

УДК 621.314.1

Цифровая система управления бестрансформаторным повышающим преобразователем

Миронович А. В., Примшиц П. П.

Белорусский национальный технический университет

Широкое распространение сегодня имеет цифровое управление как отдельными устройствами, так и целыми технологическими комплексами. У цифрового управления имеются следующие достоинства: высокая помехозащищённость, так как используется только два уровня сигнала; возможность построения универсальных управляющих устройств для разных объектов; простота формирования нелинейных управляющих сигналов.

Рассмотрим возможность построения цифрового управляющего устройства для повышающего преобразователя постоянного напряжения, работающего в режиме граничного тока. Функциональная схема преобразователя при цифровом управлении представлена на рис. 1

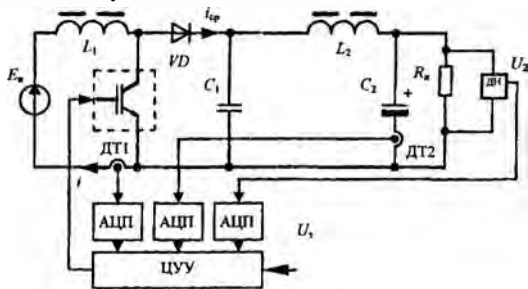


Рис. 1

Управляющее воздействие формируется цифровым управляющим устройством ЦУУ, которое получает информацию о состоянии координат объекта от аналого-цифровых преобразователей, подключённых к датчикам. Причём, обратная связь по току дросселя используется для поддержания режима граничного тока. Таким образом, работу ЦУУ можно разбить на две части: 1) вычисление заданного значения тока дросселя; 2) поддержание заданного значения тока дросселя.

Первая задача решается согласно методу модального управления с использованием астатического регулятора. Для её решения используем программируемый контроллер. Решение второй задачи сопряжено с выполнением простейших логических операций, причём частота вывода управляющего сигнала здесь гораздо выше, поэтому лучше здесь применить аппаратную реализацию управляющего устройства.

Рассмотрим подробнее синтез цифровой системы стабилизации выходного напряжения преобразователя, работающего в режиме гранично-непрерывного тока, считая, что этот режим идеально поддерживается по требуемому алгоритму работы.

В отличие от аналоговой системы, где управляющее воздействие на объект управления изменяется непрерывно в функции координат объекта, в цифровой системе сигнал управления остаётся неизменным на протяжении определённого интервала дискретности. Уравнение состояния объекта в векторно-матричной форме имеет вид:

$$\dot{X} = AX + BU_k,$$

$$\text{где } A = \begin{bmatrix} 0 & -\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{a_0}{a_3} & -\frac{a_1}{a_3} & -\frac{a_2}{a_3} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{\beta R_n}{a_3} \end{bmatrix},$$

U_k – управляющий сигнал на k -ом интервале дискретности, β – коэффициент усиления идеального источника тока.

$$a_0=1, a_1=T_2+T_3, a_2=T_1T_3, a_3=T_1T_2T_3, T_1=L_2/R_n, T_2=C_2R_n, T_3=C_1R_n$$

Оценить качество цифровой системы можно по решётчатой функции её выходной величины. Для этого воспользуемся непрерывной эталонной моделью, которая отвечает требуемым динамическим свойствам. Решётчатая функция модели:

$$X_{Mk+1} = \Phi_M X_{Mk}, \quad (1)$$

где $\Phi_M = e^{A_M \tau}$ – импульсная переходная матрица, которая при $\tau = \text{const}$ является матрицей постоянных коэффициентов.

$$A_M = \begin{bmatrix} 0 & -\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_{M0} & a_{M1} & a_{M2} & a_{M3} \end{bmatrix} \quad - \text{ матрица эталонной модели.}$$

