

ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.9.048

**ПРОГРАММНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ
ЛИНЕЙНОГО ШАГОВОГО ПРИВОДА**

С.Е. КАРПОВИЧ., Ю.С. МЕЖИНСКИЙ, В.В. ЖАРСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 25 мая 2003*

В работе показано, что для повышения точности позиционирования ЛШД при разомкнутом управлении необязательно использовать внешние датчики. Система управления может быть построена на основе внутреннего датчика и цифровой обработки результатов изменения индуктивности в рабочем зазоре индуктор-статор. Приведены уравнения исследуемой системы. Реализован алгоритм коррекции погрешности позиционирования, позволяющий без использования внешних датчиков повысить точность позиционирования в 5–10 раз.

Ключевые слова: линейный шаговый привод, погрешность позиционирования, программная компенсация.

Введение

Применение линейных шаговых двигателей (ЛШД) при разомкнутом микрошаговом управлении в системах позиционирования, где требуется точное и равномерное движение, в настоящее время ограничено из-за их погрешности позиционирования [1–4]. Эту проблему можно существенно уменьшить путем управления ЛШД несинусоидальными токами.

Погрешность позиционирования как периодическая функция координаты вызывает две проблемы при движении ЛШД:

отклонение положения ЛШД от желаемого при позиционном управлении с амплитудой примерно от 5 до 50 мкм;

колебания индуктора с частотой, пропорциональной скорости движения, и амплитудой, резко возрастающей вблизи резонансной частоты ЛШД.

Ошибка позиционирования ЛШД Δx вызывается как физической природой используемых материалов, так и конструктивными и технологическими причинами. В общем случае погрешность позиционирования Δx отражает все различия между реальным ЛШД и идеальной моделью с тяговым усилием, описываемым уравнением

$$F(x, t) = F_{max} \sin\left(\frac{2\pi x}{\tau} - \omega t\right), \quad (1)$$

где в стационарном состоянии $\Delta x=0$.

Эти отклонения реально возникают и зависят от положения индуктора, его скорости и амплитуд токов в фазах.

Причины погрешности позиционирования можно разделить на две группы [1, 5, 6]:

дополнительные силы, действующие на индуктор, кроме тягового усилия (1), такие, как силы трения, нагрузки и остаточные силы из-за индукционных и вихревых токов, а также намагничивание статора;

физические взаимосвязи, которыми пренебрегли при проектировании и моделировании ЛШД, такие, как отклонение изменения магнитной проводимости в воздушном зазоре от синусоидальной формы, нелинейная зависимость магнитного потока от тока в обмотке вследствие насыщения магнитных материалов и рассеяния магнитного поля в воздушном зазоре, и, наконец, гистерезисное явление при перемагничивании полюсов индуктора и статора.

Принцип компенсации погрешности позиционирования

В упрощенной идеальной математической модели ЛШД [2, 3] тяговое усилие F может быть рассчитано по выражению (1) для синусоидальных фазовых токов i_1 и i_2 :

$$i_1(t) = I_{max} \cos \omega t, \quad i_2(t) = I_{max} \sin \omega t, \quad (2)$$

где $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

Полагая, что F — это вся сила, действующая на индуктор, можно записать функцию положения индуктора от времени $x(t)$ в стационарном состоянии в виде

$$\frac{2\pi x}{p} - \omega t = 0$$

или

$$x(t) = \frac{\tau t}{T}. \quad (3)$$

В рассмотренной идеальной модели (3) индуктор, управляемый синусоидальными токами, движется в стационарном состоянии равномерно со скоростью $v = \tau/T$.

Однако реальный ЛШД имеет погрешность позиционирования, которая зависит от положения x почти периодически с периодом зубцовой структуры статора τ . В общем случае форма зависимости и амплитуда Δx являются также функцией амплитуды фазовых токов I_{max} .

