

4. Брутян В.К. Об одной задаче корректировки критерия оптимальности в марковских автоматических системах // Уч. зап. Ер. гос. ун-та. Сер. естеств. наук. - 1986. - Т. 131, № 1. - С. 3-12.

5. Мороз А.И. Курс теории систем. - М.: Высш. школа, 1987. - 304 с.

6. Светозарова Г.И., Сигитов Е.В., Козловский А.В. Практикум по программированию на алгоритмических языках. - М.: Наука, 1980. - 320 с.

ЕрИНХ

30.11. 1993

Изв. НАН и ГИУ Армении (сер. ТН), т. XLVIII, №1, 1995, с. 27-32.

УДК 62-83-52(075.8)

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

С.Е. ЧИМИШКЯН

МОДЕЛЬ ДИНАМИКИ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ, ПИТАЕМОГО ОТ ШИМ-РЕГУЛЯТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Ստացված է ևարման ՀԱՄ - կարգավորիչով սնվող վենտիլային շարժիչի դինամիկայի գծայնեցված մոդելը: Այն նախատեսված է էլեկտրաշարժարժի արտադրիչը կարգավորող էլեկտրիկ խափարիկու խմբիս:

Получена линеаризованная модель динамики вентильного двигателя, питаемого ШИМ - регулятором напряжения. Модель предназначена для расчета контура регулирования оборотов электродвигателя.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

A linearized valve engine dynamic model by voltage regulator-BPM is obtained. The model is designed for calculating electric drive turn regulating circuit.

Ил. 3. Рег. 3.

В современных электроприводах с большим диапазоном регулирования оборотов (1:100 ... 1:100000) широко применяются вентильные (бесколлекторные) двигатели с ротором на постоянных магнитах. Эти двигатели обладают преимуществами коллекторных двигателей постоянного тока и в то же время лишены их недостатков, обусловленных наличием механического коллектора, функции которого у вентильных двигателей выполняет полупроводниковый коммутатор [1]. Регулирование оборотов осуществляется, как правило, за счет изменения питающего коллектор напряжения в звене постоянного тока.

На рис. 1 изображена общая функциональная схема контура регулирования оборотов вентильного двигателя (ВД). Задающее воздействие U_d подается на корректирующее устройство (КУ), сюда же поступают сигналы обратных связей: U_d от датчика напряжения в звене постоянного тока (ДН), I_d от датчика тока в звене постоянного тока (ДТ), Ω_d от датчика оборотов (ДО). На основании этих сигналов КУ управляет скважностью импульсов в ШИМ-регуляторе напряжения (ШИМ) и, следовательно, напряжением в звене постоянного тока U .

Последнее подается на ВД. Вращение вала ВД передается на исполнительный механизм (ИМ) например, шпиндель станка.

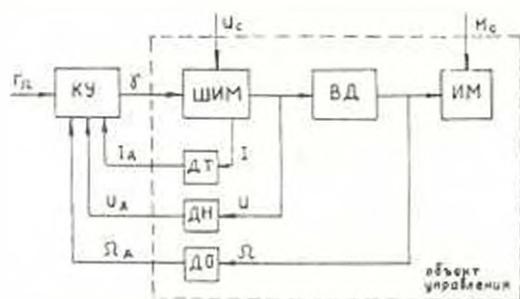


Рис. 1. Функциональная схема контура регулирования скорости

Традиционная цель построения замкнутого контура регулирования оборотов заключается в следующем: обеспечить достаточно малое влияние изменения момента сопротивления M_c и напряжения питающей сети U_c на обороты и сформировать желаемый переходный процесс в определенном интервале скорости нарастания установки оборотов t_d при изменении момента инерции звена "ВД + ИМ" в определенных пределах. Перечисленные требования в каждом конкретном случае имеют четкие количественные характеристики [2].

Для построения контура регулирования (рис. 1) необходимо прежде всего описать динамику той его части, которую можно считать объектом регулирования благодаря сравнительной неизменности. Традиционно применяемое рассмотрение звена "ВД + ИМ" и ШИМ-регулятора не позволяет рассмотреть различные колебательные эффекты в замкнутом контуре, благоприятная почва для которых создается нелинейной амплитудной характеристикой ШИ-модулятора, колебательным характером звена "ВД + ИМ" и фильтра ШИМ и наличием в контуре регулирования пульсаций с широким спектром, генерируемых при работе коммутатора ВД и ШИ-модулятора.

