

УДК 621.313.32

## АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

И.В. Дайняк<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Беларусь, Минск, [dainiak@bsuir.by](mailto:dainiak@bsuir.by)

*Аннотация.* Разработаны алгоритм функциональной коррекции годографа токовых состояний фаз шагового двигателя и алгоритм векторного регулирования токов фаз синхронного двигателя, обеспечивающие улучшенные характеристики точности перемещений для прецизионного оборудования. Приведены графики точности перемещения, подтверждающие эффективность предложенных алгоритмов.

*Ключевые слова:* шаговый двигатель, синхронный двигатель, прецизионная система перемещений.

## ALGORITHMIC METHODS FOR THE INCREASING OF POSITION ACCURACY OF PRECISION MOTION SYSTEMS

I.V. Dainiak<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Belarus, Minsk, [dainiak@bsuir.by](mailto:dainiak@bsuir.by)

*Abstract.* The algorithm for functional correction of current's state of phases of stepping motor and the algorithm for vector regulation of phase currents of synchronous motor were developed. They provide improved characteristics of positioning accuracy for precision equipment. Effectiveness of proposed algorithms were approved by displacement accuracy graphs.

*Keywords:* stepping motor, synchronous motor, precision motion system.

### Введение.

Прецизионные системы перемещений современного технологического оборудования производства изделий микроэлектроники строятся на базе поворотных серводвигателей, шаговых двигателей и линейных шаговых двигателей. Применение таких двигателей позволяет строить прецизионные системы перемещений прямого действия, причем отсутствие в таких системах механических трансмиссий повышает точность позиционирования [1]. Более современным подходом является применение синхронных двигателей, однако точностные характеристики в любом случае подвержены влиянию конструктивных факторов, факторов неоднородности электромагнитных свойств материалов статора и полюсов индуктора, а также температурного дрейфа размеров компонентов системы перемещений. Эти факторы, в конечном итоге, приводят к нарушению изотропности магнитных свойств системы взаимодействующих зубцовых поверхностей полюсов электромагнитных фазовых модулей и статора и являются причиной погрешности позиционирования.

Одним из путей повышения точности перемещений является более точное изготовление элементов двигателей (плоскостность, зубцовая структура, система магнитов, обмотки фаз и т.п.) и электронных компонентов (формирователи сигналов управления, платы контроллеров и др.), однако на текущий момент этот способ исчерпал себя, и на первый план выходят алгоритмические и программные методы реализации прецизионных перемещений, которые могут быть аппаратно-программно реализованы в контроллере привода [2]. Этот подход тем более актуален для систем, которые не требуют слишком высоких требований по точности перемещений, и как следствие, перемещение исполнительного элемента привода может быть реализовано в разомкнутом режиме без использования датчиков, конструктивно встроенных в систему перемещений. Это могут быть системы перемещений сборочного оборудования и межоперационного транспорта оборудования производства электронной техники, построенные, например, на базе планарных позиционеров без обратных связей [1, 2], однако для современного оборудования микроэлектроники с топологической нормой менее 0,25 мкм точностных характеристик таких систем оказывается недостаточно.

В статье предложены два метода повышения точности позиционирования, непосредственно связанные с формированием токовых сигналов фаз шагового и синхронного двигателей, позволяющие уменьшить динамические ошибки точности перемещений: метод функциональной коррекции годографа токовых состояний шагового двигателя и алгоритм векторного регулирования токов фаз синхронного двигателя.

Функциональная коррекция годографа токовых состояний шагового двигателя.

При дискретном управлении электроприводом число электрических состояний шагового двигателя как электрической машины оказывается конечным и в общем случае равным  $n$ . Следовательно, при выборе интервалов квантования фазных токов по углу или по времени происходит формирование  $n$  электрических состояний. В результате мы приходим к дискретному годографу вектора токов фаз, т.е. аргумент вектора тока  $\vec{I}(\gamma)$  принимает вид ступенчатой функции:

$$\gamma = \Delta\gamma \cdot Z(t) = \Delta\gamma \cdot Z(n),$$

где  $\Delta\gamma = 2\pi / n$ .

