

Разработка метода идентификации состояния привода станка

Инженерный вестник # 01, январь 2014

УДК: 621.3.07

авторы: Суятинов С. И., Енин В. Н.

МГТУ им. Н.Э. Баумана

ssi@bmstu.ru

Введение

Прогресс в развитии информационно-измерительных систем в значительной степени определяет совершенство технологического оборудования и, в частности, парка металлорежущих станков. Микроминиатюризация и повышение быстродействия вычислительной техники позволяют реализовать более совершенные алгоритмы идентификации, повысить точность и надежность работы систем адаптивного управления станками [1, 2]. Например, использование встроенного компьютера в системе идентификации и адаптивного управления универсального круглошлифовального станка Fanuc 31i-A обеспечило более высокую точность, быстрый и экономичный характер работы [3].

Важным элементом подобных металлорежущих станков является электронное устройство идентификации переменных состояния привода в момент касания шлифовальным кругом (режущим инструментом) детали [4, 5]. Управляющий сигнал, генерируемый этим устройством по результатам сравнительного анализа переменных состояния с пороговыми значениями, передается с систему ЧПУ для отсчета и запоминания координаты касания. Точность определения начального момента касания инструмента детали определяет точность их взаимного ориентирования. Таким образом, совершенствование точностных характеристик этого устройства позволят повысить точность обработки и снизить длительность вспомогательного времени.

Большинство известных способов определения момента касания инструмента с деталью можно разделить на два больших класса.

К первому типу относятся устройства, принцип действия которых основан на анализе частотно-временных характеристик колебаний, возникающих в процессе подскока и касания детали [6, 7]. Основным недостатком методов является сложность технической реализации и низкая помехоустойчивость.

Вторая группа методов основана на регистрации и сравнении характеристик электропитания (потребляемого тока статора, мощности и др.) исполнительного двигателя привода главного движения с пороговыми значениями [8]. Характеристическим признаком в этом случае является увеличение нагрузки на валу двигателя в момент касания. На практике контроль нагрузки производится по приращению активной мощности электродвигателя, которая оценивается по величине тока статора. Техническая реализация методов этой группы, как правило, более простая. Однако надежность и точность фиксации момента касания меньше. Низкая надежность фиксации момента касания обусловлена высшими гармониками напряжения и тока, импульсными и другими помехами, присутствующими в промышленной электросети, что приводит к броскам напряжения и, как следствие, к ложным срабатываниям устройства.

В этой связи перспективным представляется повышение точности и надежности методов второй группы за счет использования алгоритмов фильтрации Калмана [9]. Перспективы использования фильтра Калмана в устройствах контроля касания обуславливаются тем, что приводы станков хорошо исследованы, разработаны их математические модели, адекватно отражающие их динамику. Поэтому основные погрешности оценки переменных состояния приводов станков обуславливаются главным образом шумами измерения.

Целью настоящей работы является разработка и исследование метода идентификации пороговых значений фазовых переменных электромеханического привода станка в задаче определения момента касания обрабатываемой детали с инструментом.

Разработка математического обеспечения для реализации расширенного фильтра Калмана

Фильтр Калмана (ФК) представляет собой реализуемый на ЭВМ интерактивный алгоритм, работающий по принципу «прогноз-коррекция», который широко используется для решения задач оценки переменных состояния различных динамических объектов в присутствии стохастических возмущений. В основе ФК лежат математические модели исследуемого объекта и стохастических возмущений.

Помимо повышения точности оценки измеряемых переменных состояния ФК позволяет оценить неизмеряемые переменные, исключая тем самым необходимость использования дополнительных измерителей.

Использование нескольких переменных состояния и соответствующих характеристических признаков позволяет повысить надежность определения момента касания. В рассматриваемой электромеханической системе главного привода шлифовального станка характеристическими параметрами являются

измеряемая сила тока статора и оцениваемая с помощью фильтра Калмана угловая скорость вращения ротора (шпинделя станка) ω .

