

ЛИТЕРАТУРА

1. Гук, Ю. Б. Теория надежности в электроэнергетике / Ю. Б. Гук. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 208 с.
2. Надежность технических систем: справ. / Ю. К. Беляев [и др.] – М.: Радио и связь, 1985. – 608 с.
3. Теория надежности радиоэлектронных систем в примерах и задачах / под ред. Г. В. Дружинина. – М.: Энергия, 1976. – 448 с.
4. Северин, Л. А. Обоснование критерия выбора схем резервирования систем управления / Л. А. Северин, В. А. Анищенко // Актуальные проблемы энергетики. Материалы 62-й НТК студентов, магистрантов и аспирантов. – Минск: БНТУ, 2006. – С. 90–92.

Представлена кафедрой
электроснабжения

Поступила 8.08.2007

УДК 621.314.1

СИНТЕЗ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ПОВЫШАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Инж. МИРОНОВИЧ А. В., канд. техн. наук, доц. ПРИМШИЦ П. П.

Белорусский национальный технический университет

Основная часть электроприемников питается непосредственно от сети, но существует ряд устройств, которые получают электрическую энергию от автономных источников (аккумуляторов). В таких случаях обычно возникает необходимость преобразовывать питающее напряжение в постоянное другой величины или в переменное. Для этих целей используются полупроводниковые преобразователи.

Наибольшее распространение сегодня имеют так называемые ключевые, или нерассеивающие, преобразователи-стабилизаторы, в которых поддержание требуемого значения выходного напряжения обеспечивается за счет импульсного управления силовым полупроводниковым ключом. В отличие от рассеивающих стабилизаторов, в которых полупроводниковый элемент (транзистор) работает в линейном режиме, ключевые стабилизаторы имеют высокий КПД [1], что обусловило их преимущественное использование, особенно для питания мощных потребителей электроэнергии.

Характерным примером является система электроснабжения оборудования пассажирских вагонов повышенной комфортности. Важный элемент таких вагонов – кондиционер, который имеет в своем составе компрессор для сжатия паров фреона. Серийно выпускаемые для этой цели компрессоры имеют встроенный приводной асинхронный двигатель с номинальным напряжением 380/220 В. Инвертор, обеспечивающий питание двигателя,

должен иметь на своем входе хотя бы 300 В (при соединении обмоток двигателя в треугольник) при напряжении на аккумуляторе 110 В. Преобразование напряжения осуществляется при помощи импульсного повышающего преобразователя-стабилизатора. Подробно работа таких преобразователей, а также синтез системы автоматического управления (САУ) этими устройствами приведены в [2, 3].

Широкое распространение сегодня имеет цифровое управление как отдельными устройствами, так и технологическими комплексами. У цифрового управления имеются следующие достоинства:

- высокая помехозащищенность, так как используется только два уровня сигнала;
- возможность построения универсальных управляющих устройств для различных объектов;
- простота формирования нелинейных управляющих сигналов.

Рассмотрим возможность построения цифрового управляющего устройства для повышающего преобразователя постоянного напряжения, работающего в режиме гранично-непрерывного тока [3]. Функциональная схема преобразователя при цифровом управлении представлена на рис. 1

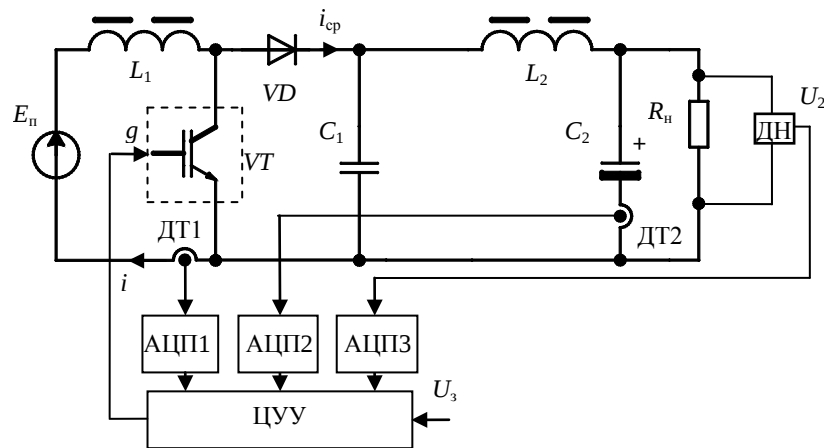


Рис. 1. ДТ1, ДТ2 – датчики токов дросселя L_1 и конденсатора C_2 ; ДН – датчик напряжения нагрузки; АЦП1, АЦП2, АЦП3 – аналого-цифровые преобразователи соответствующих сигналов, ЦУУ – цифровое управляющее устройство; E_n – ЭДС источника питания; i – ток дросселя L_1 ; g – сигнал управления ключом VT ; i_{cp} – ток через диод VD ; U_3 – напряжение задания; U_2 – то же на нагрузке

