

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; $\mu = k/m$.

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:

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

Здесь:

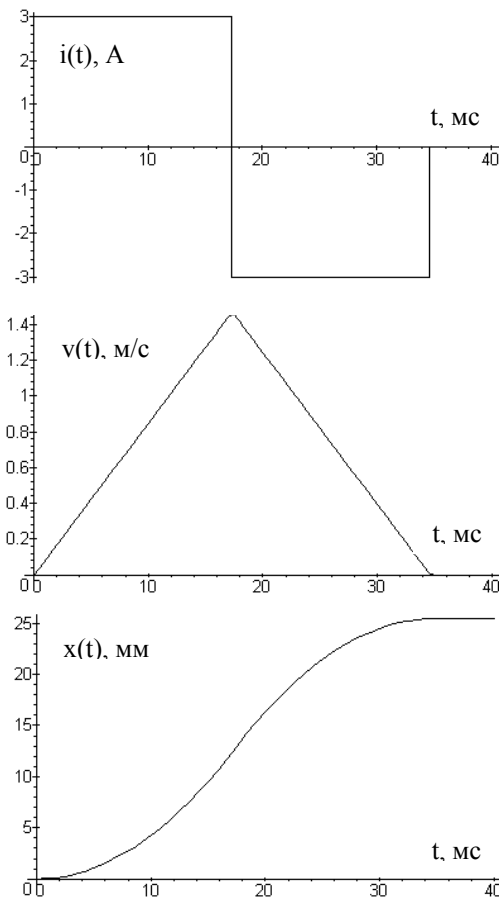


Рис. 1

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

Изображение по Лапласу скачкообразно-линейных импульсов (СЛИ):

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

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

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

Оригинал тока обмоток (9) примет вид:

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

Изображение скорости каретки

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

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

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

Изображение координаты каретки примет вид:

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

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

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

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 каретки на Рис. 1 и 2). Большую часть процесса позиционирования во 2-м случае ток обмоток имеет установившееся значение, выбросы отсутствуют.

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

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

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:

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

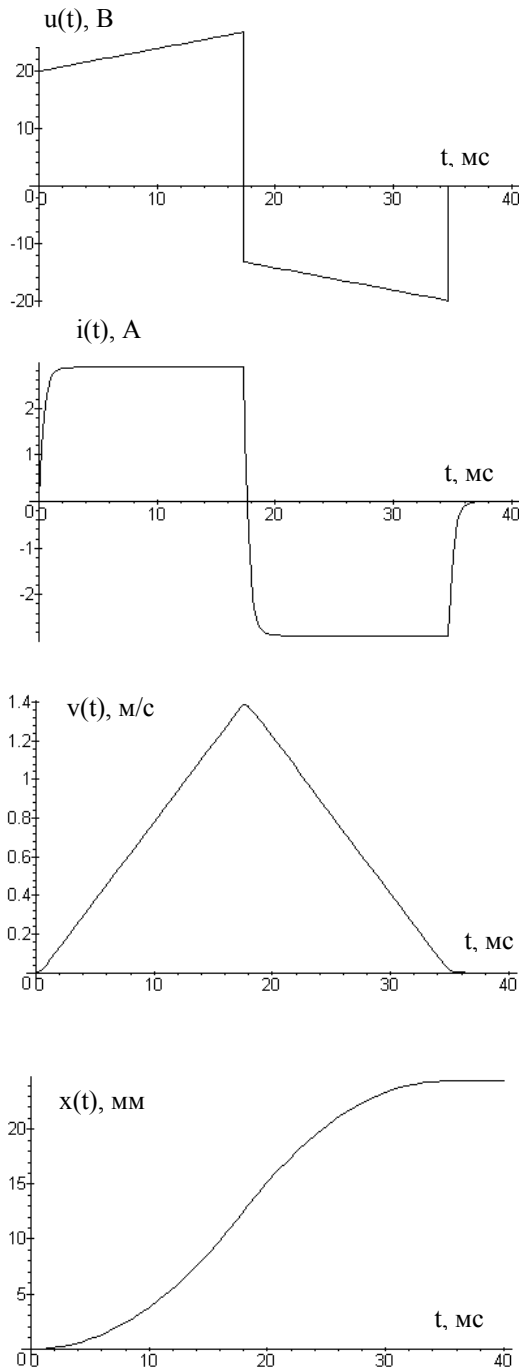


Рис. 2

Из (10) можно получить установившееся значение тока обмоток

$$I_c = E_1 / L\beta. \quad (17)$$

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:

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

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 ε от шага дискретизации иллюстрируется Рис. 3.

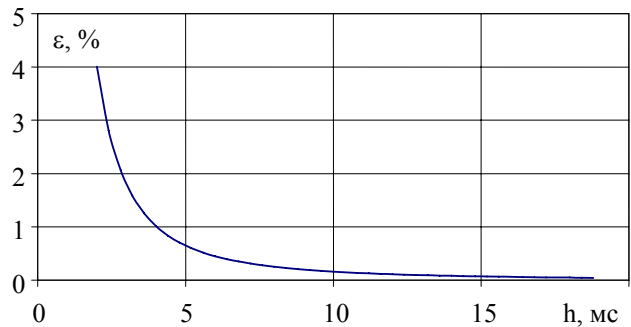


Рис. 3

Быстро затухающий характер этой зависимости свидетельствует о возможности использования псевдотокковой модели ЛД, базирующейся на СЛИ, для позиционирования на «большие» координаты ($x_{nom} \geq 4 \text{ мм}$). 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 α 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

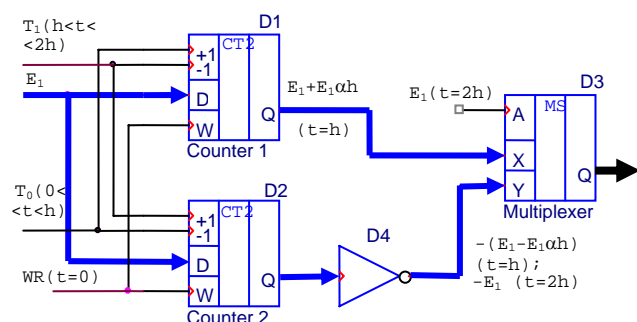


Рис. 4

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, нарушаемую 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.И., Войтенко В.П. Синтез цифрового регулятора для системы позиционирования магнитных головок// 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.Горбачев, 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.