В рассматриваемом случае объектом исследования является электромеханический привод. Будем использовать математическую модель привода, основанную на уравнениях Горева-Парка для обобщенной двухфазной машины, записанных в форме Коши относительно проекций векторов потокосцеплений статора и ротора на ортогональные оси α - β системы координат, неподвижной относительно статора. Кроме того используем уравнения электромагнитного момента асинхронного двигателя и уравнение равновесия моментов.

Такая модель получила наибольшее признание для моделирования динамических режимов работы асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором. При этом переход от реальной трехфазной машины к обобщенной двухфазной выполняется посредством проецирования регулируемых переменных из реальной системы координат с осями a - b - c , идущими вдоль фаз статора, на ортогональные оси α - β неподвижные относительно статора системы [10].

Введем следующие обозначения: R_S , R_R – сопротивления статора и ротора, соответственно; L_S , L_R – индуктивности статора и ротора; L_H – взаимная индуктивность; $u_{S\alpha}$, $u_{S\beta}$ – составляющие напряжения статора в неподвижных α – β координатах; $i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$ – составляющие тока статора в неподвижных α – β координатах; $\psi_{R\alpha}$, $\psi_{R\beta}$ – составляющие потокосцепления в неподвижных α – β координатах; $\omega(t)$ – угловая скорость вращения ротора электродвигателя; z_p – число пар полюсов; M_c – момент нагрузки на валу; J – приведенный к валу момент инерции; $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ постоянная времени ротора;

$\sigma = \frac{L_S L_R - L_H^2}{L_S L_R}$ – коэффициент рассеяния.

Кроме того, обозначим: $K_R = R_S + \frac{L_H^2}{L_R^2}$ и $K_L = \sigma L_S$.

С учетом сделанных замечаний, получим математическую модель, которая имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}
\frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{K_R}{K_L} i_{s\alpha} + \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} \psi_{R\alpha} + \frac{L_H \omega Z_P}{L_R K_L} \psi_{R\beta} + \frac{1}{K_L} u_{s\alpha} \\
\frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\frac{K_R}{K_L} i_{s\beta} - \frac{L_H \omega Z_P}{L_R K_L} \psi_{R\alpha} + \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} \psi_{R\beta} + \frac{1}{K_L} u_{s\beta} \\
\frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} &= \frac{L_H}{T_R} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_R} \psi_{R\alpha} - \omega Z_P \psi_{R\beta} \\
\frac{d\psi_{R\beta}}{dt} &= \frac{L_H}{T_R} i_{s\beta} + \omega Z_P \psi_{R\alpha} - \frac{1}{T_R} \psi_{R\beta} \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{3Z_P L_m}{2J L_R} i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \frac{3Z_P L_m}{2J L_R} i_{s\alpha} \psi_{r\beta} - \frac{1}{J} M_c
\end{aligned}$$

Для получения модели в дискретной форме и формирования рекуррентного алгоритма используем выражение:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x_{k+1} - x_k}{T}; \quad kT \leq t \leq (k+1)T.$$

Здесь k - номер текущего отсчета, T - период дискретизации. В результате получим следующую систему разностных уравнений:

$$\begin{aligned}
i_{s\alpha}(k+1) &= (1 - T \frac{K_R}{K_L}) i_{s\alpha}(k) + T \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} \psi_{R\alpha}(k) + T \frac{L_H Z_P \omega(k)}{L_R K_L} \psi_{R\beta}(k) + T \frac{1}{K_L} u_{s\alpha}(k) \\
i_{s\beta}(k+1) &= (1 - T \frac{K_R}{K_L}) i_{s\beta}(k) - T \frac{L_H Z_P \omega(k)}{L_R K_L} \psi_{R\alpha}(k) + T \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} \psi_{R\beta}(k) + T \frac{1}{K_L} u_{s\beta}(k) \\
\psi_{R\alpha}(k+1) &= T \frac{L_H}{T_R} i_{s\alpha}(k) + (1 - \frac{T}{T_R}) \psi_{R\alpha}(k) - T Z_P \omega(k) \psi_{R\beta}(k) \\
\psi_{R\beta}(k+1) &= T \frac{L_H}{T_R} i_{s\beta}(k) + T Z_P \omega(k) \psi_{R\alpha}(k) + (1 - \frac{T}{T_R}) \psi_{R\beta}(k) \\
\omega(k+1) &= \omega(k) + T \left[\frac{3Z_P L_m}{2J L_R} i_{s\beta}(k) \psi_{r\alpha}(k) - \frac{3Z_P L_m}{2J L_R} i_{s\alpha}(k) \psi_{r\beta}(k) - \frac{1}{J} M_c \right]
\end{aligned} \tag{1}$$