В результате задача позиционирования ротора шагового двигателя как синхронной машины свелась к формированию дискретного годографа вектора результирующего тока с некоторым наперед заданным числом состояний. Для реализации прикладных задач очень важен вопрос углового разрешения и точности позиционирования механического вектора двигателя  $\vec{\theta}$ . В общем случае для многополюсной синхронной машины с числом полюсов  $P$  и числом фаз  $k$  можно записать выражение

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{2Pk}$$

при допущении четырехквadrантного управления исполнительным двигателем.

При современном уровне развития цифровой техники параметр  $k$  стал несущественным в силу управления двигателем посредством квантованных синусоидальных сигналов. При этом глубина электрической редукции ограничивается лишь разрядностью цифрового преобразователя, а дискретность шага задается выражением

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{P \cdot 2^T},$$

где  $T$  – разрядность ЦАП.

Практическим ограничением разрешения привода является собственный синхронизирующий момент обесточенного двигателя, на величину которого оказывает влияние электромагнитный момент, обусловленный нелинейностью электромагнитного преобразователя в рабочем зазоре.

На рис. 1 приведен график погрешности отработки позиционного перемещения в пределах одного периода зубцовой структуры, равного 0,64 мм. Размах ошибки при этом лежит в пределах от минус 28 до плюс 18 мкм, что неприемлемо для современного прецизионного оборудования, так как положение механического вектора  $\theta$  отличается от заданного положения вектора электрических состояний  $\gamma$ .

Проведенные ранее экспериментальные

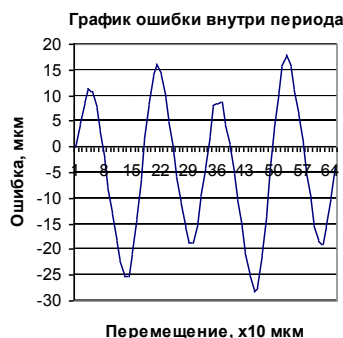


Рис. 1. Функция ошибки позиционирования

исследования, результаты которых описаны в [5–8], показали, что доминирующей, кроме первой гармоники, обусловленной пространственной нелинейностью электромагнитного преобразования в зубцовой структуре, является четвертая гармоническая составляющая функции ошибки (было применено преобразование Фурье).

Синхронизирующее усилие шагового двигателя, как частного случая синхронного мотора, в линейном приближении имеет вид:

$$F = F_m \cdot \sin(\gamma - \theta)$$

где  $F_m$  – максимальное синхронизирующее усилие;  $\gamma$  – вектор электрических состояний;  $\theta$  – механический вектор.

При тригонометрическом преобразовании синуса разности электрического и механического векторов получается следующее выражение:

$$F = F_m \sin(\gamma - \theta) = F_m (\sin \gamma \cos \theta - \cos \gamma \sin \theta)$$

Добавим в формирующий сигнал годографа вектора электрических состояний третью гармонику:

$$\sin \gamma \pm m \sin 3\gamma;$$

$$\cos \gamma \mp m \cos 3\gamma;$$

и проведем следующие тригонометрические преобразования:

$$\begin{aligned} F &= F_m [(\sin \gamma \pm m \sin 3\gamma) \cos \theta - (\cos \gamma \mp m \sin 3\gamma) \sin \theta] = \\ &= F_m [\sin \gamma \cos \theta \pm m \sin 3\gamma \cos \theta - \cos \gamma \sin \theta \mp m \cos 3\gamma \sin \theta] = \\ &= F_m \sin(\gamma - \theta) \pm m F_m [\sin(3\gamma + \theta)]. \end{aligned}$$

В режиме позиционирования  $\gamma = \theta$  и отклоняющий момент, вносящий ошибку в положение механического вектора равен

$$\Delta F = \pm m F_m \sin 4\gamma.$$

Следовательно, посредством тригонометрического преобразования из формулы синхронизирующего момента выделена возмущающая четвертая гармоника, которая вносит погрешность при формировании механического вектора  $\theta$  двигателя. в отработку механическим вектором  $\theta$  годографа вектора электрических состояний  $\gamma$ . Аналогичная четвертая гармоника была выделена преобразованием Фурье из функции ошибки позиционирования на периоде зубцовой структуры шагового двигателя.