Погрешность позиционирования ЛШД Δx в стационарном состоянии может быть значительно компенсирована изменением управления в фазах. Для описания измененных фазовых токов введем составляющую Δx в уравнение (3):

$$\frac{2\pi(x - \Delta x)}{\tau} - \omega t = 0 \quad (4)$$

или

$$\frac{2\pi}{\tau} - \left(\omega t + \frac{2\pi \Delta x}{\tau} \right) = 0. \quad (5)$$

Погрешность позиционирования Δx будет компенсирована, когда реальный ЛШД управляется токами, определяемыми по выражениям:

$$i_1(t) = I_{max} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi \Delta x}{\tau} \right),$$

$$i_2(t) = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi\Delta x}{\tau}\right). \quad (6)$$

При этом выражения (5) и (3) становятся идентичными. Для того чтобы компенсировать погрешность позиционирования Δx , ток управления должен быть подан с опережением по фазе на $\frac{2\pi \Delta x}{\tau}$.

Компенсация погрешности позиционирования с помощью внешних измерений

Погрешность позиционирования можно компенсировать с использованием внешних устройств измерения положения, например, лазерного интерферометра. Измерение погрешности проводится для каждого микрошага k , массив погрешностей запоминается в памяти контроллера, и затем компенсация погрешности Δx_k для каждого микрошага k по выражениям:

$$i_1(k) = I_{max} \cos\left[2\pi\left(\frac{k}{n} - \frac{\Delta x_k}{\tau}\right)\right],$$

$$i_2(k) = I_{max} \sin\left[2\pi\left(\frac{k}{n} - \frac{\Delta x_k}{\tau}\right)\right], \quad (7)$$

где n — количество дроблений одного периода управления.

На рис. 1 показана погрешность позиционирования в пределах одного периода зубцовой структуры до и после компенсации.

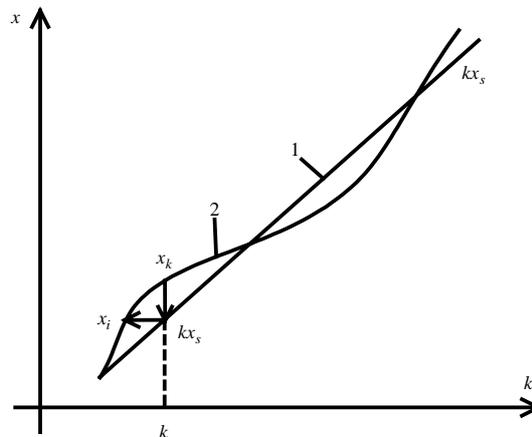


Рис. 1. Компенсация погрешности позиционирования на k -м шаге: 1 — идеальная траектория; 2 — реальная траектория (с погрешностью)

Описанный способ позволяет уменьшить погрешность позиционирования примерно наполовину, так как несинусоидальные токи ЛШД рассчитывались по упрощенной модели.

Измерив реальную траекторию x_k и зная длину микрошага x_s , получим массив погрешностей позиционирования Δx_k , где каждому микрошагу k соответствуют

пара токов управления $i_1(k)$ и $i_2(k)$;

начальное положение kx_s .

В этом случае реальная траектория определится по выражению

$$x_k = \Delta x_k + kx_s. \quad (8)$$

Как показано на рис. 1, алгоритм поиска для микрошага k находит индекс "точного" положения i и помещает i -ю пару токов на k -е место. Это происходит последовательно для всех k при условии минимизации Δx_i :

$$(i_1, i_2)_k \Rightarrow (i_1, i_2)_i, \Delta x_i = \min. \quad (9)$$

Результатом является массив индексов, элементы которого показывают последовательность фазовых токов для управления ЛШД с минимальной погрешностью.

Серьезным недостатком данного подхода является необходимость повторного измерения погрешности позиционирования при любом изменении внешних условий (амплитуд токов в фазах, температуры, силы нагрузки), что зачастую оказывается или невозможным, или попросту непрактичным.