Введем вектор состояния $\mathbf{x}(k) = [i_{s\alpha}(k), i_{s\beta}(k), \psi_{R\alpha}(k), \psi_{R\beta}(k), \omega(k)]^T$, вектор управления $\mathbf{u} = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$, и вектор наблюдаемых переменных $\mathbf{Y} = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$. Вектор оцениваемых переменных имеет вид $[\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}, \hat{\omega}]^T$. При работе привода непосредственно измеряются только значения тока статора. Поэтому уравнение наблюдения имеет вид

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{R\alpha}(k) \\ \psi_{R\beta}(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} = \mathbf{C}\mathbf{x}(k)$$

Следует отметить, что точность оценок, получаемая при использовании ФК, в значительной мере определяется корректностью используемой априорной информацией о математических моделях системы и шумов, а также погрешностями вычислений. Учет вычислительных погрешностей, ошибок моделирования и измерений осуществляется посредством искусственного ввода шумов с заданными статистическими свойствами.

Динамику оценки состояния в стохастической постановке с учетом шумовых возмущений в более компактной векторной форме можно выразить так:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) + \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{Y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k)\end{aligned}$$

Здесь $\mathbf{f} - (n \times 1)$ -мерная вектор-функция переменных $\mathbf{x}$ и $\mathbf{u}$, а $\mathbf{x}$ и $\mathbf{u} - (n \times 1)$ -мерные вектор состояния и $(m \times 1)$ -мерный вектор управления, соответственно; $\mathbf{w}(k)$ – шумовая компонента вектора состояния, обусловленная неточностью задания математической модели исследуемой системы; $\mathbf{v}(k)$ – шум измерения.

Предполагается, что $\mathbf{w}(k)$ является белым гауссовским шумом с нулевым средним и матрицей ковариации $\mathbf{Q} = cov(\mathbf{w}) = E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^T\}$. Шум измерения $\mathbf{v}(k)$ является белым Гауссовским шумом с нулевым средним и матрицей ковариации $\mathbf{R} = cov(\mathbf{v}) = E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^T\}$. Шумы не коррелированы между собой и не зависят от $\mathbf{x}(k)$.

Применительно к решаемой задаче вектор – функция $\mathbf{f}$ имеет вид

$$\mathbf{f}(k) = \begin{bmatrix} (1 - T \frac{K_R}{K_L})i_{S\alpha}(k) + T \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} \psi_{R\alpha}(k) + T \frac{L_H Z_P \omega}{L_R K_L} \psi_{R\beta}(k) + T \frac{1}{K_L} u_{S\alpha}(k) \\ (1 - T \frac{K_R}{K_L})i_{S\beta}(k) - T \frac{L_H Z_P \omega}{L_R K_L} \psi_{R\alpha}(k) + T \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} \psi_{R\beta}(k) + T \frac{1}{K_L} u_{S\beta}(k) \\ T \frac{L_H}{T_R} i_{S\alpha}(k) + (1 - \frac{T}{T_R})\psi_{R\alpha}(k) - T z_P \omega(k) \psi_{R\beta}(k) \\ T \frac{L_H}{T_R} i_{S\beta}(k) + T z_P \omega(k) \psi_{R\alpha}(k) + (1 - \frac{T}{T_R})\psi_{R\beta}(k) \\ \omega(k) + T \left[\frac{3z_P L_m}{2J L_R} i_{S\beta}(k) \psi_{r\alpha}(k) - \frac{3z_P L_m}{2J L_R} i_{S\alpha}(k) \psi_{r\beta}(k) - \frac{1}{J} M_c \right] \end{bmatrix};$$

Матрица $\mathbf{Q}$ размерностью $[5 \times 5]$, характеризует неопределенность исходной модели системы, а матрица шума измерения $\mathbf{R}$ имеет размерность $[2 \times 2]$. С учетом стандартных предположений о некоррелированности шумов матрицы $\mathbf{Q}$ и $\mathbf{R}$ являются диагональными.

