

**МОДАЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С
МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

**THE MODAL GOVERNORS OF THE DIRECT CURRENT ELECTRIC DRIVE WITH
MICROPROCESSOR CONTROL**

Красноярск, Красноярский государственный технический университет
Krasnoyarsk, Krasnoyarsk state technical university

Предлагается методика синтеза модальных микропроцессорных регуляторов мгновенных значений выходных координат с двумя периодами дискретности с учетом влияния чистого запаздывания в канале управления.

The technique of modal microprocessor regulators synthesis of instantaneous amplitudes with two discretization periods in view of a dead time in a control channel influence is offered.

Ставится задача разработки методики синтеза модальных регуляторов двукратной импульсной системы, включающей в себя расчет параметров дискретных уравнений состояния (УС) объекта управления (ОУ) и определение коэффициентов ОС по ПС в соответствии с заданным спектром матрицы динамики замкнутой системы. Предполагается учет влияния переменного чистого запаздывания (ЧЗ) в канале управления, вносимого микроЭВМ совместно с силовым преобразователем (СП).

Анализ величины чистого запаздывания в двукратной импульсной системе. Пусть период прерывания (ПП) работы управляющей микроЭВМ содержит целое число N периодов коммутации (ПК) СП: $T = NT_k$, где T и T_k — величины ПП и ПК соответственно. Сигналы ОС принимаются микроЭВМ в дискретные моменты времени $m=0,1,2,\dots$, где m — номер ПП, а управляющий сигнал $G[m]$ отстает от них на величину вычислительного запаздывания τ_s .

На рис. 1, а и б показаны временные диаграммы процесса расчета величины чистого запаздывания Δ , вносимого микроЭВМ совместно с СП. На оси времени для наглядности нанесены шкалы относительного времени и локального относительного времени внутри ПП:

$$\tau = \frac{t}{T}, \quad \theta = \frac{t}{T_k} = \frac{tN}{T}, \quad \theta \in [0, N]. \quad (1)$$

Пусть момент времени τ_s приходится на n -й ПК СП в ПП. Для реализации управляющего воздействия $G[m]$ необходимо задержать переключение СП на время $\theta_{сп}$, определяемого величиной угла управления СП, относительно начала n -го ПК. Следовательно, вычисленное значение $G[m]$ может быть реализовано уже на n -ом ПК, если $\theta_{сп} > \theta_s$ (рис. 1, б), где θ_s — момент выработки $G[m]$ по отношению к началу n -го ПК. Если $\theta_{сп} < \theta_s$, то на n -ом ПК используется «старое» значение управления (рис. 1, а), а «новое» значение только на $(n+1)$ -ом ПК. При этом ЧЗ возрастает скачком на один ПК СП. Обычно на m -м ПП до момента времени Δ реализуется сигнал $G[m-1]$, а затем сигнал $G[m]$ (рис. 1, в).

При переходе к локальному масштабу времени θ внутри ПП величина ЧЗ Δ_θ увеличивается в N раз: $0 \leq \Delta_\theta \leq N$. Поэтому её удобно разбить на целую K и дробную δ части: $\Delta_\theta = K + \delta$ ($K=0,1,2,\dots$; $0 \leq \delta \leq 1$) (см. рис. 1, в).

УС ОУ для ПП без ЧЗ запишутся как

$$X[m+1] = \Phi_{nn} X[m] + W_{nn} G[m], \quad (2)$$

где X — вектор мгновенных значений переменных состояния ОУ в конце ПП; G — вектор входных воздействий. Способ расчета переходной Φ_{nn} и весовой W_{nn} матриц ОУ изложен в [2].

УС ОУ для ПП при наличии ЧЗ по форме совпадают с (2):

$$\tilde{X}[m+1] = \tilde{\Phi}_{nn} \tilde{X}[m] + \tilde{W}_{nn} G[m], \quad (3)$$

но вектор ПС, переходная и весовая матрицы для ПП имеют вид:

$$\tilde{X}[m] = \begin{bmatrix} X[m] \\ x^*[m] \end{bmatrix}; \quad \tilde{\Phi}_{nn} = \begin{bmatrix} \hat{O}_{\ddot{ii}} & F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{W}_{nn} = \begin{bmatrix} H \\ I \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Причем:

$$F = \Phi_{nk}^{N-K} (1) \underbrace{\{\Phi_{nk}(1) \dots \Phi_{nk}(1) + E\}}_{K-1} + \dots + E \underbrace{W_{nk}(1-\delta)}_{K-1};$$

$$H = \underbrace{\{\Phi_{nk}(1) \dots \Phi_{nk}(1) + E\}}_{N-K-1} + \dots + E \underbrace{W_{nk}(1-\delta)}_{N-K-1};$$

$$x^*[m] = G[m-1].$$

В общем случае размерность вектора ПС, переходной и весовой матриц (3) на 1 больше размерности соответствующих матриц в УС ОУ без задержки. Однако, при $K=0$ размерность этих матриц может и совпадать, если вычисленное значение управляющего сигнала $G[m]$ успеет реализоваться на текущем ПП.

