

# ФОРМИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ЛИНЕЙНОГО ДВИГАТЕЛЯ В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЕ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

В.П. Войтенко

Черниговский государственный технологический университет

Украина, 14027, г. Чернигов, ул. Шевченко, 95, ЧГТУ, кафедра "Промышленная электроника"

Тел. (04622) 3-77-17, E-mail: vvp@barby.stu.cn.ua

**Annotation** – the way of smooth change of the linear D.C. motor's supplying voltage during a digitizing step is considered. This way allows to simplify realization of microprocessor control in the precise positioning system.

**Key words** – positioning system, microprocessor control, linear D.C. motor, pulse converters.

Реализация высокоточного позиционирования с помощью цифровой системы управления на базе однокристального микроконтроллера (ОМК) требует разработки таких алгоритмов управления линейным электродвигателем постоянного тока (ЛД), которые позволяют решить задачу с учетом ограничений, налагаемых используемой элементной базой.

В [1] показано, что без существенного влияния на точность позиционирования в «большом» возможно управление ЛД с помощью двух импульсов напряжения. С целью сокращения времени позиционирования целесообразно использование время-импульсной модуляции напряжения питания ЛД, при которой длительность шагов дискретизации уменьшается по мере снижения требуемой координаты позиционирования. Однако в этом случае переходный процесс тока обмоток ЛД на втором шаге может превышать максимально допустимое значение, что нецелесообразно как по соображениям надежности, так и с точки зрения обеспечения высокой точности позиционирования. Кроме того, сложность формул для расчета длительности шагов дискретизации ставит под сомнение возможность реализации управления ЛД средствами микропроцессорной техники в реальном времени. Цель данной статьи – разработка таких алгоритмов управления силовыми вентилями реверсивного широтно-импульсного преобразователя, нагруженного на ЛД, которые удовлетворяют следующим условиям:

- 1) минимальное время позиционирования;
- 2) ограничение выбросов тока обмоток ЛД;
- 3) реализуемость с помощью универсального ОМК.

Передаточная функция ЛД по положению может быть представлена [2]

$$W = \frac{1/C_e}{p \cdot (T_m \cdot T_e \cdot p^2 + T_m \cdot p + 1)}, \quad (1)$$

где  $C_e$  – коэффициент противоЭДС;

$T_m$ ,  $T_e$  – электромеханическая и электрическая постоянные времени ЛД, соответственно.

Решение характеристического уравнения выражения (1) позволяет использовать другую запись

$$W = \frac{\rho}{p \cdot (p + \alpha)(p + \beta)}, \quad (2)$$

где  $\rho = 1/(C_e T_m T_e)$ ;

$\alpha = -p_1$ ;  $\beta = -p_2$ ;

$p_1, p_2$  – корни характеристического уравнения.

Изображение тока обмоток ЛД:

$$I(p) = \frac{p}{(p + \alpha)(p + \beta)} \cdot \frac{U(p)}{L}, \quad (3)$$

где  $L$  – индуктивность обмоток;

$U(p)$  – изображение напряжения на обмотках.

Без учета сил сопротивления уравнение движения

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = k \cdot i(t), \quad (4)$$

где  $m$  – масса подвижной части ЛД;

$k$  – коэффициент силы ЛД;

$x(t)$  – координата позиционирования;

$i(t)$  – ток обмоток.

Передаточная функция ЛД при управлении током

$$W_i = \frac{X(p)}{I(p)} = \frac{k}{m} \cdot \frac{1}{p^2} = \frac{\mu}{p^2}. \quad (5)$$

где  $X(p)$  – изображение координаты;  $m = k/m$ .

Для объекта регулирования (5) оптимальный переходный процесс может быть обеспечен за два шага дискретизации  $h$  путем подачи в обмотки токового воздействия  $m_{0i} = x/\mu h^2$  и  $m_{1i} = -x/\mu h^2$  [3]. Шаг дискретизации выбирается по простой формуле:

$$h = \sqrt{\frac{mx}{I_{max} k}}, \quad (6)$$

где  $I_{max}$  – наибольший допустимый ток обмоток;

$x$  – требуемая координата позиционирования.

На Рис. 1 представлены результаты расчета переходных процессов в системе с цифровым регулятором, вырабатывающим токовые воздействия.

