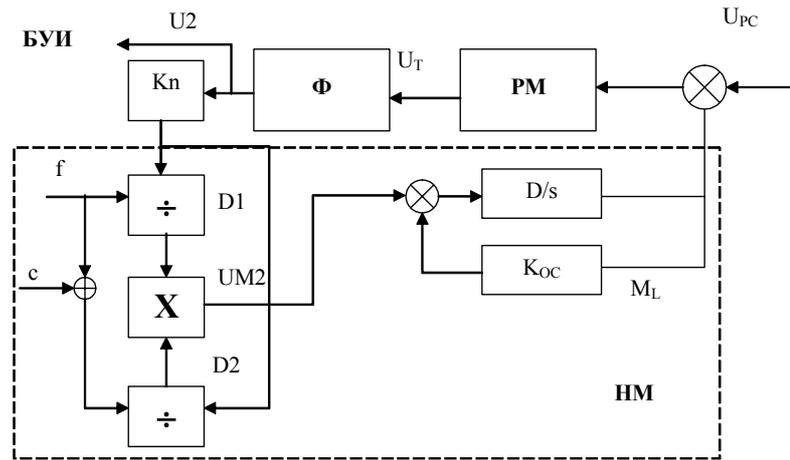


Рис. 3. Функциональная схема блока управления моментом АД.

Разностное уравнение фильтра с постоянной времени  $T_F$ , позволяющее избежать потери точности при выполнении необходимых вычислений имеет вид

$$U_2 = \frac{1}{T_F} \cdot \left( \frac{U_2}{z} + U_1 - \frac{U_2}{z} \cdot \frac{1}{T_F} \right),$$

где  $U_1$  – сигнал с выхода регулятора момента.

Разностное уравнение интегратора с выходным сигналом  $L$  наблюдающего устройства может быть представлено как:

$$M_L = \left( U_2 \cdot K_1 \cdot K_2 - \left( \frac{M_L}{z} + \Delta\Omega \cdot K_\Omega \right) \cdot K_{OC} \right) \cdot D$$

Импульсный регулятор момента описывается разностным уравнением вида

$$U_T = \left( K_{pd} + D_T \cdot \frac{z}{z-1} \right) \cdot (U_{PC} - M_L)$$

где  $U_{PC}$  – выход регулятора скорости.

В качестве математического аппарата исследования блока управления моментом используется билинейное преобразование. В терминах этого преобразования импульсные передаточные функции отдельных элементов устройства могут быть представлены как:

$W_F(w) = \frac{1 + \frac{w}{2}}{(T_F - 0.5) \cdot w + 1}$  - передаточная функция фильтра;

$W_L(w) = \frac{K_1 \cdot K_2}{K_{OC}} \cdot \frac{1 + \frac{w}{2}}{(T_L - 0.5)w + 1}$  - передаточная функция НМ;

$W_M(w) = D_1 \cdot \frac{\left( \frac{K_{pd}}{D_1} + 0.5 \right) w + 1}{w}$  - передаточная функция регулятора момента;

где  $T_{FD} = T_F - 0.5$ ,  $T_{LD} = T_L - 0.5$  - эквивалентные постоянные фильтра и НМ.

Динамические характеристики контура управления моментом определяются распределением нулей и полюсов передаточной функции замкнутого контура

$$H_{KM}(w) = \frac{\left[ \left( \frac{K_{pd}}{D_1} + 0.5 \right) w + 1 \right]}{\left( T_{FD} \cdot T_{LD} + \frac{K_{pd} \cdot K_C}{4 \cdot D_1} \right) w^3 + \left( T_L w + 1 \right) \cdot \left( T_{FD} + T_{LD} + K_C \cdot \left( \frac{K_{pd}}{D_1} + \frac{1}{4} \right) \right) w^2 + (1 + K_C)w + K_C}$$

где  $K_C = \frac{D_1 \cdot K_1 \cdot K_2}{K_{OC}}$

Это уравнение получено в предположении, что быстродействие контура управления моментом лежит за пределами полосы пропускания скоростного контура. Поэтому при рассмотрении динамических режимов в контуре управления моментами принимается,  $\Delta\Omega \approx 0$

В отличие от непрерывных моделей контур управления моментом характеризуется некоторым предельным коэффициентом усиления, при котором происходит потеря устойчивости. Для настройки регулятора момента используется метод стандартных коэффициентов, обеспечивающий распределение корней по Баттерворту.

Как показали теоретические и экспериментальные исследования, предложенная концепция построения ИФЭП обеспечивает следующие его точностные характеристики:

- диапазон регулирования скорости – свыше 16000:1;
- плавность задания угловой скорости – 0.5%;
- минимальная угловая скорость движения вала измерительного преобразователя – 0,01 рад/сек;
- допуски на точностные показатели - в пределах требований, предъявляемых к электроприводам подачи металлорежущих станков.

Таким образом, нами рассмотрены способы построения импульсно-фазовых электроприводов с цифровым управлением, адаптированных к взаимодействию с локальными вычислитель-

ными системами автоматизированных технологических комплексов и исполнительными механизмами. Принятые при разработке импульсно-фазовых электроприводов технические решения, программные и аппаратные средства позволяют создавать многофункциональные контроллеры, отвечающие всему комплексу требований, предъявляемых к приводным устройствам металлообрабатывающих станков, промышленных роботов и секций агрегатов по непрерывной обработке различных материалов.

#### Список литературы

1. **Андрущук В.В.** Цифровые системы измерения параметров движения механизмов в машиностроении. – СПб, Машиностроение, 1992. 237 с.
2. **Глазунов В.Ф., Архангельский Н.Л., Виноградов А.Б.** Широко-функциональный цифровой частотно-управляемый асинхронный электропривод с векторной ориентацией переменных // Вестник ИГЭУ, 2001, №1. С. 62-66.
3. **Дианов А.Н.** Микроконтроллеры для встраиваемых систем управления электроприводом. Серии "DashDSP" и "Signal DSP" фирмы Analog Devices. // Электронные компоненты, 2003. №1. – с.69-73.
4. **Ключев В.Н.** Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
5. **Ремизевич Т.В.** Микроконтроллеры для встраиваемых приложений: от общих подходов – к семействам HC05 и HC08 фирмы Motorola. – М.: ДОДЭКА, 2000. – 272 с.
6. **Трахтенберг Р.М.** Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. М.: Энергоатомиздат, 1982. – 168 с.
7. **Фалеев М.В.** Микропроцессорные импульсно-фазовые электроприводы информационно-измерительных систем./Автореферат дис. на соиск. уч. ст. д. т. н. – Иваново: ИГЭУ, 1998. – 32 с.
8. **Фалеев М.В., Кашин А.В.** Импульсно-фазовый электропривод металлообрабатывающих станков с бессенсорным управлением асинхронным двигателем. // Электротехнические комплексы и системы: Межвуз. сб. науч. тр. Вып. 10./ Под ред. С.И. Лукьянова - Магнитогорск; МГТУ, 2005. – С. 30-39.