С учетом изложенного сформулируем цель статьи следующим образом: для фрагмента рис. 1, изображенного в виде отдельного блока-объекта, необходимо построить линеаризованную модель в приращениях, т.е. определить (3×3) передаточную матрицу (ПМ) объекта $G(s)$:

$$\Delta y_d(s) = G(s) \Delta x(s), \quad (1)$$

что позволит произвести в дальнейшем синтез многоконтурной системы регулирования оборотов современными методами. Здесь

$$\Delta y_d(s) = [\Delta \Omega_d(s) \quad \Delta U_c(s) \quad \Delta I_d(s)]^T, \quad (2)$$

$$\Delta x(s) = [\Delta \gamma(s) \quad \Delta U_c(s) \quad \Delta M_c(s)]^T,$$

а γ - относительная длительность замыкания ключа ШИ-модулятора.

Упрощенная схема ШИМ-регулятора напряжения, нагруженного ВД, изображена на рис.2, где U_c - постоянное (выпрямленное) напряжение сети, $u(t)$ - импульсное напряжение на выходе ШИ-модулятора (ключа):

$$u(t) = U_c \sum_{k=0}^{\infty} [I(t-kT) - I(t-kT-\gamma(1)T)]; \quad (3)$$

L и C - индуктивность дросселя и емкость конденсатора, входящих в ШИМ-регулятор; f - частота модуляции ($f = T^{-1}$); γT - часть периода T , в течение которого ключ замкнут.

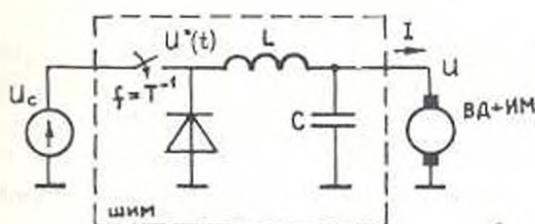


Рис. 2. Упрощенная электрическая схема ШИМ-регулятора с двигателем

Уравнения динамики ВД с ИМ в виде жесткого механического звена записаны по аналогии с коллекторным двигателем [2]:

$$\begin{cases} I(s)[R_{\text{я}} + L_{\text{я}}s] = U(s) - k_1\Omega(s), \\ k_2 I(s) - M_{\text{л}}(s) = Js\Omega(s). \end{cases} \quad (4)$$

где $R_{\text{я}}$ и $L_{\text{я}}$ - сопротивление и индуктивность рассеяния якоря двигателя; k_1 и k_2 - параметры двигателя [2], причем $k_2 = k_1\eta$; η - КПД; J - момент инерции ИМ и ВД, приведенный к валу ВД.

На основании рис. 3 и системы уравнений (4) можно записать модель звена "LC - цепочка - ВД - ИМ" в виде

$$y(s) = W(s) \begin{bmatrix} U(s) \\ M_{\text{л}}(s) \end{bmatrix}, \quad y(s) = [\Omega(s) U(s) I(s)]^T, \quad (5)$$

где

$$w_{11}(s) = 1/k_1\rho(s),$$

$$w_{12}(s) = -(L_{\text{я}}LCs^2 + R_{\text{я}}LCs^2 + (L + L_{\text{я}})s + R_{\text{я}})/k_1k_2\rho(s),$$

$$w_{21}(s) = (T_{\text{М}}T_{\text{я}}s^2 + T_{\text{М}}s + 1)/\rho(s), \quad w_{22}(s) = -Ls/k_2\rho(s),$$

$$w_{11}(s) = T_{\text{М}}s/R_{\text{я}}\rho(s), \quad w_{12}(s) = (LCs^2 + 1)/k_1\rho(s), \quad (6)$$

$$\rho(s) = T_{\text{М}}T_{\text{я}}LCs^4 + T_{\text{М}}LCs^3 + (LT_{\text{М}}R_{\text{я}}^{-1} + LC + T_{\text{М}}T_{\text{я}})s^2 + T_{\text{М}}s + 1.$$

$$T_{\text{М}} = \frac{R_{\text{я}}J}{k_1k_2}, \quad T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}.$$

Здесь $T_{\text{М}}$ и $T_{\text{я}}$ - электромеханическая и электрическая постоянные ВД + ИМ; $\rho(s)$ - характеристический полином звена "LC - цепочка + ВД + ИМ".