Таким образом, подобрав фазу третьей гармоники в системе корректирующей функции вектора годографа токовых состояний  $\gamma$ , можно скомпенсировать четвертую гармонику в функции ошибки позиционирования.



Рис. 2. Функция ошибки позиционирования после коррекции годографа токовых состояний

На рис. 2 приведен график функции ошибки позиционирования шагового двигателя с функциональной коррекцией годографа вектора токовых состояний третьей гармоникой с коэффициентом пропорциональности  $m=0,1$ . Из рисунка видно, что размах ошибки лежит в пределах от минус 4 до плюс 7 мкм, то есть точность отработки перемещения после коррекции улучшилась практически в 4 раза.

Результаты последующих экспериментальных исследований подтвердили, что при использовании алгоритма функциональной коррекции годографа токовых состояний в

Примечание [41]: Должна быть ссылка

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Примечание [42]: Отработка годографа???

разомкнутой структуре управления при обработке шага в 2 мм удалось уменьшить время вхождения в 5%-ную точностную область до 70 мс и время переходного процесса до 150 мс, при этом позиционная ошибка уменьшилась до 7 мкм.

Примечание [43]: С точностью понятно, а время какое было раньше?

Векторное регулирование токов фаз синхронного двигателя.

Рассмотрим алгоритм векторного регулирования на примере трехфазного синхронного исполнительного двигателя. В контуре формирования управляющих токов фаз применяется типовой алгоритм векторного регулирования, включающий следующие шаги:

- измерение токов  $I_a$ ,  $I_b$  в двух фазах А, В трехфазного двигателя и расчет тока  $I_c$  третьей фазы С, исходя из равенства суммы трех токов нулю;
- прямое преобразование Кларка трехфазной системы токов  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  в двухфазную систему токов  $I_\alpha$ ,  $I_\beta$ , связанную со статором [3];
- прямое преобразование Парка двухфазной системы токов  $I_\alpha$ ,  $I_\beta$ , связанной со статором, в двухфазную систему токов  $I_d$ ,  $I_q$ , связанную с продольной и поперечной осями ротора двигателя [3];
- независимое регулирование ПИ-регуляторами продольного и поперечного компонентов тока в проекциях ротора, при этом задание поперечного компонента, создающего вращающий момент, формируется ПИ-регулятором скорости, а задание по скорости – ПИ-регулятором положения, задание продольного тока устанавливается в нуль;
- обратное преобразование Парка сформированного ПИ-регуляторами тока вектора напряжения из двухфазной системы координат ротора в двухфазную систему координат статора;
- обратное преобразование Кларка в трехфазную систему статора;
- преобразование трехфазных напряжений в коэффициенты заполнения широтно-импульсных модуляторов ШИМ инвертора.

В качестве алгоритма ШИМ в приводе используется симметричный пилообразный, обеспечивающий два переключения тока за один период ШИМ, и, как следствие, удвоение частоты пульсаций тока и снижение их амплитуды вдвое [4]. Общая схема регулирования управляющих токов фаз показана на рис. 3.

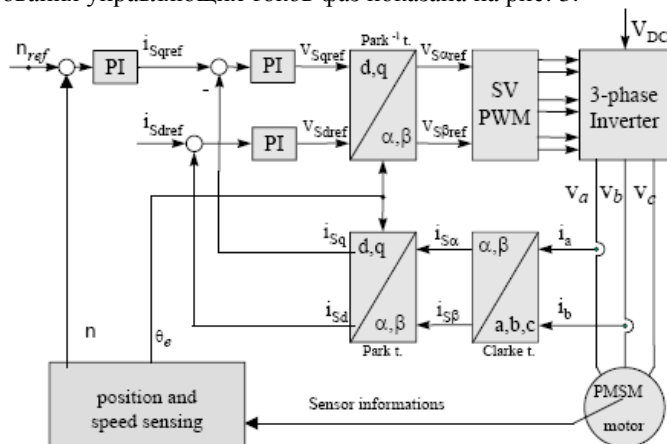


Рис. 3. Схема регулирования токов в трехфазном синхронном приводе.