Алгоритм калибровки и квазизамкнутого управления

Согласно конструкции и принципу действия идеального шагового двигателя, подача синусоидальных управляющих сигналов вызывает движение ЛШД без погрешности позиционирования. Стремление повысить тяговое усилие увеличением уровня токов в обмотках управления приводит к насыщению магнитных материалов ЛШД, и, как следствие, реальный ЛШД, имеющий идеальную геометрию, движется с погрешностью. Теоретически идеальное движение без погрешности возможно, однако управляющие токи должны для этого быть несинусоидальными. Повышение точности позиционирования ЛШД за счет изменения адаптации сигналов управления и обеспечивает разработанный алгоритм.

Целью данного алгоритма является уменьшение погрешности позиционирования ЛШД посредством минимизации его остаточного динамического тягового усилия за счет изменения формы токов управления с учетом результатов измерения индуктивностей обмоток. Алгоритм позволяет учесть насыщение магнитопроводов ЛШД, несинусоидальный характер изменения магнитного сопротивления зубцовой структуры полюсных наконечников, модуляцию магнитного потока постоянного магнита в полюсных наконечниках.

Расчет остаточного тягового усилия ЛШД, необходимый для проведения коррекции формы управляющих токов в фазах, осуществляется в такой последовательности:

Магнитные потоки постоянного магнита в полюсах:

$$\Phi_{0=} = \Phi_{=} \Lambda_{\tau/2} L_0, \quad \Phi_{\tau/2=} = \Phi_{=} \Lambda_0 L_0,$$

$$\Phi_{\tau/4=} = \Phi_{=} \Lambda_{3\tau/4} L_{\tau/4}, \quad \Phi_{3\tau/4=} = \Phi_{=} \Lambda_{\tau/4} L_{\tau/4},$$

где $\Lambda_k(x) = \frac{1}{L(x)}$ — магнитное сопротивление в полюсах зубцовых структур, $k = 0, \tau/4, \tau/2, \tau/4$.

Суммарные магнитные потоки в полюсах:

$$\Phi_0 = \Phi_{0=} + L_0 i_0, \quad \Phi_{\tau/2} = \Phi_{\tau/2=} - L_0 i_0,$$

$$\Phi_{\tau/4} = \Phi_{\tau/4=} + L_{\tau/4} i_{\tau/4}, \quad \Phi_{3\tau/4} = \Phi_{3\tau/4=} - L_{\tau/4} i_{\tau/4},$$

где L_i — индуктивности в полюсах зубцовых структур; i_k — токи в полюсных обмотках, $k = 0, \tau/4, \tau/2, \tau/4$.

Электромагнитные силы в полюсных наконечниках:

$$P_i = -\Phi_i^2 \frac{\partial A_i}{\partial x}, \quad i = 0, \tau/4, \tau/2, 3\tau/4.$$

Остаточное динамическое тяговое усилие ШД:

$$P = P_0 + P_{\tau/4} + P_{\tau/2} + P_{3\tau/4}.$$

Расчет погрешности позиционирования ШД:

$$e = \frac{P}{P_m} \frac{\tau}{2\pi}.$$

Коррекция формы тока:

$$I^* = I - e \frac{\partial I}{\partial x}.$$

Блок-схема алгоритма калибровки и квазизамкнутого управления показана на рис. 2.

Исходные данные для реализации алгоритма: τ — период нарезки зубцовой структуры; I_m — номинальная амплитуда тока в обмотке; Φ_{\pm} — поток постоянного магнита; L_n — номинальное значение индуктивности; P_m — максимальное значение статического синхронизирующего тягового усилия. Первоначальная форма тока — синусоидальная.

Предложенный алгоритм основан на измерении индуктивности в рабочем зазоре ЛШД, по результатам которой осуществляется расчет магнитного сопротивления, электромагнитных сил в полюсных наконечниках и остаточного тягового усилия, по которому производится необходимая коррекция тока в обмотках управления.