Пульсации напряжения, тока и оборотов ВД, возникающие из-за работы ШИМ-регулятора, обычно невелики благодаря низкочастотным свойствам "LC - цепочка + ВД + ИМ". Однако в большинстве случаев желательно дальнейшее уменьшение пульсаций за счет фильтрующих свойств датчиков обратных связей с передаточными функциями (ПФ) $W_{дi}(s)$, $i=1,3$. С учетом этого можно перейти в (5) к новому вектору выходов $y_{д}(s)$:

$$y_{д}(s) = W_{д}(s)y(s), \quad (7)$$

$$W_{д}(s) = \text{diag}\{w_{дi}(s)\}, \quad y_{д}(s) = [\Omega_{д}(s)U_{д}(s)I_{д}(s)]^T.$$

Теперь перейдем к описанию в приращениях (1). Применим следующий метод линеаризации: фиксируем два из трех внешних воздействий, и в момент времени t_0 возмущаем третье из них на малую величину Δx_1 . Тогда элементы ПМ $G(s)$ определяются следующим образом:

$$g_{ij}(s) = \lim_{\Delta x_1 \rightarrow 0} \frac{\Delta y_{ji}(s)}{\Delta x_1(s)}. \quad (8)$$

Таким образом, можно сформулировать основной результат: ПМ линеаризованного объекта (1) имеет вид

$$G(s) = W_{д}(s)W(s) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} W_{шим}(s), \quad (9)$$

где $W_{д}(s)$ - ПМ датчиков (7); $W(s)$ - ПМ звена "LC - цепочка + ВД + ИМ" (5), (6); $W_{шим}(s)$ - ПМ, обусловленная ключом ШИМ-регулятора, причем

$$\begin{aligned} W_{шим}(s) &= \text{diag}\{W_{шим1}(s)\}, \\ W_{шим1}(s) &= U_1 e^{-\tau_1 s} e^{-\gamma T s} T_1 / (1 - e^{-T s}), \\ W_{шим2}(s) &= e^{-\tau_2 s} (1 - e^{-\gamma T s}) / (1 - e^{-T s}), \\ W_{шим3}(s) &= 1, \end{aligned} \quad (10)$$

и τ_1 и τ_2 - случайным образом изменяющиеся запаздывания из интервала $0 < \tau_i < T$ (конкретное значение τ_1 зависит от соотношения t_0 и T : $\tau_1 = [t_0 T^{-1} + 1]T - t_0$).

Соотношения (1)-(10) служат основой для рационального выбора таких параметров контура регулирования скорости, как L , C , частота f . ПФ датчиков $W_{дi}(s)$, $i=1,3$, а также служат для построения КУ. Однако эти вопросы выходят за рамки настоящей статьи.

Заметим, что аналитические соотношения (1) - (10) описывают вентиляльный двигатель с ШИМ-регулятором лишь в первом приближении, поскольку ряд естественных допущений (пренебрежение реакцией якоря и зависимостью потерь в магнитопроводе от оборотов двигателя и др.) вносит определенные погрешности. Более точную модель можно построить экспериментально, например, по методике [3].

Пример. Рассмотрим двигатель 2ДВУ215, разработанный в НИИЭлектромаш для модернизации привода главного движения

токарно-винторезного станка 16ИО5АФ10, выпускаемого Ванадзорским заводом контрольным ПО.

Основные данные двигателя:

$$n = 300 \text{ об/мин}, \quad U_{\text{max}} = 450 \text{ В}, \quad M_{\text{max}} = 37 \text{ Н.м}, \quad I = 36 \text{ А},$$

$$R_{\text{я}} = 0,144 \text{ Ом}, \quad K_1 = 1,4, \quad K_2 = 1,03 \quad (\eta = 0,72),$$

$$L_{\text{я}} = 0,008 \text{ Г}, \quad T_{\text{М}} = 2 T_{\text{я}},$$

$2 \cdot p = 6$ (шестиполюсный ротор).