PI – пропорционально-интегральный преобразователь;  $\text{Park}^{-1}t$  – блок обратного преобразования Парка;  $\text{SVPWM}$  – блок формирования сигналов ШИМ;  $\text{Park}t$  – блок прямого преобразования Парка;  $\text{Clarke}t$  – блок прямого преобразования Кларка; PMSM motor – трехфазный синхронный двигатель

Примечание [44]: Расшифровка обозначений на рисунке.

Отформатировано: надстрочные

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Прямое преобразование Кларка применяется для преобразования сигналов двух датчиков тока трехфазного синхронного двигателя в двухфазную систему координат, связанную со статором. Векторная диаграмма токов трехфазного двигателя изображена на рис. 4.

Вытекающие из фазы токи и вращение против часовой стрелки считаются положительными, а угол  $\theta$  поворота ротора отсчитывается от вектора тока фазы А.

Прямое преобразование Парка преобразует сигналы токов фаз из двухфазной системы координат  $(\alpha, \beta)$ , связанных со статором, в двухфазную систему координат  $(d, q)$ , связанную с продольной и поперечной осями ротора синхронного двигателя.

На этапе регулирования ПИ-регуляторы продольной и поперечной компонент тока в системе координат ротора преобразуют управляющие сигналы к выходу в виде продольной и поперечной компонент напряжения в системе координат ротора по формулам

$$V_{id} = \int K_{id} (I_{dd} - I_d) dt;$$

$$V_d = V_{id} + K_{pd} (I_{dd} - I_d);$$

$$V_{iq} = \int K_{iq} (I_{dq} - I_q) dt;$$

$$V_q = V_{iq} + K_{pq} (I_{dq} - I_q),$$

где  $V_{id}$ ,  $V_{iq}$  – выходы интеграторов;  $V_d$ ,  $V_q$  – выходы регуляторов;  $I_{dd}$ ,  $I_{dq}$  – измеренные значения токов после преобразований Кларка и Парка;  $K_{pd}$ ,  $K_{pq}$  – пропорциональный (П) коэффициент регуляторов  $I_d$  и  $I_q$ ;  $K_{id}$ ,  $K_{iq}$  – интегральный (И) коэффициент регуляторов  $I_d$  и  $I_q$ .

Поскольку коэффициенты заполнения ШИМ ограничены нулем и единицей, во избежание переполнений и ошибок регулирования во время переходных процессов необходимо ограничивать как амплитуду вектора тока, сформированного ПИ-регуляторами, так и сами коэффициенты заполнения ШИМ.

Обратное преобразование Парка применяется для преобразования сигналов продольного и поперечного компонентов напряжений  $V_d$ ,  $V_q$  из двухфазной системы координат, связанной с продольной и поперечной осью ротора, в двухфазную систему координат  $(\alpha, \beta)$ , связанную со статором.

Обратное преобразование Кларка применяется для преобразования сигналов напряжений из двухфазной системы  $(\alpha, \beta)$  в трехфазную систему координат  $(a, b, c)$ , связанную со статором.

На последнем шаге выполняется трансформация трехфазных напряжений  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  в системе координат, связанной со статором, в три однофазных сигнала широтно-импульсных модуляторов (ШИМ)  $V_{pa}$ ,  $V_{pb}$ ,  $V_{pc}$  с учетом ограничений на максимальный коэффициент заполнения импульсов. Данное преобразование может выполняться многими способами, поскольку одновременное изменение всех трех коэффициентов заполнения ШИМ не влияет на фазные напряжения двигателя. Возможные варианты отличаются одновременным позиционно зависимым сдвигом всех трех коэффициентов заполнения для обеспечения максимально возможного фазного напряжения.

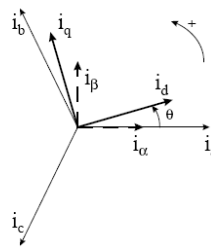


Рис. 4. Векторная диаграмма управляющих токов фаз синхронного двигателя

Верификация разработанного алгоритма проводилась на модели двигателя с учетом индуктивности, сопротивления и противо-ЭДС с целью проверки работоспособности. Используемая модель, реализованная в разностных уравнениях, рассчитывает токи фаз двигателя с учетом коэффициентов заполнения ШИМ, напряжения промежуточного контура постоянного тока, индуктивности и сопротивления фазной обмотки двигателя. Результаты моделирования представлены на рис. 5, на котором левая вертикальная шкала соответствует напряжениям (В), а правая вертикальная шкала – токам (А).