Поскольку ЛД имеет конечное значение индуктивности обмоток, в реальной системе позиционирования невозможно формирование прямоугольных импульсов выходного тока преобразователя. Использование глубокой быстродействующей обратной связи по току не может быть реализовано программно-аппаратными средствами ОМК и требует применения внешних аналоговых и аналого-цифровых узлов, что повышает аппаратные затраты, снижает точность, быстродействие и гибкость системы. Поэтому управление ЛД будем осуществлять от источника ЭДС.

Предположим, что цифровой регулятор обеспечивает подачу скачкообразного-линейного напряжения на обмотки ЛД в виде:

$$u(t) = E_1 \{1 + \phi \cdot t - 2 \cdot l(t - h_0) \cdot [1 + \phi \cdot (t - h_0)] + \\ + l(t - h_0 - h_1) \cdot [1 + \phi \cdot (t - h_0 - h_1)]\}. \quad (7)$$

Здесь:

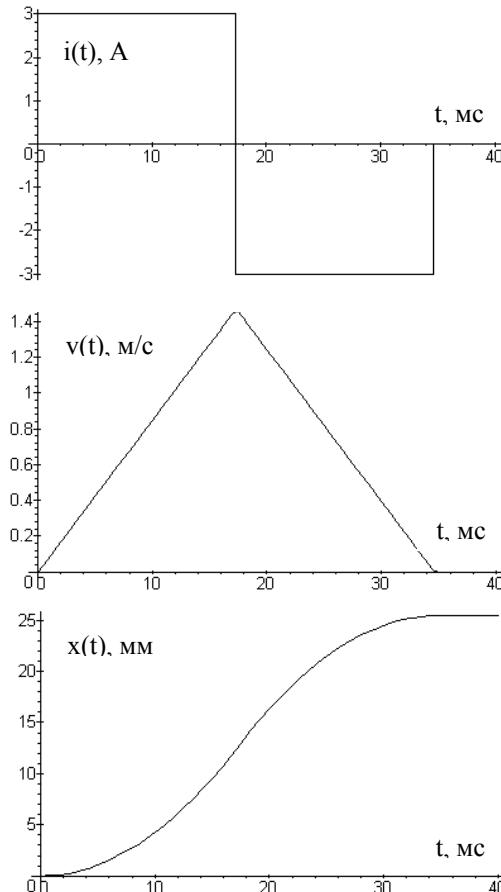


Рис. 1

$E_1$  – амплитуда скачка напряжения;  
 $\phi$  – скорость нарастания напряжения;  
 $h_0$  – длительность 1-го шага дискретизации;  
 $h_1$  – длительность 2-го шага дискретизации.

Изображение по Лапласу скачкообразно-линейных импульсов (СЛИ):

$$U(p) = \frac{E_1}{p^2} (p + \phi) \cdot \left[ 1 - 2 \cdot e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)} \right]. \quad (8)$$

Выбрав  $\phi = \alpha$  и подставив (8) в (3), найдем изображение тока обмоток ЛД в результате подачи СЛИ:

$$I(p) = \frac{E_1 \cdot (1 - 2 \cdot e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)})}{p \cdot (p + \beta) \cdot L}. \quad (9)$$

Оригинал тока обмоток (9) примет вид:

$$i(t) = \frac{E_1}{\beta L} \cdot \left[ 1 - e^{-\beta \cdot t} - 2 \cdot l(t - h_0) \cdot \left( 1 - e^{-\beta(t-h_0)} \right) + \right. \\ \left. + l(t - h_0 - h_1) \cdot \left( 1 - e^{-\beta(t-h_0-h_1)} \right) \right]. \quad (10)$$

Изображение скорости каратки

$$V(p) = \frac{kE_1 \left( 1 - 2e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)} \right)}{p^2 (p + \beta) mL}. \quad (11)$$

Переходный процесс скорости может быть получен путем нахождения обратного преобразования Лапласа от (11):

$$v(t) = \frac{kE_1}{mL} \cdot \left\{ \frac{t}{\beta} - \frac{1 - e^{-\beta t}}{\beta^2} - 2 \cdot l(t - h_0) \cdot \left[ \frac{t - h_0}{\beta} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1 - e^{-\beta(t-h_0)}}{\beta^2} + l(t - h_0 - h_1) \cdot \left[ \frac{t - h_0 - h_1}{\beta} - \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - \frac{1 - e^{-\beta(t-h_0-h_1)}}{\beta^2} \right] \right\}. \quad (12)$$