Подобранные эмпирически параметры ШИМ-регулятора:

$$L = 10^{-3} \text{ Г}, \quad C = 10^{-4} \text{ Ф}, \quad f = 3 \text{ кГц}, \quad U_{\text{C}} = 500 \text{ в}.$$

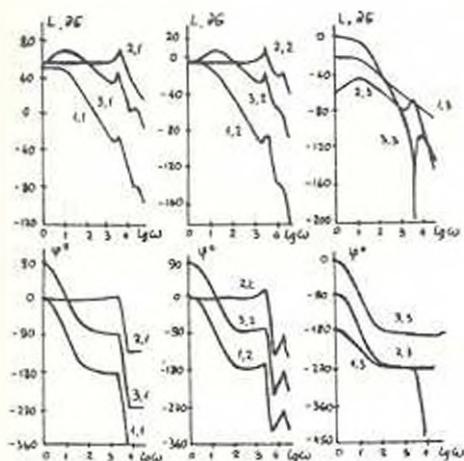


Рис. 3. Логарифмические частотные характеристики элементов ПМ $G(s)$

На рис. 3 изображены логарифмические частотные характеристики элементов ПМ $G(s)$ без учета датчиков (7) при $\gamma = 0,5$ и при наилучших значениях запаздывания $\tau = T$ (10). Здесь низкочастотная динамика ($\omega < 100$) обусловлена двигателем с нагрузкой, а резонансный пик при $\omega = 3 \cdot 10^3$ соответствует LC-цепочке.

Анализ рис. 3 показывает, что пульсации Ω , U и I с частотой ШИМ хорошо подавляются и не представляют опасности, так как их частота f лежит выше частоты резонансного пика. Первая гармоника пульсаций, обусловленных коммутатором (частота 3Ω), также не опасна, так как при любых Ω она лежит ниже резонансного пика и может быть эффективно подавлена НЧ-фильтрами и датчиками обратных связей. Некоторую опасность могут представлять лишь высшие гармоники этих пульсаций, так как при определенных оборотах Ω их частота совпадает с частотой резонансного пика, что может вызвать колебательные эффекты. Это необходимо учитывать в дальнейшем при синтезе контура регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Овчинников И.Е. Теория вентиляльных электрических двигателей. - Л.: Наука, 1985. - 164 с.
2. Чиликия М.Г. Теория автоматизированного электропривода. - М.: Энергия, 1979. - 616 с.
3. Чимшикян С.Е., Мероян Е.А. Экспериментальная "линеаризация в области" многомерного нелинейного объекта // Вопросы повышения эффективности систем управления технологическими процессами : Сб. статей / АРМТЕГ - Ереван, 1991. - С. 80-81.

НИИЭлектромаш

28.11.1992

Изв. НАН и ГИУ Армении (сер. ТН), т. XLVIII, №1, 1995, с. 32-36.

УДК 681.325.6

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

С.О. МКРТЧЯН, Т.П. АЛТУЦЯН

МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ЭВМ

Եկամուտը համարվում է ԷՏԻ-ի մեթոդով նույնանվարելիս կիրառվող ստանդարտանոցային մոդելավորման մեթոդ, որն արագացվածությամբ և արհեստագիտական ինտելեկտի ծավալի ստանդարտից ավելի արդյունավետ է, քան հիստորի մեթոդները:

Описывается метод моделирования на ЭВМ аналого-цифрового преобразования, который более эффективен, чем известные методы, с точки зрения быстродействия и требуемого объема памяти ЭВМ.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

A method for analog-digital conversion simulation on an electronic computer is described, which is more effective than the well-known methods as to computer speed and its required storage size.

Ил. 1. Ref.: 3.

При моделировании электронных схем, содержащих аналого-цифровые преобразователи (АЦП), с помощью ЭВМ возникает задача локального моделирования на ЭВМ самого процесса аналого-цифрового преобразования (А/Ц-преобразования). Математическую модель А/Ц-преобразования можно вывести на основе известных электронных схем параллельных АЦП [1-3]. Недостатком известных методов является применение громоздких программ описания схем АЦП и пакетов-анализаторов, что чрезмерно нагружает ОЗУ ЭВМ и не позволяет работать в реальном масштабе времени.

Цель настоящей работы - разработка более эффективного метода моделирования А/Ц-преобразования на ЭВМ.

Пусть на аналоговый вход АЦП подан аналоговый уровень A , вследствие чего на его n -разрядном выходе формируется цифровой двоичный код $\langle a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1} \rangle$, где $\forall_i, a_i \in \{0, 1\}$, $i = 0, n-1$