Синтез цифрового модального регулятора состояния по заданному спектру матрицы динамики. Обеспечение произвольного спектра возможно тогда и только тогда, когда пара матриц $[\tilde{\Phi}_{nn}, \tilde{W}_{nn}]$ полностью управляема [1]. Пусть P — вектор коэффициентов ОС по всем ПС размерностью l . Значение P можно представить как функцию коэффициентов характеристического уравнения замкнутой системы [1]:

$$P = [(GS^T)^{-1}(\gamma - g)]^T.$$

Здесь g_i и γ_i ($0 \leq i \leq l$) — коэффициенты характеристического уравнения переходных матриц ОУ и замкнутой системы; S — матрица управляемости

$$S = [\tilde{W}_{nn} \quad \tilde{\Phi}_{nn} \tilde{W}_{nn} \quad \tilde{\Phi}_{nn}^2 \tilde{W}_{nn} \quad \dots \quad \tilde{\Phi}_{nn}^{l-1} \tilde{W}_{nn}];$$

а G — нижняя треугольная матрица вида:

$$G = \begin{bmatrix} g_l & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{l-1} & g_l & 0 & \dots & 0 \\ g_{l-2} & g_{l-1} & g_l & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1 & g_2 & g_3 & \dots & g_l \end{bmatrix}.$$

Синтез модального регулятора состояния для системы широтно-импульсный преобразователь — двигатель постоянного тока (ШИП—ДПТ) будем осуществлять по следующей схеме. Сначала получим решение задачи, считая моделью СП идеальный импульсный элемент второго рода ИЭ2 [2]. При этом вычислим значения вектора P , считая его функцией величины ЧЗ, охватив весь возможный диапазон изменения последнего. Затем перейдем к учету реальных особенностей системы ШИП—ДПТ. Для чего будем подавать сигнал задания на частоту вращения на вход системы через звено, учитывающее различия между ШИП и ИЭ2, а также величину статического тока (ввиду безынерционности ОС, следует ожидать появления статической ошибки даже при постоянном моменте нагрузки).