Измерение индуктивности ЛШД

Индуктивность шагового двигателя существенно влияет на его динамические характеристики. Вследствие присутствия насыщаемых магнитных материалов магнитный поток не пропорционален току, как это было бы в линейной магнитной системе. Когда магнитопровод входит в режим насыщения, изменение магнитного потока, вызванное изменением управляющего тока, становится меньше. В индуктивной системе любое изменение тока вызывает изменение магнитного поля, однако этот процесс инерционный. Так как магнитное поле имеет инерционный эффект на процесс задания управляющего тока, формирование тока происходит с задержкой. Таким образом, изменение тока и, следовательно, изменение магнитного потока, является зависимым во времени от задающего напряжения.

В достаточно общем случае, который учитывает насыщение, но пренебрегает потерями в магнитной цепи, ЛШД описывается электрическими уравнениями:

$$U_j = R_j i_j + \frac{d\Psi_j}{dt}, \quad (10)$$

где $j = 1..m$, m — число фаз;

магнитным уравнением:

$$\Psi_j = \sum_{k=1}^m L_{jk} i_k, \quad (11)$$

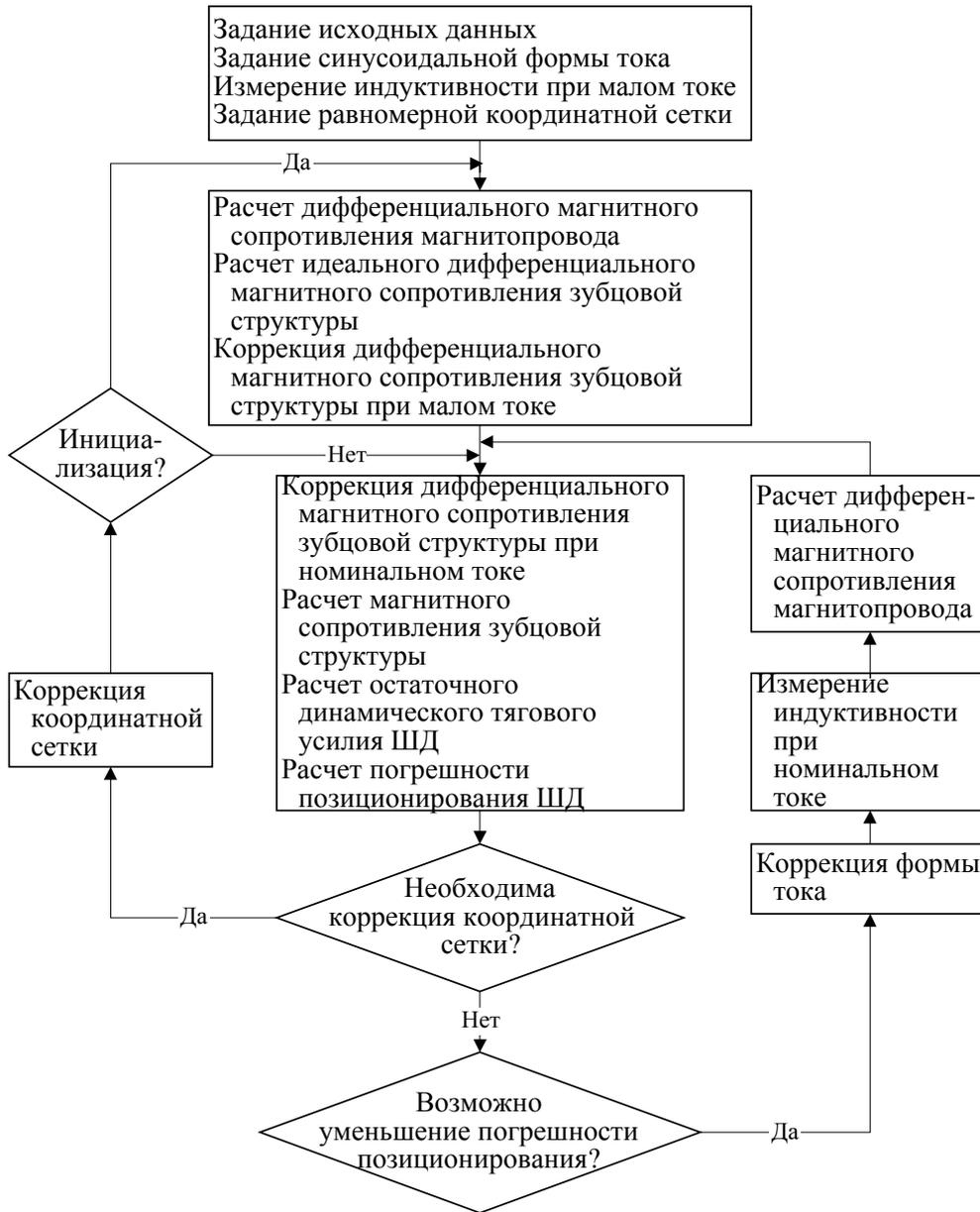


Рис. 2. Блок-схема алгоритма коррекции погрешности позиционирования электромеханическим уравнением:

$$f = \sum_{j=1}^m \int_0^{i_j} \frac{\partial \Psi_j}{\partial x} di_j = \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m \int_0^{i_j} \frac{\partial L_{jk}}{\partial x} di_j, \quad (12)$$

механическим уравнением:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \beta \frac{dx}{dt} + F_L = F. \quad (13)$$

Продифференцировав уравнения (11) по времени, получим:

$$\frac{d\Psi_i}{dt} = \sum_{k=1}^m \left(\frac{dL_{jk}}{dt} i_k + L_{jk} \frac{di_k}{dt} \right) = \sum_{k=1}^m \left[\left(L_{jk} + i_k \frac{\partial L_{jk}}{\partial i_k} \right) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{\partial L_{jk}}{\partial x} \frac{dx}{dt} \right]. \quad (14)$$

