

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В СИСТЕМЕ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

А.И.Денисов, В.П.Войтенко

Черниговский государственный технологический университет

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

Тел. +38(04622) 3-77-17, E-mail: vvp@barby.stu.cn.ua

Annotation – it is considered the precise positioning system based on microprocessor control of the pulse converter, which is loaded on the linear D.C. motor.

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

Системы точного позиционирования (СТП) находят применение в сфере компьютерной периферии (устройства ввода/вывода графической информации), а также в робототехнике, измерительной и медицинской технике, астрофизике и других случаях, где требуется быстрое (порядка десятков миллисекунд) и точное (до единиц микрометров) линейное перемещение активного элемента.

Необходимость работы под управлением центральной ЭВМ обуславливает наличие в составе СТП универсального однокристалльного микроконтроллера (ОМК), который поддерживает взаимодействие с ведущим процессором. Высокие требования к динамическим, а также энергетическим характеристикам СТП, с одной стороны, и неполное использование ресурсов ОМК, с другой, позволяет задействовать последний в контуре управления линейным электроприводом. При этом становится актуальной задача разработки соответствующего аппаратного и алгоритмического обеспечения цифровой системы управления таким аналоговым объектом, каким является линейный двигатель постоянного тока (ЛД).

В [1] определена методика синтеза цифрового регулятора для СТП. Формирование напряжений на обмотках ЛД возможно с помощью различных методов импульсной модуляции. Наиболее простой регулятор основывается на *амплитудной модуляции* (АИМ) напряжения питания ЛД. Однако два существенных недостатка этого подхода ставят под сомнение возможность его использования на практике. Во-первых, – это избыточное время переходного процесса для перемещений на расстояния, меньшие, чем максимальное, что определяется длительностью, как минимум, двух шагов дискретизации. Во-вторых, – низкая энергетическая эффективность, неудовлетворительные массогабаритные показатели. Действительно, при практической реализации АИМ напряжения питания ЛД на выходе цифрового регулятора необходимо применение цифро-аналогового преобразователя и усилителя мощности. Разумеется, остаются в силе известные недостатки аналоговых систем, прежде всего – низкая температурная стабильность. Снижение нелинейности и повышение стабильности с помощью глубокой отрицательной обратной связи неизбежно ухудшает динамические параметры системы.

В случае применения *время-импульсной модуляции* амплитуды воздействия на ЛД постоянны и равняются максимально-допустимому напряжению на обмотках E . В зависимости от требуемой координаты

изменяются длительности шагов дискретизации h_0 и h_1 . ВИМ-регулятор не содержит цифро-аналогового преобразователя, а вместо низкоэкономичного усилителя используется реверсивный мостовой широтно-импульсный преобразователь (РШИП). Работа транзисторов выходного каскада регулятора в ключевом режиме значительно улучшает энергетические, массогабаритные характеристики системы, повышает стабильность работы и уменьшает зависимость от параметров примененных электронных компонентов.

Передаточная функция ЛД в первом приближении [1] может быть представлена в виде

$$W = \frac{\rho / \beta}{p \cdot (p + \alpha)}. \quad (1)$$

Пусть при поступлении на вход СТП ступенчатого задания на позиционирование x и при нулевых начальных условиях с выхода регулятора на обмотки ЛД в интервале первого шага дискретизации h_0 поступает воздействие u_0 , а во втором интервале длительностью $h_1 - u_1$. Тогда для регулятора с неравномерным шагом дискретизации по методике [2] находим:

$$h_1 = \frac{1}{\alpha} \cdot \ln(2 - e^{-\alpha h_0}); \quad (2)$$

$$u_0 = |u_1| = u = \frac{C_e}{h_0 - h_1} x_0,$$

где C_e – коэффициент противоЭДС.

Исходя из требования ограничения уровня воздействия на ЛД:

$$u = \frac{C_e}{h_0 - h_1} x \leq E \quad \text{или} \quad \Delta_h \geq \frac{C_e}{E} x. \quad (3)$$

Длительность первого шага дискретизации h_0 может быть рассчитана по разности 1-го и 2-го шага Δ_h следующим образом:

$$h_0 = \frac{1}{\alpha} \ln \left[e^{\alpha \Delta_h} + \sqrt{e^{\alpha \Delta_h} (e^{\alpha \Delta_h} - 1)} \right]. \quad (4)$$

Алгоритм работы цифрового ВИМ-регулятора можно представить в виде такой последовательности:

1. Вычисление рассогласования x между заданной координатой позиционирования и текущей.
2. Выдача на обмотки воздействия $+E$.
3. Подсчет разности шагов дискретизации Δ_h (3).
4. Расчет длительности первого шага h_0 (4).
5. Выдержка воздействия в течение h_0 .