Управляющее воздействие g формируется в ЦУУ, которое получает информацию о состоянии координат объекта от ДТ1, ДТ2, ДН через АЦП1, АЦП2 и АЦП3 соответственно. Причем обратная связь по току дросселя используется для поддержания режима гранично-непрерывного тока. Таким образом, ЦУУ решает задачи:

- поддержания заданного значения тока дросселя;
- вычисления заданного значения тока дросселя.

Решение первой задачи сопряжено с выполнением простейших логических операций. Для поддержания заданного значения тока дросселя вводим логические переменные: $a = \log 1$, если мгновенное значение тока дросселя

i меньше фиксированного минимального значения $I_{\min}$; $b = \log 1$, если i меньше заданного значения тока дросселя I_3 , определяемого ЦУУ.

Как показано в [3], для получения пилообразной формы тока дросселя управляющее устройство должно выполнять логическую функцию

$$g = b \cap (g \cup a). \quad (1)$$

Из-за высокой частоты получаемого пилообразного тока выполнение функции (1) лучше организовать аппаратно, т. е. без применения программирования. Алгоритм поддержания требуемого значения тока дросселя представлен на рис. 2а.

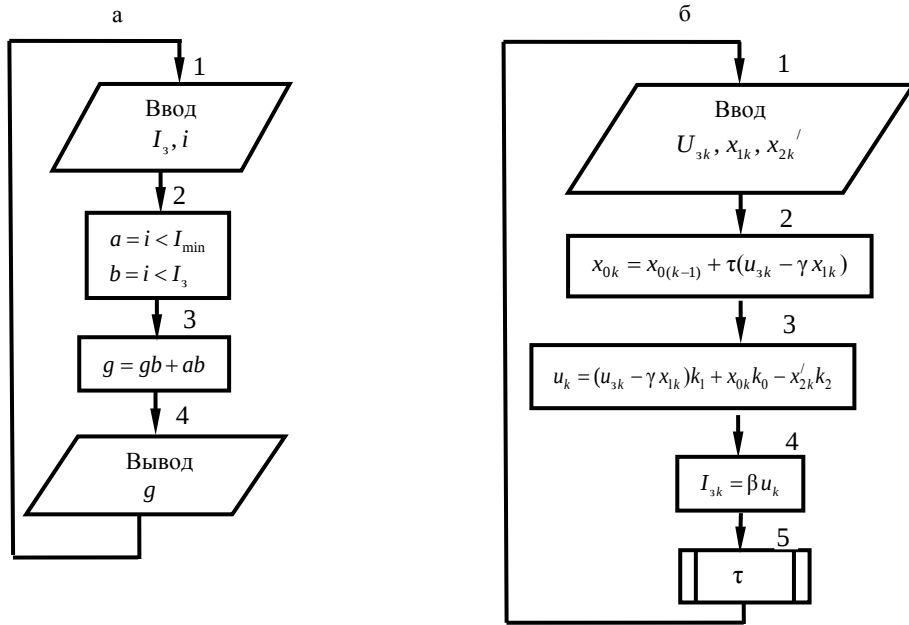


Рис. 2. τ – интервал дискретности (постоянная величина); β – коэффициент усиления по току преобразователя в режиме гранично-непрерывного тока; γ – то же обратной связи по выходному напряжению; k_0, k_1, k_2 – коэффициенты обратных связей по координатам объекта управления; $U_{3k}, u_k, I_{3k}, x_{0k}, x_{1k}, x'_{2k}$ – сигналы задания напряжения, управления, задания тока и координаты объекта соответственно на k -м интервале дискретности

Вторая задача решается посредством программируемого контроллера, который вычисляет заданное значение тока дросселя I_3 на основании U_3 и сигналов обратных связей по некоторым координатам объекта управления. Рассмотрим подробнее решение второй задачи, т. е. синтез САУ повышающим преобразователем при цифровом управлении. Вычисление заданного значения тока дросселя осуществляется согласно алгоритму (рис. 2б).