Таким образом, необходима характеристика магнитного потокосцепления, чтобы корректно моделировать двигатель. Это потокосцепление является функцией $(m + l)$ переменных, что делает ее исследование достаточно затруднительным. Однако на практике эта функция может быть упрощена до зависимости только от двух переменных, так как взаимным влиянием фаз двигателя можно пренебречь.

Уравнения (11) и (12) оказывают, что характеристика магнитного потокосцепления, а следовательно, и тягового усилия, определяется функцией индуктивности. Соответственно очень важно иметь, с одной стороны, достаточно точные измерения и, с другой стороны, модель, позволяющую быстрый расчет согласно уравнению (14).

В электромеханической системе с насыщением не существует прямого метода измерения средней индуктивности L . Однако измерение дифференциальной индуктивности возможно. Индуктивность рассматривается как функция только двух переменных — управляющего тока и положения индуктора относительно статора.

На рис. 3 показана зависимость потокосцепления Ψ от функции тока i .

Средняя индуктивность определяется как следующий коэффициент:

$$L(i_0) = \frac{\Psi}{i_0}. \quad (15)$$

Дифференциальная индуктивность определяется углом наклона касательной к функции $\Psi = f(i)$:

$$l = \frac{\partial \Psi}{\partial i}. \quad (16)$$

Из соотношений (15) и (16) получим:

$$l(i_0) = L(i_0) + i_0 \left. \frac{\partial L}{\partial i} \right|_{i=i_0}. \quad (17)$$

Таким образом, можно сказать, что если дифференциальная индуктивность известна, то потокосцепление может быть рассчитано как интеграл:

$$\Psi(i_0) = \int_0^{i_0} l \, di. \quad (18)$$

Средняя индуктивность L получается делением потокосцепления на i_0 :

$$L(i_0) = \frac{1}{i_0} \int_0^{i_0} l \, di. \quad (19)$$

Для нулевого тока $i_0 = 0$, $L(0) = l(0)$.