Далее, исходя из того, что в уравнениях модели присутствуют одинаковые параметры, приходим к выводу, о равенстве следующих диагональных элементов матрицы $\mathbf{Q}$: $q_{11} = q_{22}$, и $q_{33} = q_{44}$. Следовательно, матрица $\mathbf{Q}$ содержит только три ненулевых элемента (q_{11} , q_{11} , q_{33} , q_{33} , q_{55}). Точно так же, исходя из предположения о равенстве погрешностей измерения,

два диагональных элемента в матрице **R** равны ($r_{11} = r_{22} = r$). Из этого следует, что в общем количестве только 4 элемента матриц ковариации должны быть известны.

Следует также заметить, что увеличение значений элементов матрицы **Q** соответствует большей неуверенности в используемой математической модели привода. Начальные значения матриц **Q** и **R** выбраны эмпирически. При этом, исходя из предварительного анализа, значение q_{55} выбрано больше, чем другие элементы в матрице **Q**, а значения элементов матрицы **R** - больше, чем значения элементов матрицы **Q**.

Рассматриваемая модель привода (1) является нелинейной. Нелинейность модели (1) обусловлена наличием членов в виде произведения переменных состояния. Рекурсивный алгоритм нелинейной фильтрации, называемый расширенным фильтром Калмана (РФК), получают методом линеаризации вышеупомянутой системы уравнений (1) с помощью разложения в ряд Тэйлора в окрестностях дискретных точек фазового пространства $\mathbf{x}(k)$.

Для линеаризации уравнений состояния привода требуется вычислять якобиан, который для рассматриваемого случая имеет вид:

$$\mathbf{A}^T(t) = \frac{\partial \mathbf{f}(t)}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \\ \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdot & \cdot & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_1}{\partial x_n} & \dots & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

Взяв производные, получим

$$\mathbf{A}^T(t) = \begin{bmatrix} (1 - T \frac{K_R}{K_L}) & 0 & T \frac{L_H}{T_R} & 0 & \frac{3z_P L_m}{2J L_R} T \psi_{r\beta}(t) \\ 0 & (1 - T \frac{K_R}{K_L}) & 0 & T \frac{L_H}{T_R} & \frac{3z_P L_m}{2J L_R} T \psi_{r\alpha}(t) \\ T \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} & T \frac{L_H z_P \omega(t)}{L_R K_L} & (1 - \frac{T}{T_R}) & T z_P \omega(t) & \frac{3z_P L_m}{2J L_R} T i_{s\beta}(t) \\ T \frac{L_H z_P \omega(t)}{L_R K_L} & T \frac{L_H R_R}{L_R^2 K_L} & T z_P \omega(t) & (1 - \frac{T}{T_R}) & \frac{3z_P L_m}{2J L_R} T i_{s\alpha}(t) \\ T \frac{L_H}{L_R K_L} \psi_{R\beta}(t) & T \frac{L_H}{L_R K_L} \psi_{R\alpha}(t) & T \psi_{R\beta}(t) & T \psi_{R\alpha}(t) & 1 \end{bmatrix}$$

С учетом полученных выражений, используя стандартный алгоритм расширенного фильтра Калмана, процедуру идентификации переменных состояния привода можно представить, как показано на рисунке 1.