6. Выдача на обмотки воздействия $-E$.

7. Выдержка воздействия в течение $h_1 = h_0 - \Delta h$.

Выполнение второго этапа алгоритма до расчета h_0 снижает время задержки начала позиционирования. Опережающее регулирование предполагает, что ОМК успеет произвести расчет h_0 своевременно (т.е. до окончания первого шага).

Получаем наиболее эффективную по быстродействию систему, время установления которой T_1 снижается при уменьшении требуемой координаты позиционирования x (Рис. 1):

$$T_1 = h_0 + h_1 = 2h_0 - \Delta h = \frac{2}{\alpha} \ln[e^{\alpha f x} + \sqrt{e^{\alpha f x} (e^{\alpha f x} - 1)}] - f x, \quad (5)$$

где $f = C_e/E$.

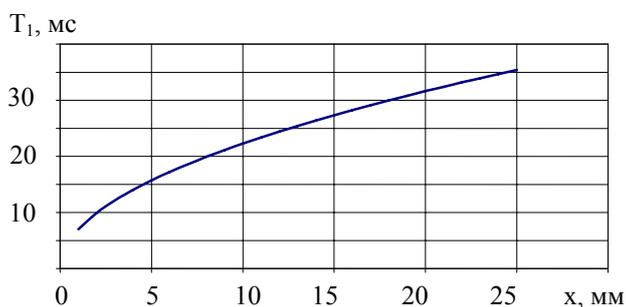


Рис. 1

Переходные процессы на Рис. 2 иллюстрируют работу ВИМ-регулятора для конкретного случая – позиционирования на максимальную координату $x_{max} = 25,4$ мм магнитных головок в комплексе для разметки жестких магнитных дисков. Недостатком такой системы, однако, является рост амплитуды тока на втором шаге. Вторым и более существенным недостатком данного способа управления является сложность расчета h_0 по громоздкой формуле (4), ставящая под сомнение возможность реализации прямого цифрового управления в реальном времени.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Эта разновидность импульсной модуляции позволяет при любом требуемом позиционировании сформировать эквивалентные воздействия на обмотку ЛД, амплитуда которых постоянна и равна максимально-допустимому значению E . При этом энергетическая эффективность системы будет аналогичной ВИМ, поскольку оконечные транзисторы РШИП работают в ключевом режиме.

При использовании регулятора с равномерным шагом дискретизации h_{max} необходимо сформировать ШИМ-воздействия, эквивалентные по влиянию на координату каретки двум импульсам с амплитудами:

$$\left. \begin{aligned} u_0 &= \frac{C_e}{h_{max} (1 - e^{-ah_{max}})} \cdot x; \\ u_1 &= -\frac{C_e \cdot e^{-ah_{max}}}{h_{max} (1 - e^{-ah_{max}})} \cdot x; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где x – требуемая величина перемещения, а h_{max} – минимальный шаг дискретизации, определенный за-