Изображение координаты каратки примет вид:

$$X(p) = \frac{kE_1 \left( 1 - 2e^{-p \cdot h_0} + e^{-p \cdot (h_0 + h_1)} \right)}{p^3 (p + \beta) mL}. \quad (13)$$

И, наконец, искомый переходный процесс координаты каратки при подаче на обмотки ЛД скачкообразно-линейных импульсов (7) можно рассчитать следующим образом:

$$x(t) = \frac{k \cdot E_1}{m \cdot L \cdot \beta} \cdot \left\{ \frac{t^2}{2} - \frac{t}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta t}}{\beta^2} - \right. \\ \left. - 2 \cdot l(t - h_0) \cdot \left[ \frac{(t - h_0)^2}{2} - \frac{t - h_0}{\beta} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1 - e^{-\beta(t-h_0)}}{\beta^2} \right] + l(t - h_0 - h_1) \cdot \left[ \frac{(t - h_0 - h_1)^2}{2} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{t - h_0 - h_1}{\beta} + \frac{1 - e^{-\beta(t-h_0-h_1)}}{\beta^2} \right] \right\}. \quad (14)$$

На Рис. 2 представлены переходные процессы в системе с цифровым регулятором, вырабатывающим воздействия в виде СЛИ. Рассматривается случай с фиксированным шагом дискретизации (т.е.  $h_1 = h_0$ ), причем  $h_0$  выбран по (6). Численные параметры модели ЛД полностью совпадают с теми, что были использованы для расчета системы с токовым регулятором.

Как показывают результаты расчетов, система, в которой ЛД питается СЛИ, ведет себя очень близко к идеализированному случаю токового управления (сходные переходные процессы скорости и координаты каратки на Рис. 1 и 2). Большую часть процесса позиционирования во 2-м случае ток обмоток имеет установленное значение, выбросы отсутствуют.

В качестве эталона выберем систему с токовым регулятором, для которой координата установления в конце второго шага дискретизации из (6) составит

$$x_{nom} = \frac{I_{max} kh^2}{m}. \quad (15)$$

При использовании СЛИ неизбежно возникает ошибка установления, вызванная непрямоугольностью тока обмоток (10). Величина этой ошибки может быть найдена из (14) при  $t = h_0 + h_1$ . Для системы с постоянным шагом дискретизации  $h_0 = h_1 = h$ , и тогда:

$$x(2h) = \frac{kE_1}{mL\beta} \left[ h^2 - \left( \frac{1 - e^{-h\beta}}{\beta} \right)^2 \right]. \quad (16)$$