В системе с переменным магнитным сопротивлением соотношения (15)–(19) определены для каждого положения индуктора.

Рассмотрим электромеханическую систему (ЛШД) с насыщением, где подвижная часть (индуктор) фиксирована в определенном положении. Прикладывая скачек напряжения амплитуды U_l в одной обмотке двигателя, описываемого уравнением (10), где отдельные обмотки разомкнуты, ток в этой фазе задается соотношением (рис. 4):

$$U_l = R_l i_l + \left(L_{ll} + i_l \frac{\partial L_{ll}}{\partial i_l} \right) \frac{di_l}{dt}. \quad (20)$$

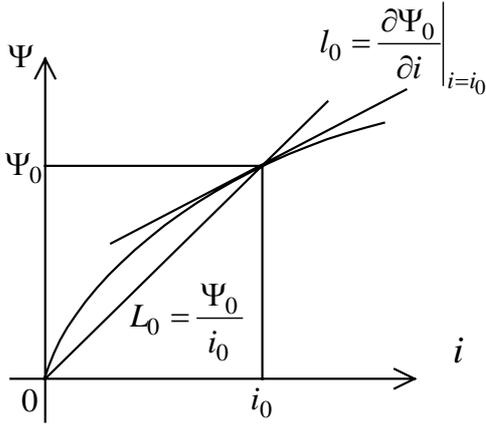


Рис. 3. Зависимость потокосцепления как функции тока

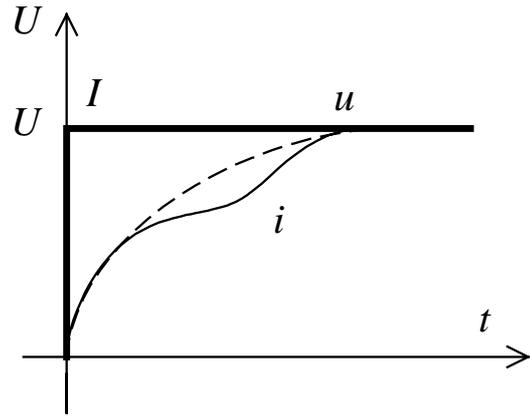


Рис. 4. Переходный процесс в системе с насыщением из-за единичного изменения напряжения

Дифференциальная самоиндуктивность, соответствующая току i_{10} , получается как

$$l_{11}(i_{10}) = L_{11} + i_{10} \frac{\partial L_{11}}{\partial i_1} = \frac{U_1 - R_1 i_{10}}{di_1/dt}. \quad (21)$$

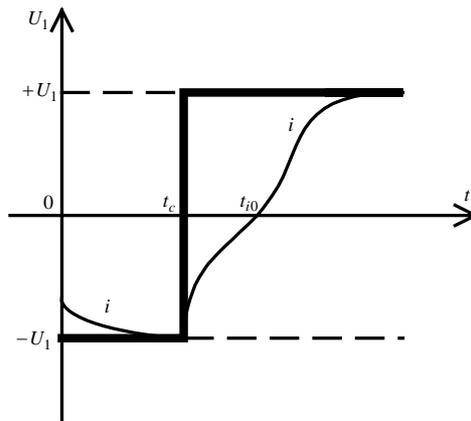


Рис. 5. Напряжение и ток во время измерения дифференциальной индуктивности

В другой фазе, где ток равен нулю, получим напряжение U_2 как

$$U_2 = \frac{d\Psi_2}{dt} = \frac{d}{dt}(L_{12}i_1) = \left(L_{12} + i_1 \frac{\partial L_{12}}{\partial i_1} \right) \frac{di_1}{dt}. \quad (22)$$

Дифференциальная взаимоиנדуктивность будет равна:

$$l_{12}(i_{10}) = L_{12} + i_{10} \frac{\partial L_{12}}{\partial i_1} = \frac{U_2}{di_1/dt}. \quad (23)$$

Таким образом, если измерить U_1 , R_1 и функции $di/dt = f(i)$ и $U_2 = f(i_1)$, то можно получить дифференциальные само- и взаимоиנדукции по выражениям (21) и (23).