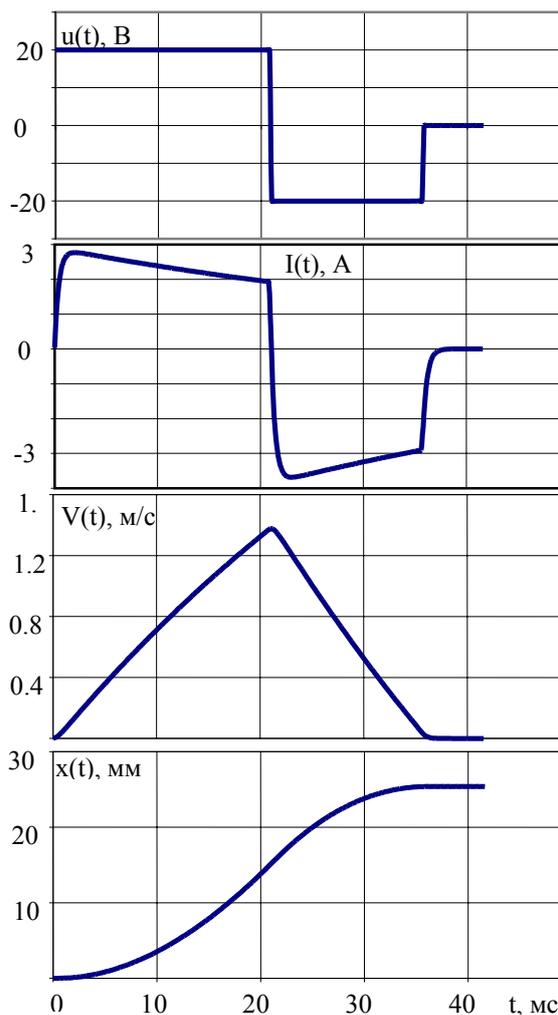


Рис. 2

ранее для максимального требуемого перемещения x_{max} . Время установления системы

$$T_{s1} = 2h_{max}.$$

Пусть T – период ШИМ; $\gamma = \tau/T$ – скважность, где τ – длительность импульса. Для построения ШИМ-регулятора необходимо определить зависимость $\gamma = f(x)$, такую, чтобы при любых требуемых x можно было бы получить $m_0(\gamma) \cong m_0(x)$; $m_1(\gamma) \cong m_1(x)$. В этом случае получим метод эквивалентного для данного объекта (ЛД) преобразования АИМ – ШИМ. ШИМ-регулятор с неравномерным шагом дискретизации и одинаковыми амплитудами воздействия $\gamma_1 = \gamma_2$ на обоих шагах может быть построен аналогично ВИМ-регулятору, т.е. временные параметры выбираются в соответствии с (3) и (4), а амплитудные (γ) – по (3). Время установления системы $T_{s2} = h_{0max} + h_{1max}$. Здесь также требуется решение задачи преобразования АИМ – ШИМ.

С точки зрения быстродействия АИМ и ШИМ системы аналогичны. По времени позиционирования наилучшим видом модуляции остается ВИМ. Однако, если учесть реальные временные затраты, включающие также время расчета микропроцессором длительностей h_0 и h_1 , то для прямого микропроцессорного

управления наиболее подходящим (компромиссным) оказывается ШИМ-метод.

Выбор периода работы РШИП T может быть произведен из следующих соображений.

1. С одной стороны, чем меньше T , а также дискретность скважности Δ_r , тем с более высокой точностью может быть обеспечено требуемое напряжение управления. Следует стремиться к тому, чтобы период работы РШИП был значительно короче электромеханической постоянной времени. Анализ переходных процессов в ЛД показывает, что ток обмоток спустя некоторое время t_{max} возрастает до максимального уровня, а далее – экспоненциально снижается. Аналогично изменяется и ускорение. Поэтому логично выбирать период работы РШИП $T < t_{max}$, что обеспечит хорошую динамику переходных процессов тока ЛД.

2. Чрезмерное повышение частоты работы РШИП нецелесообразно, поскольку возрастают потери в стали и на ключах преобразователя, возникают дополнительные проблемы, связанные с высокочастотными помехами.

3. При использовании прямого микропроцессорного управления целесообразно использовать все аппаратные возможности, сопутствующие современным встраиваемым ОМК. Это позволяет сократить внешние аппаратные затраты, – с одной стороны, и высвободить время процессора для реализации основного алгоритма управления, – с другой. Для современных ОМК характерно наличие нескольких каналов ШИМ с частотой преобразования в десятки килогерц.

Можно порекомендовать параметры ШИМ, которые могут быть реализованы встроенными аппаратными средствами большинства современных встраиваемых микроконтроллеров:

1) период $T = 32 \text{ мкс} \ll t_{max} (f \approx 31 \text{ кГц})$;

2) число дискрет N на одном периоде ШИМ должно обеспечивать плавное регулирование воздействия на ЛД. В современных контроллерах используются 8-разрядные цифровые ШИМ-генераторы. В этом случае $N = 2^8 = 256$;

3) шаг дискретности скважности составляет $\Delta t = T/N = 125 \text{ нс}$;

Элементная база преобразователей. Каждый класс приборов, используемых для преобразования энергии источника электропитания, имеет определенные области применения, в которых их конструктивные и технологические недостатки компенсируются возможностью достижения необходимых эксплуатационных параметров: высокого рабочего напряжения, тока, низкой мощности управления, малого падения напряжения на полупроводниковом приборе при необходимой частоте коммутации.