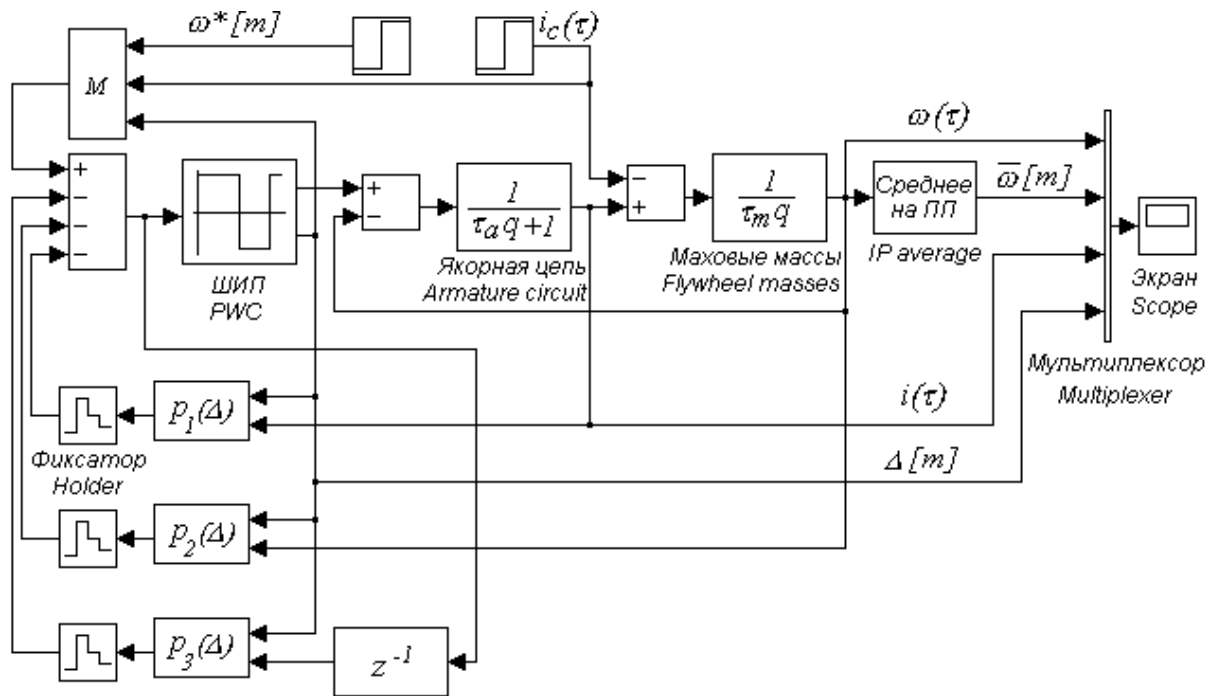


Рис. 2

Структура замкнутой системы показана на рис. 2 в виде модели для инструментального средства Simulink пакета имитационного моделирования Matlab 5.2 фирмы The MathWorks, Inc. Здесь i , i_c и $\square$ — относительные мгновенные значения тока, статического тока и частоты вращения; $\square^*$ и $\bar{\omega}$ — относительные средние за ПП значения заданной и текущей частоты вращения частоты вращения; $\square_a=2$ — относительная электромагнитная постоянная времени якорной цепи; $\square_m=8$ — относительная электромеханическая постоянная времени; $N=4$; вычислительное запаздывание $\square_e=0,1$ включено в модель ШИП, которая вырабатывает также сигнал $\square$. Значения компонент вектора $\square$ соответствуют биномиальному спектру переходной матрицы замкнутой системы [3].

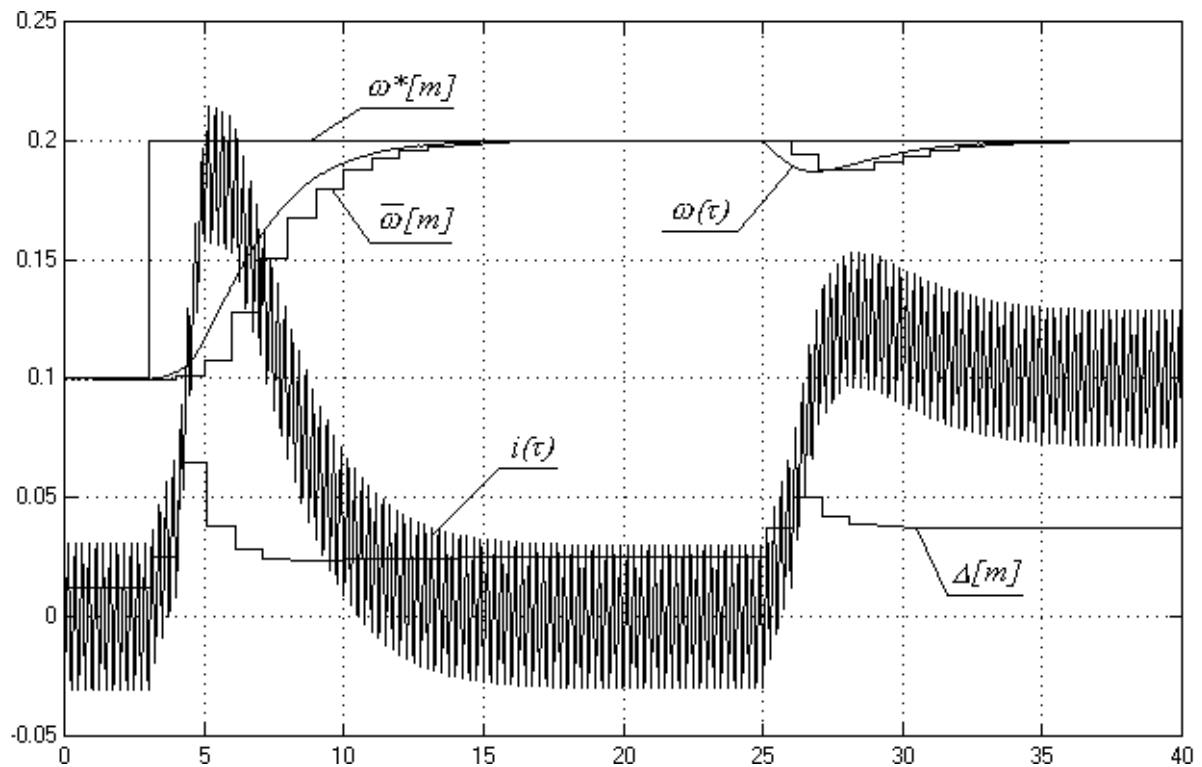


Рис. 3

На рис. 3 представлены переходные кривые в системе рис. 2. В начале 3-го ПП сигнал задания на частоту вращения $\square^*$ скачкообразно изменяется от 0,1 до 0,2. Затем (в начале 25-го ПП)

происходит скачкообразное увеличение статического тока с 0 до 0,1. Оба переходных процесса носят характерный для биномиального спектра апериодический характер. Несмотря на безынерционные ОС, статическая ошибка после наброса статического тока стремится к нулю, благодаря учету величины последнего за счет переменной величины входного коэффициента M .

ЛИТЕРАТУРА

1. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1986. — 448 с.
2. Залялеев С.Р. Уравнения состояния микропроцессорной системы электропривода с несколькими периодами дискретности // Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. трудов. Выпуск 5. — Магнитогорск: Магнитогорск. госуд. техн. университет, 2000. — С. 72-79.
3. Залялеев С.Р. Проектирование микропроцессорных регуляторов промышленных электроприводов: Учеб. пособие. — Красноярск: КГТУ, 1995. — 199 с.