Возможность реализации системы измерения индуктивности

Принципиальная трудность данной измерительной системы — это дифференцирующий элемент, который должен дать напряжение, пропорциональное производной по времени. Очевидно, что дифференцирование электрического сигнала обычно сопровождается рядом проблем. Среди них принципиальными являются чувствительность к возмущениям, возможная нестабильность и время реакции. Однако с помощью правильного масштабирования сигналов спроектировать подходящее устройство возможно.

Для того чтобы система была действительно качественной, она должна быть специально рассчитана для каждого конкретного применения из-за масштабирования сигналов и подбора постоянных времени. Время реакции такого дифференцирующего элемента ненулевое, и для предотвращения случайного изменения di/dt в момент приложения напряжения в фазу подается скачек напряжения от $-U_1$ до $+U_1$ (рис. 5).

Переходный процесс заканчивается за время между моментом коммутации t_c прохождения значения тока через нуль, и измерение выполняется для $i = 0..I_{max}$.

В качестве примера реализации системы измерения индуктивности фаз ЛШД рассмотрим контроллер *SoftStep* [3], созданный нами совместно с центром лазерной техники *LST Laser & Strahl Technik* (г. Вена, Австрия). Функциональная блок-схема измерительной части контроллера показана на рис. 6 для двухфазного ЛШД.

Цифроаналоговые преобразователи (TP1 и TP4) формируют управляющие синусоидальные токи фаз ЛШД, а также наложенные на них пробные прямоугольные сигналы для измерения индуктивностей. Частота пробных прямоугольных сигналов должна быть значительно выше рабочей частоты управления ЛШД. После интегрирующего звена C/R1 (TP2 и TP5) пробные прямоугольные импульсы преобразуются в сигналы треугольной формы, в то время как управляющие напряжения ЛШД остаются неизменными. Следующий за интегратором каскад служит для токового управления фазовых обмоток ЛШД (L1 и L2) пропорционально напряжению на входе интегратора.

Измерение напряжения на обмотке осуществляется с помощью дифференциального усилителя, причем следующий аналогово-цифровой преобразователь с выборкой и хранением позволяет измерять напряжение как с дифференциального усилителя (TP3 и TP6), так и с выхода интегратора. Ключи S1 и S2 служат также для компенсации погрешностей изготовления электрических компонентов интегратора путем проведения цикла калибровки измерительной электрической цепи контроллера.

Описанная измерительная схема позволяет проводить измерение дифференциальной индуктивности, не прерывая нормального управления ЛШД.

Расчет управляющих токов, прямоугольных импульсов и обработка измерительных данных производится процессором цифровой обработки сигналов ADSP-2100, который хранит также и скорректированные токи.

Заключение

1. Установлено, что погрешность позиционирования ЛШД — это периодическая функция координаты с амплитудой от 5 до 50 мкм и частотой, пропорциональной скорости движения.

2. Погрешность позиционирования ЛШД может быть существенно уменьшена как с помощью алгоритмов управления, построенных на использовании результатов внешних измерений, так и на основе программной коррекции по результатам измерения индуктивности в рабочем зазоре. При прочих равных условиях программная коррекция является предпочтительной и экономически обоснованной, поскольку не требует дорогостоящей аппаратуры внешних измерений.

3. Предложенные математическая модель и алгоритм программной коррекции основаны на измерениях индуктивности ЛШД в процессе движения и калибровки токов управления по результатам расчета остаточного динамического тягового усилия.

Компьютерное моделирование системы управления ЛШД на основе разработанного алгоритма калибровки и квазизамкнутого управления и проведенные нами экспериментальные исследования позволили разработать и создать контроллер управления многокоординатным приводом с программной коррекцией погрешности позиционирования.