1) *Тиристоры* эффективны при работе с большими и сверхбольшими мощностями при высоких напряжениях и низких частотах коммутации:

$U_{раб} > 1 \text{ кВ}; I_{раб} > 500 \text{ А};$

$f_{раб} < 10 \text{ кГц}.$

Для управления этим классом приборов необходимы, как правило, импульсы тока с амплитудой $I_{раб}/(20..50)$, что делает необходимым применение мощных усилителей управляющих импульсов (драйверов). Использование полупроводниковых приборов

с изолированным управляющим электродом (IGBT) значительно снижает энергию управления, но приводит к снижению рабочих частот. К тому же, поскольку большинство выпускаемых тиристоров обладают неполной управляемостью, возрастает сложность схемы управления при работе на постоянном токе.

2) *Биполярные транзисторы* эффективны при работе с малыми и средними мощностями при высоких напряжениях в широком диапазоне частот:

$U_{раб} = 0,3...2 \text{ кВ}; I_{раб} < 50 \text{ А};$

$f_{раб}$ – сотни килогерц.

Для управления необходим ток с амплитудой $I_{раб}/(10..20)$, а при использовании составных транзисторов – $I_{раб}/(100..200)$. Однако, в последнем случае, происходит увеличение падения напряжения на полупроводниковом приборе, т. е. возрастают суммарные потери на ключе.

Неэкономичность управления ключом, наличие трудно учитываемого времени рассасывания, зависящего от температуры полупроводникового перехода и степени насыщения ($I_K/I_{K \text{ нас}}$), а также существенная нелинейность напряжения насыщения коллектор-эмиттер затрудняет использование биполярных транзисторов в быстродействующих, высокоточных электроприводах с широтно-импульсным управлением.

3) *Биполярные транзисторы* с изолированным затвором эффективны при работе на средних и больших мощностях при средних напряжениях и низких частотах коммутации:

$U_{раб} = 0,3...1,2 \text{ кВ}; I_{раб} < 1000 \text{ А};$

$f_{раб}$ – не более десятков килогерц.

Данный класс полупроводниковых приборов характеризуется низкой средней энергией управления однако высоким напряжением насыщения коллектор-эмиттер (от 2 до 5 В). Для обеспечения высокой скорости коммутации необходимы короткие импульсы с большой величиной тока. Высокие динамические потери и наличие трудно учитываемого времени рассасывания, зависящего от температуры полупроводникового перехода, ограничивает область применения биполярных транзисторов с изолированным затвором низкочастотными инверторами.

4) *Полевые транзисторы* эффективны при работе в широком диапазоне мощности нагрузки, при низких и средних напряжениях и в широком диапазоне частот коммутации:

$U_{раб} < 200 \text{ В}, I_{раб} < 500 \text{ А};$

$f_{раб}$ – порядка сотен килогерц.

Простота и экономичность управления (сравнительно низкая средняя энергия управления) в сочетании с малым сопротивлением канала в открытом состоянии, а также низкими динамическими потерями, высокие рабочие частоты определяют применение полевых транзисторов в реверсивных широтно-импульсных преобразователях для электропривода. Следует, однако, отметить, что для обеспечения высокой скорости коммутации силовых вентилях необходимы короткие импульсы с высокой энергией, что налагает определенные требования на драйверы этих вентилях.

Схемы включения силовых вентилях. К силовому преобразователю, работающему в составе СТП,

предъявляются следующие требования:

- возможность реверса управляющего напряжения;
- простота схемы питания преобразователя постоянным током;
- простота схемы управления силовыми ключами;
- высокий КПД.

Этим требованиям наилучшим образом удовлетворяют две известные схемы включения силовых вентилях импульсного преобразователя:

1) *Полумостовая* схема включения.

Характеризуется низкими потерями в статическом режиме (ток проходит через один открытый транзистор) и наиболее простой схемой управления.

2) *Мостовая* схема включения, выполненная в соответствии с Рис. 3.