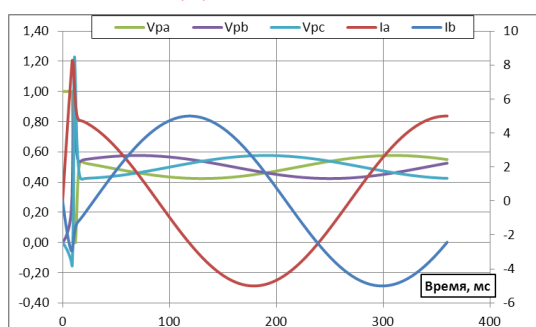


Рис. 5. Расчетные напряжения и токи фаз синхронного двигателя

Как показывает рис. 5, время насыщения составляет порядка 10 мс, переходный процесс и выход на режим – порядка 3 мс.

Таким образом, алгоритм векторного регулирования токов фаз обеспечивает высокую точность и полосу пропускания токового регулятора, отсутствие установившейся ошибки, а также компенсацию погрешностей регулирования, вызываемых противо-ЭДС двигателя.

**Примечание [45]:** Масштаб рисунка не позволяет это увидеть. Кроме того, не обозначены оси ординат.

**Примечание [46]:** Насколько высокую? Где это видно?

Реализация алгоритмов в контроллере сервопривода.

Представленные выше алгоритмы были реализованы в виде компонентов программного обеспечения контроллера прецизионной системы перемещений. Так как токовое регулирование является задачей реального времени, соответствующие программы являются обработчиками прерываний, получают управление по таймеру процессора, взаимодействуют с программой управления верхнего уровня посредством глобальных переменных. Их функции следующие:

- сплайн-интерполяция пространственной траектории и формирование заданий по положению для отдельных координат;
- расчет, коррекция и фильтрация кодов реального положения приводов;
- расчет алгоритма регулятора положения и формирования заданий по тяговому усилию (моменту);
- расчет вектора магнитного поля статора двигателя и вывод заданий по току на усилители.

Программа управления верхнего уровня в части, непосредственно относящейся к реализации перемещений, осуществляет предварительный расчет глобальных переменных, используемых для настройки параметров регуляторов и привода, а также для генерации общих параметров движений по требуемой траектории.

#### Библиографический список

1. Карпович С. Е., Жарский В. В., Дайняк И. В. Прецизионные системы перемещений для оборудования производства изделий электронной техники // Доклады БГУИР. 2014. № 2(80). С. 60–72.
2. Системы многокоординатных перемещений и исполнительные механизмы для прецизионного технологического оборудования / В. В. Жарский [и др.]. Минск : Бестпринт, 2013. 208с.
3. Clarke and Park Transforms on the TMS320C2xx. App. Report Literature Number: BPR048. Texas Instruments, 1997.
4. Longya X., Minghua F., Zhen L. A DSP Based Servo System Using Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM). The Ohio St. Univ., Dep. of Electrical Engineering, 2015.
5. Карпович С. Е., Русецкий А. М., Дайняк И. В. Точные перемещения в автоматизированном оборудовании для электронного машиностроения // Машиностроение. 2002. Вып. 18. С. 305–310.

Отформатировано: английский (США)

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

[6. Огер В. П., Безлюдов А. В., Дайняк И. В. Исследование стационарности сетки дискретности координатных систем высокого разрешения // Инженерный вестник. 2006. № 1\(21\)/5. С. 76–81.](#)

[7. Дайняк И. В., Жарский В. В., Карпович С. Е. Траекторное управление координатными системами субмикронного оборудования микроэлектроники // Доклады БГУИР. 2013. № 4\(74\). С. 38–42.](#)

[8. Математическая модель формирования сетки дискретности высокого разрешения для системы перемещений на линейном шаговом приводе / И.В. Дайняк \[и др.\] // Доклады БГУИР. 2014. № 4\(82\). С. 11–15.](#)

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский

Отформатировано: русский