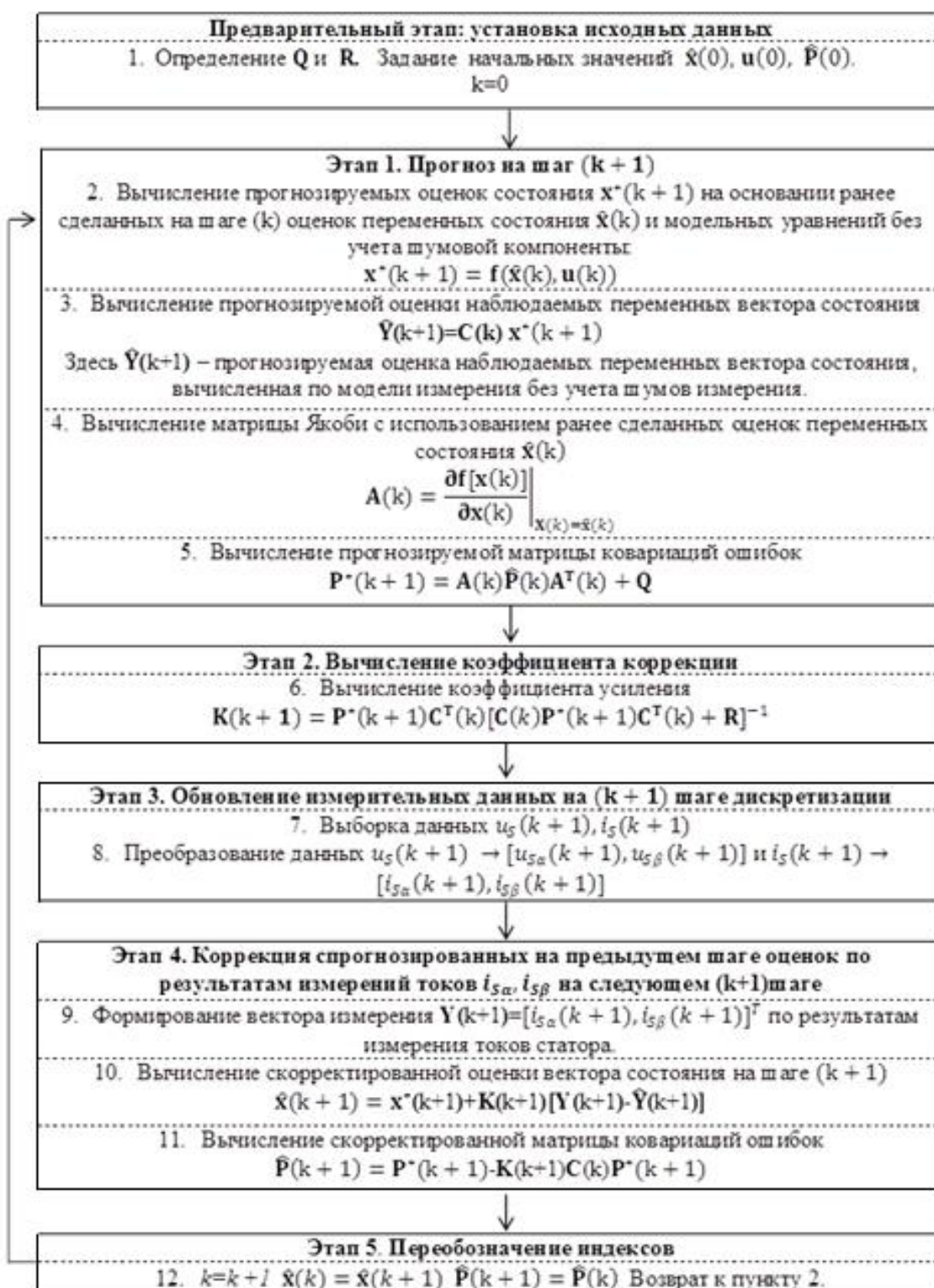


Рисунок 1 - Процедура идентификации переменных состояния привода

Здесь введены следующие обозначения: $P^*(k + 1), x^*(k + 1)$ – прогнозируемые значения матрицы ковариаций ошибок и переменных состояния в момент времени $(k + 1)$ соответственно; $\hat{x}(k + 1)$ – оценка вектора состояния в момент $(k + 1)$.

Представленная процедура регистрации и обработки измеряемых сигналов является основной составляющей метода идентификации состояния касания шлифовальным кругом (ШК) обрабатываемой детали.

Результаты экспериментов

Разработанный метод определения момента касания был исследован методом математического моделирования с использованием пакета прикладных программ MatLab, а также экспериментально.