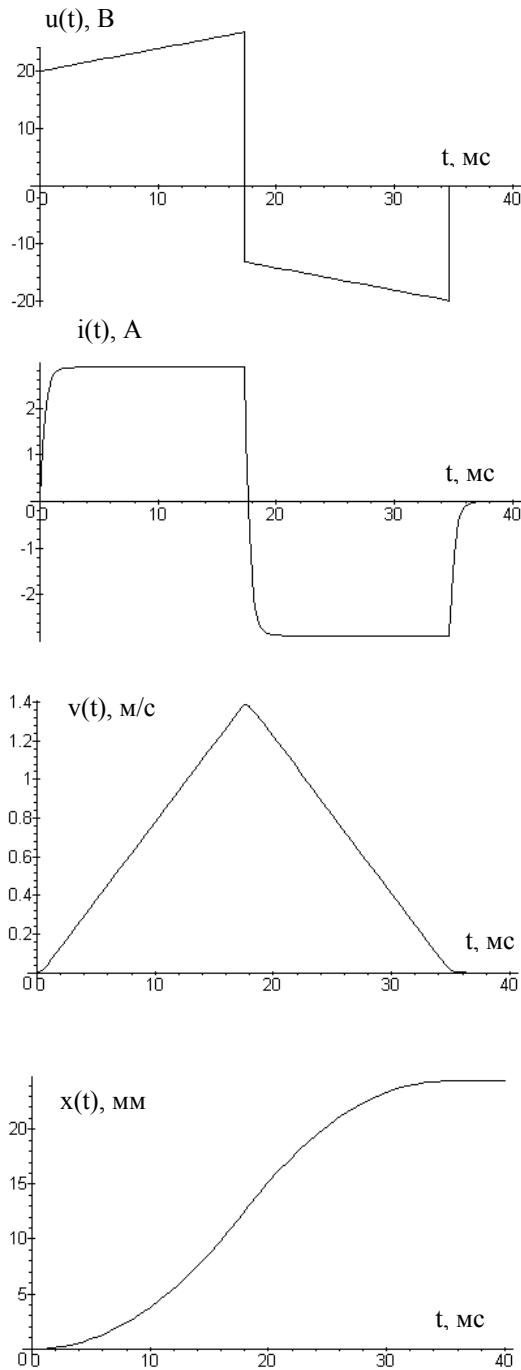


Рис. 2

Из (10) можно получить установившееся значение тока обмоток

$$I_c = \frac{E_1}{L\beta}. \quad (17)$$

При использовании время-импульсного регулирования координаты позиционирования  $E_1 = E_{max}$  и  $I_c \approx I_{max}$ , а второе слагаемое в (16) определяет ошибку установления вследствие непрямоугольности тока обмоток:

$$\Delta_x = x_{nom} - x(2h) = \frac{k}{m} I_c \left( \frac{1 - e^{-h\beta}}{h\beta} \right)^2. \quad (18)$$

Относительная ошибка позиционирования в конце второго шага дискретизации составит:

$$\varepsilon = \frac{\Delta_x}{x_{nom}} = \left( \frac{1 - e^{-h\beta}}{h\beta} \right)^2. \quad (19)$$

Характер зависимости  $\varepsilon$  от шага дискретизации иллюстрируется Рис. 3.

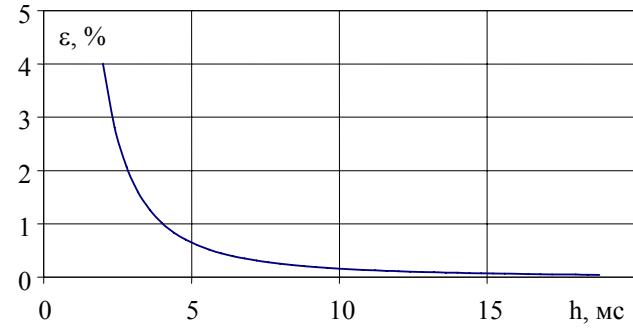


Рис. 3

Быстро затухающий характер этой зависимости свидетельствует о возможности использования псевдотоковой модели ЛД, базирующейся на СЛИ, для позиционирования на «большие» координаты ( $x_{nom} \geq 4 \text{ mm}$ ). При этом  $\varepsilon < 1\%$ , и может быть устранена с помощью системы слежения. Применение скачкообразно-линейного напряжения в качестве воздействия на обмотки ЛД позволяет упростить анализ системы, а также, – и алгоритм позиционирования, в котором можно использовать формулу для расчета длительности шага дискретизации (6).

Проведем качественное сравнение различных методов управления ЛД. ВИМ обладает высоким быстродействием. Однако параметры, определяющие координату позиционирования – шаги дискретизации  $h_1$  и  $h_2$ , находятся достаточно сложным образом – путем решения трансцендентного уравнения. Кроме того, при больших требуемых перемещениях присутствует существенный выброс тока обмоток, приводящий к необходимости либо снижения амплитуды напряжения  $E$ , либо увеличения шага дискретизации, а следовательно, – и к потере быстродействия.

АИМ проще в реализации на МП, поскольку амплитуда напряжения на первом шаге  $E_1$  линейно зависит от требуемой координаты. Дополнительные вычислительные затраты требуются для расчета  $E_2$ . Основные недостатки – высокое среднее время позиционирования, определяемое фиксированным шагом дискретизации, который сохраняет свое значение и для малых требуемых координат, а также низкий к.п.д.