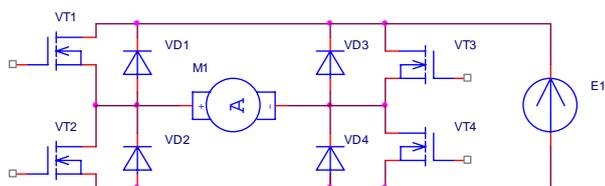


Рис. 3

Рабочее напряжение транзисторов соответствует уровню напряжения источника питания, что в статическом режиме в два раза ниже, чем в полумостовой схеме. Сопротивление открытого транзистора с тем же размером кристалла оказывается меньшим в два – четыре раза. Следовательно, несмотря на то, что последовательно с нагрузкой включено два вентиля, суммарные коммутационные потери аналогичны полумостовой схеме включения транзисторов.

Мостовая схема включения характеризуется использованием однополярного стабилизированного (с возможностью управления от микроконтроллера) напряжения питания, которое реализуется проще, чем двухполярное для полумостовой. Поэтому мостовая схема включения является наиболее приемлемой для электрического полупроводникового преобразователя в составе СТП.

Сопряжение микроконтроллера с силовыми вентилями преобразователя. Достижение требуемой точности и времени позиционирования с помощью ОМК во многом зависит от адекватной аппаратной поддержки интерфейса микроконтроллера с РШИП. Устройства согласования выходов ОМК и силовых вентилях РШИП (драйверы силовых ключей) должны обеспечить усиление сигналов управления и защиту цепей ОМК от воздействия высоких напряжений и помех. Для управления ключами мостового преобразователя с несимметричным режимом переключения и со скважностью, регулируемой в пределах от нуля до единицы возможно применение следующих схем:

- 1) со сдвигом уровня сигналов управления;
- 2) с трансформаторной гальванической изоляцией;
- 3) с оптронной гальванической изоляцией.

Наиболее проста схема сдвига по напряжению управляющего сигнала для верхних ключей. Отметим очевидные недостатки. Во-первых, – это необходимость применения комплементарных силовых транзисторов или использование дополнительного источни-

ка питания для управления верхним ключом. Во-вторых, – рабочее напряжение согласующих транзисторов должно превышать напряжение питания силового преобразователя. Для этой схемы характерны существенные импульсные перегрузки согласующих транзисторов.

Узел согласования с трансформаторной гальванической развязкой может выполняться на очень высокие напряжения изоляции и мощности управления. При отсутствии дополнительного изолированного источника питания схема обеспечивает высокую помехозащищенность управления. Основным недостатком является увеличенное количество моточных компонентов и пониженное быстродействие.

Узел согласования, выполненный на быстродействующем диод-диодном оптроне с усилителем (Рис. 4) обеспечивает высокую степень защищенности цепей микроконтроллера от помех и напряжения силовой части устройства. Данная схема пригодна для широкого диапазона напряжений питания силовых ключей.

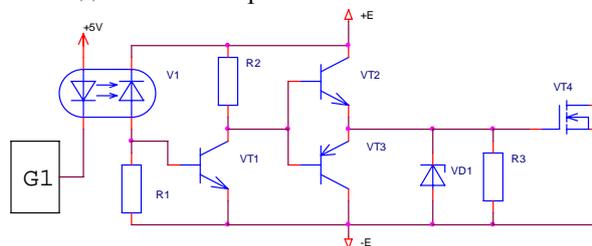


Рис. 4

чей. Основным недостатком является необходимость применения гальванически изолированного источника питания. Тем не менее, этот вариант драйвера можно рекомендовать для работы в составе СТП.

ВЫВОДЫ

1) Рассмотрены различные методы импульсной модуляции напряжения питания ЛД в СТП. Показано, что наиболее предпочтительными являются ВИМ и ШИМ. ШИМ по линейному закону обеспечивает приемлемую точность, а также относительно просто реализуется встроенными аппаратными средствами ОМК.

2) Сформулированы рекомендации по выбору периода работы РШИП в СТП.

3) Проанализирована элементная база и схемотехника импульсных преобразователей, и показано, что требованиям, предъявляемым к СТП, в наибольшей степени удовлетворяет мостовая схема включения силовых вентилях на полевых транзисторах.

4) Даны практические рекомендации по выбору устройств сопряжения ОМК с силовыми вентилями РШИП.

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