Математическое моделирование проводилось с целью:

- оценки эффективности фильтрации шума и повышения точности оценки тока статора $i_{S\alpha}$;
- определения погрешности оценки скорости вращения ротора ω ;
- исследования зависимости оцениваемых переменных от точности задания параметров модели привода (от значений матрицы $\mathbf{Q}$).

Экспериментальные исследования на макете привода проводились с целью определения работоспособности предложенного метода и сравнительной оценки надежности срабатывания в присутствии искусственно созданных импульсных помех. Блок-схема экспериментальной установки и предложенная последовательность преобразования информации представлена на рисунке 2.

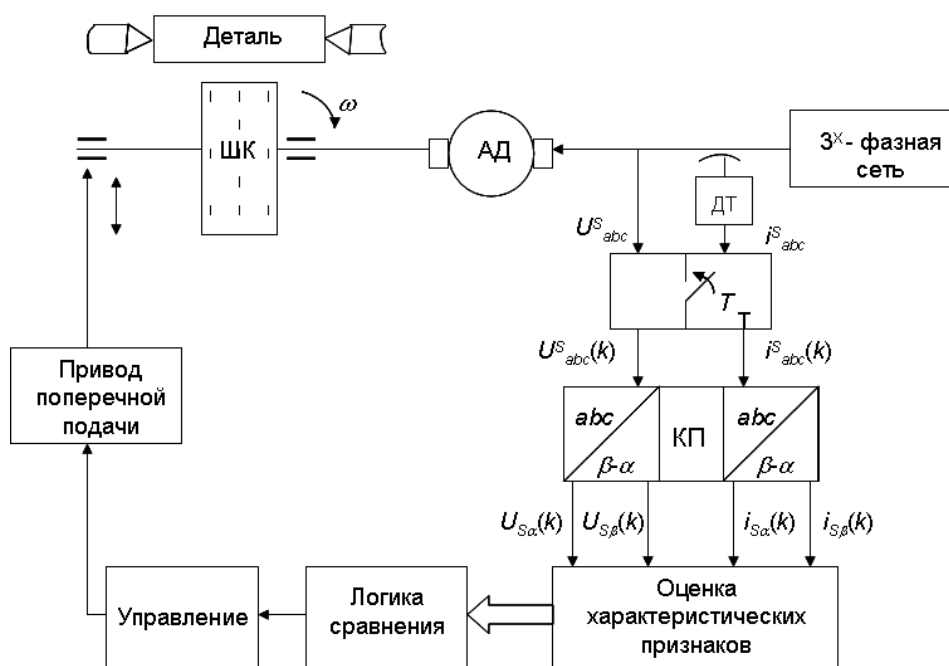


Рисунок 2 - Блок-схема экспериментальной установки

Напряжение и ток статора, регистрируемый датчиком тока (ДТ), квантуются с частотой в 500Гц. Затем координатный преобразователь (КП) преобразует значения этих сигналов в системе $\alpha-\beta$ координат. Характеристические признаки: значения тока и угловая скорость ротора

оцениваются, используя расширенный фильтр Калмана в блоке «Оценка характеристических параметров». Затем на каждом такте дискретизации с периодом в 0.002 сек. в блоке «Логика сравнения» производится сравнение полученных оценок с пороговыми значениями. По результатам логического сравнения, если оцениваемые переменные больше пороговых значений, устройство управления (У) выдает на привод поперечной передачи (ППП) сигнал перехода с режима «Подскок» на режим «Врезание» с одновременной фиксацией координат места соприкосновения.

Регистрация данных, их аналого-цифровое и координатное преобразование, реализация алгоритма фильтрации и логики сравнения выполнена на микроконтроллере TMS 320F2 812, время цикла которого равно 50 нс.

Расчеты показывают, что такое быстродействие позволяет на порядок повысить частоту квантования, теоретическую погрешность определения момента касания, обусловленную задержкой на время реализации алгоритма сделать меньше 0,5 мкм.

Параметры асинхронного двигателя, используемого в экспериментальной установке, и при моделировании имеют значения, приведенные в таблице 1.