Для СЛИ характерны следующие особенности:

- 1) фиксированный по уровню начальный скачок напряжения  $E_1$ , независимо от требуемой координаты;
- 2) фиксированная скорость нарастания напряжения на обмотках, определяемая параметром  $\alpha$  модели ЛД;
- 3) отсутствие выброса тока в начале второго шага дискретизации;
- 4) относительная простота вычисления регулирующего параметра – длительности шага дискретизации;
- 5) значительно более высокое (по сравнению с АИМ) среднее быстродействие;
- 6) более сложная, по сравнению с другими методами, форма напряжения на обмотках ЛД.

Последняя проблема, тем не менее, может быть

успешно решена как средствами «жесткой» логики, так и с помощью МП. Это определяется вторым в приведенном перечне фактором.

На Рис. 4 представлена функциональная схема реализации СЛИ с помощью стандартных цифровых ИМС. В начале цикла позиционирования (при  $t=0$ ) в

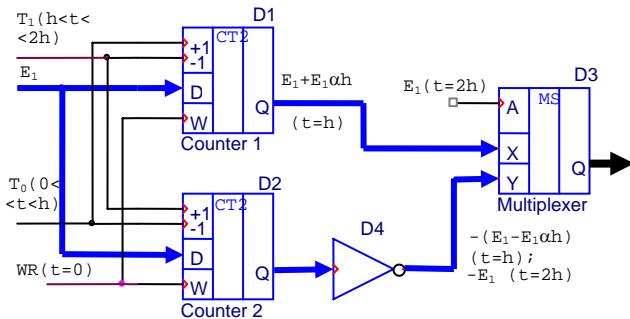


Рис. 4

два реверсивных счетчика  $D1$  и  $D2$  записывается цифровой код – эквивалент скачка напряжения  $E_1$ . В течение первого шага дискретизации ( $0 < h < 2h$ )  $D1$  работает в режиме суммирования импульсов  $T_1$ , а  $D2$  – вычитания. Параметры импульсов выбраны таким образом, что к концу первого шага на выходе  $D1$  формируется код, эквивалентный напряжению  $E_1 + \alpha E_1 h$ , а на выходе  $D2$  –  $E_1 - \alpha E_1 h$ . Код с выхода  $D1$  поступает со входа  $X$  цифрового мультиплексора  $D3$  на его выход  $Y$ , подключенный, например к аналого-цифровому преобразователю (на Рис. 4 не показан), с помощью которого обеспечивается формирование линейно-нарастающего напряжения обмоток ЛД на интервале первого шага. В момент времени  $t=h$  происходит коммутация входов мультиплексора ( $Y \rightarrow Q$ ) управляющим сигналом на адресном входе  $A$ . Счетчик  $D2$  начинает работать в режиме суммирования, что приводит к тому, что по истечении второго шага дискретизации на его выходах формируется точно такой же код, как и в начале позиционирования. Инвертор  $D4$  обеспечивает требуемую полярность напряжения на втором шаге.

Значительно более богатыми функциональными возможностями обладает реализация СЛИ с помощью программно-аппаратных средств однокристального микроконтроллера. Благодаря сигналам обратной связи не только от датчика тока обмоток ЛД, но и от датчика положения можно, определяя вторую разность координаты, отслеживать и стабилизировать ускорение подвижной части ЛД, формируя квазипрямоугольные «импульсы» ускорения. Это позволит существенно повысить точность позиционирования, нарушающую вследствие нелинейной зависимости усилия, развиваемого ЛД от координаты. В этом случае токовый контур сохраняет значение не столько ради обеспечения точности, сколько для ограничения пусковых и аварийных токов ЛД.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

[1] Денисов О.І., Войтенко В.П. Синтез цифрового регулятора для системи позиціювання магнітних голівок// Вісник Чернігівського технологічного університету. Серія: Технічні науки. – 1999. – №9. – С. 179 – 184.

[2] Перспективы развития вычислительной техники: в 11 кн.: Справ. пособие под ред. Ю.М.Смирнова. Кн.9. Внешние запоминающие устройства на магнитном носителе/ В.Г.Макурочкин, С.Л.Горбацевич, А.И.Луньков и др.– М.: Высш.шк., 1989.– 175 с.

[3] Гостев В.И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник.– К.: Техніка, 1990.– 280 с.