Коэффициенты последней строки матрицы определяются исходя из заданного распределения корней эталонной модели:

$$p_{1,2} = -\sigma \pm j\sigma; \quad p_{3,4} = -\sigma \pm j\omega.$$

Получаем:

$$a_{M3} = -4\sigma;$$

$$a_{M2} = -7\sigma^2 - \omega^2;$$

$$a_{M1} = -6\sigma^3 - 2\sigma\omega^2;$$

$$a_{M0} = \frac{2\sigma^2(\sigma^2 + \omega^2)}{\gamma}.$$

Задача синтеза состоит в том, чтобы к концу $(k+1)$ -го интервала значение координаты системы совпадало со значением соответствующей координаты эталонной модели, которое удовлетворяет выражению (1). Воспользуемся разностным уравнением:

$$X_{k+1} = \Phi X_k + \Psi BU_k,$$

$$\text{где } \Phi = e^{At}, \quad \Psi = -A^{-1}(E - \Phi).$$

Если координаты объекта раны координатам модели на соответствующих интервалах дискретности, то получаем:

$$\Psi BU_k = (\Phi_M - \Phi) X_k.$$

При условии, что импульсная переходная матрица объекта точно соответствует модели, получаем:

$$\Psi BU_k = (\Phi_M - \Phi) \Phi_M X_{k-1}. \quad (2)$$

Поскольку матрица B имеет лишь один ненулевой элемент, ΨBU_k будет представлять собой вектор.

Преобразовав матричное выражение (2), получаем систему из четырёх уравнений. Сигнал управления может быть определён исходя из любого из этих уравнений. Поскольку в нашем случае управление воздействует только на старшую производную, то матрицы A и A_M будут отличаться только последней строкой. Следовательно, $\text{rank}(\Phi_M - \Phi) = \text{rank}(A_M - A) = 1$, из чего следует, что для определения управляющего сигнала

можно воспользоваться любым из четырёх уравнений. Наибольшая точность получается при использовании последнего из них.

Вектор коэффициентов обратных связей получаем из выражения: $K = \frac{(\Phi_M - \Phi)\Phi_M}{\Psi_{44}B}$.

где матрица $(\Phi_M - \Phi)\Phi_M$ будет состоять лишь из одной строки, а B является скалярной величиной.

Проведём расчёт коэффициентов обратных связей для следующих значений параметров объекта: $E_0=110$ В, $R_n=10$ Ом, $C_1=60$ мкФ, $C_2=2$ мФ, $L_2=500$ мкГн, $\beta=10$ Ом⁻¹, $\gamma=0,017$. Зададимся $\omega=8000$ с⁻¹, а $\tau=0,001$ с. В результате получаем следующие значения коэффициентов обратных связей: $k_0=7,8$ с⁻¹, $k_1=0,00028$, $k_2=0,1$ Ом.

График переходного процесса в преобразователе при его включении в работу в 0,04 с представлен на рис. 2.

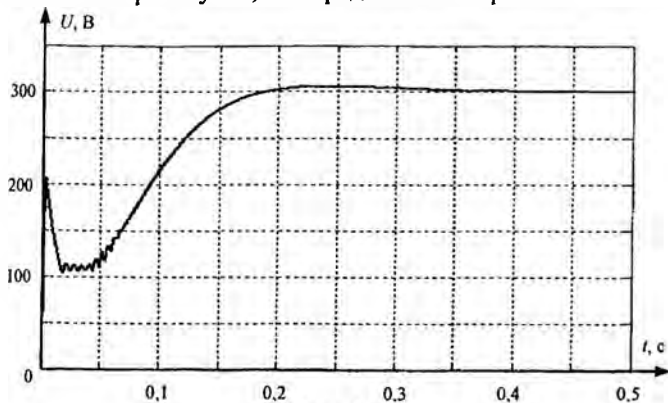


Рис. 2

В целом, форма кривой выходного напряжения соответствует кривой напряжения при непрерывном управлении для тех же параметров объекта управления. Нами был выбран достаточно большой интервал дискретности. При тактовых частотах современных процессоров порядка сотен мегагерц вычисление управляющего сигнала происходит гораздо быстрее, что позволяет сэкономить ресурсы программируемого управляющего устройства для параллельного решения других прикладных задач.