Таблица 1 - Параметры асинхронного двигателя

L_m [H]	L_s [H]	L_R [H]	M [H×м]	R_s [ом]	R_R [ом]	J [кг×м ²]	P [kW]	U [v]	z_p	I_n [A]
0,798	0,974	0,974	2,5	0,3955	0,6399	0,031	2,2	380	2	4,5

Результаты экспериментальных исследований подтвердили возможность технической реализации в реальном масштабе времени сложного в вычислительном отношении фильтра Калмана при идентификации состояния и управления приводом шлифовального станка. Короткие импульсные помехи, обусловленные включением в сеть других электродвигателей приводили к флуктуации величины тока в пределах 0,5% - 1,5%, а флуктуации значения скорости вращения при этом не превышали 0,1%. Однако, при касании изменения скорости происходили с некоторым запаздыванием по отношению к изменению тока.

Результаты математического моделирования сведены в таблицу 2.

Таблица 2 - Результаты моделирования

Переменная	Погрешность измерения	Погрешность оценки				
		Погрешность задания параметров модели (Q)				
		0,001	0,005	0,01	0,05	0,1
i	8%	3%	5%	11%	23%	35%
ω	Не измерялась	0,5%	2%	8%	16%	31%

Из таблицы видно, что погрешность оценки переменных состояния в значительной степени зависит от точности определения параметров электропривода.

Выводы

Предложенный метод идентификации состояния электропривода позволяет без измерителя скорости вращения ротора оценивать в реальном времени текущие значения тока статора и скорости вращения ротора. При этом точность оценки превышает точность измерения указанных переменных аппаратными средствами.

Совместное использование двух переменных состояния для определения момента касания позволяет отстроиться от сетевых помех. При этом, однако, необходимо использовать более сложную логику сравнения.

Точность предложенного метода в значительной мере определяется точностью исходных сведений о параметрах электропривода.

Литература

1. Срибнер С.А. Шраго Л.К. Автоматизация шлифовального оборудования с использованием средств вычислительной техники: обзор. М.: НИИмаш, 1981. 61 с.
2. Суятинов С. И. Модернизация станочного парка на базе современных информационных технологий. // Наука и образование: МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электронный журнал. 2003. № 1. Режим доступа: <http://technomag.bmstu.ru/doc/551050.html> (дата обращения 18.10.2013).
3. Универсальный круглошлифовальный станок с ЧПУ модели S41: высокоточный, невероятно быстрый и исключительно экономичный. // Металлообработка и станкостроение. Мир станкостроения и технологий. 2013. № 10. Режим доступа: www.metstank.ru/pdf/nr12dec2012.pdf (дата обращения 20.10.2013).
4. Nenov G.V., Szecsi T. Increasing CNC machine tool productivity by using tool-part touch control // Robotics and Computer Integrated Manufacturing. 2002. Vol. 18. Pp. 291-296.
5. Самочетова Н.С., Суятинов С.И. Нейросетевая идентификация состояния и управление подачей шпинделя // Исследования станков и инструментов для обработки сложных и точных поверхностей: межвузовский научный сборник. Саратов: СГТУ, 2003. С. 138-145.
6. Способ определения момента касания инструмента с деталью: Патент 2323814 РФ / В.В Ефремов, А.Б. Коберниченко, А.Д. Гедзь, Н.И. Пшеничкин, Р.В. Гелевский. Заявл. 02.12.2002; опубл. 27.07.2004. Бюлл. № 13.

7. Устройство для определения момента касания режущего инструмента с деталью: Патент 2014200 РФ / В.В. Алагуров, Г.С. Мельников, В.П. Рассанов, В.Н. Черепанов. Заявл. 18.12.1991; опубл. 15.06.1994. Бюлл. № 12.
8. Устройство контроля касания инструмента с изделием: Авт. св. 715309 СССР / М.Е. Бараб-Тарле, И.А. Воитов, В.Г. Маранцман. Заявл. 22.03.77; опубл. 15.02.80. Бюлл. № 6.
9. Гроп Д. Методы идентификации систем. Пер с англ. М.: Мир. 1979. 304 с.
10. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. 744 с.