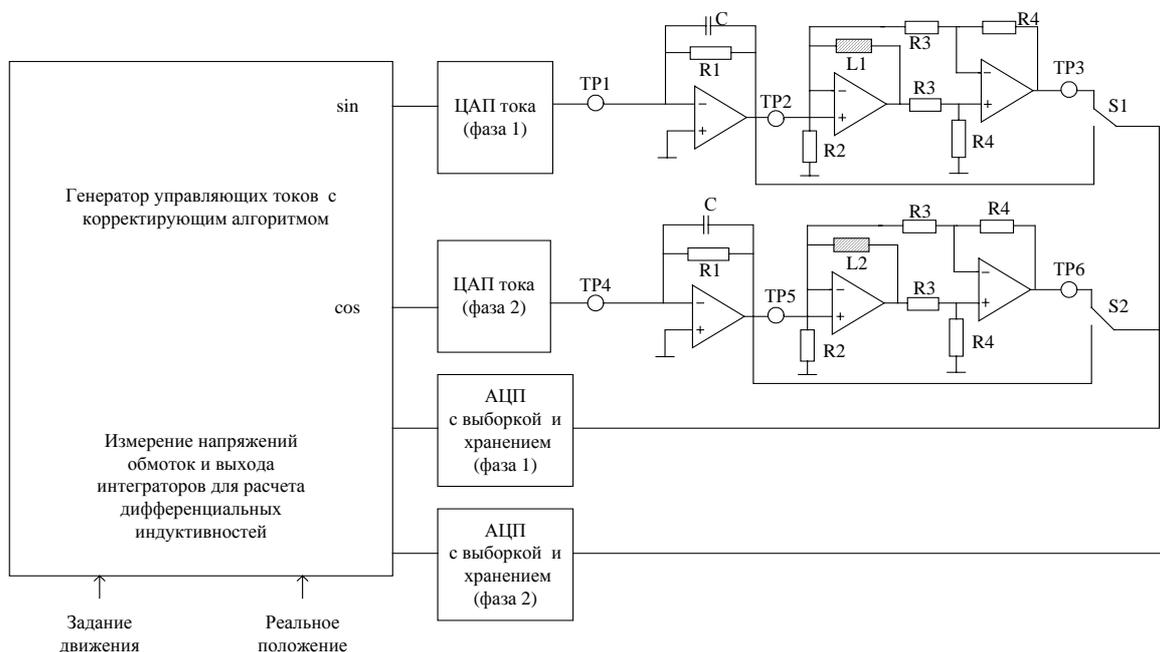


Рис. 6 Функциональная блок-схема системы измерений контроллера SoftStep

PROGRAM COMPENSATION OF LINEAR STEPPING DRIVE POSITIONING ERROR

S.E. KARPOVICH, YU.S. MEZHINSKY, V.V. ZHARSKY

Abstract

External sensors are not necessary for increasing LSM positioning accuracy when open-loop control is used. The control system can be built on the base of internal sensor and digital processing of inductance measurement in the air gap "inductor-stator". Equations of considered system are obtained. The positioning error correction algorithm that allows increasing positioning accuracy in 5-10 times without external sensors is realized.

Литература

1. Карпович С.Е., Русецкий А.М., Ляшук Ю.Ф. Теория построения прецизионных механизмов оборудования производства электронной техники. Мн., 1999.
2. Кенио Т. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления. М., 1987.
3. Карпович С. Е., Жарский В. В., Ляшук Ю. Ф., Межинский Ю. М. Прецизионные координатные системы на основе электропривода прямого действия. Мн., 2001.
4. Русецкий А.М. Координатные позиционеры гибких производственных систем для электронного машиностроения. Мн., 1998.
5. Исши Т., Симояна И., Иноуэ Х. и др. Мехатроника. М., 1988.
6. Онегин Е.Е. Точное машиностроение для микроэлектроники. М., 1986.