В отличие от аналоговой системы, где управляющее воздействие на объект управления изменяется непрерывно в функции координат объекта, в цифровой системе сигнал управления остается неизменным на протяжении определенного интервала дискретности. Структурная схема САУ преобразователем приведена на рис. 3.

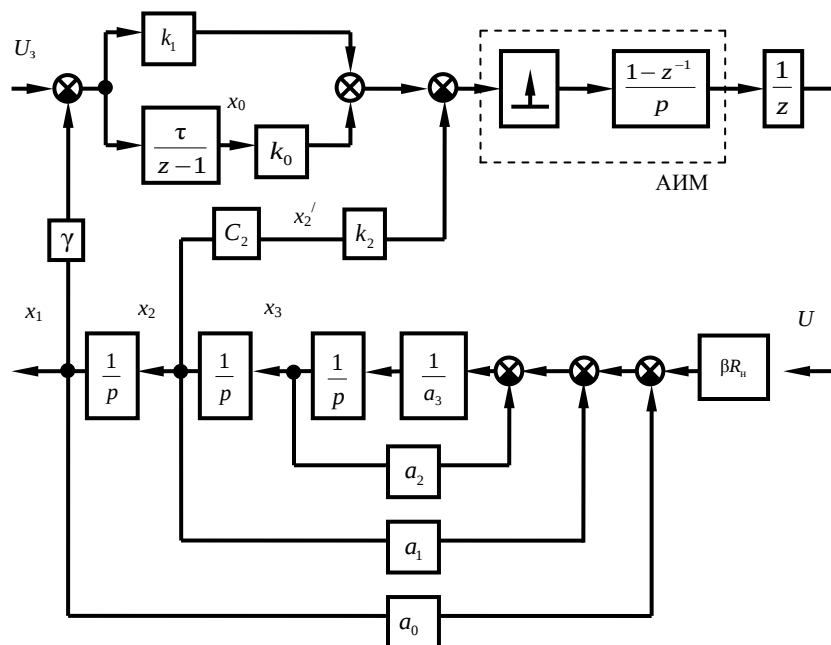


Рис. 3

Амплитудно-импульсный модулятор (АИМ), представлен на структурной схеме последовательным соединением идеального импульсного элемента и формирователя прямоугольных импульсов. Координата x_0 получается с помощью дискретного интегратора. Звено с передаточной функцией

$$W = \frac{1}{z},$$

где $z = e^{pT}$, отражает запаздывание, возникающее из-за того, что сигнал управления в цифровом управляющем устройстве вычисляется на основании значений координат на предыдущем интервале дискретности. Благодаря большому количеству двоичных разрядов современных контроллеров, квантованием управляющего сигнала по уровню можно пренебречь.

Уравнение состояния объекта в векторно-матричной форме имеет вид

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

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

характеризующие объект управления; U_k – управляющий сигнал на k -м интервале дискретности; $X = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$ и $\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{x}_0 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix}$ – соответственно векторы координат и их производных;

$$a_0 = 1; a_1 = T_2 + T_3; a_2 = T_1 T_3; a_3 = T_1 T_2 T_3; T_1 = L_2/R_H; T_2 = C_2 R_H; T_3 = C_1 R_H.$$

Оценить качество цифровой системы можно по решетчатой функции ее выходной величины. Для этого воспользуемся непрерывной эталонной моделью, которая отвечает требуемым динамическим свойствам [4]. Решетчатая функция модели

$$X_{M(k+1)} = \Phi_M X_{Mk}, \quad (2)$$

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 (рис. 4):

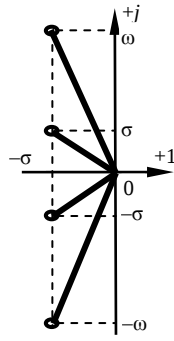


Рис. 4

Получаем:

$$p_{1,2} = -\sigma \pm j\sigma;$$

$$p_{3,4} = -\sigma \pm j\omega.$$

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

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

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

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

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 (2). Воспользуемся разностным уравнением

$$X_{k+1} = \Phi X_k + \psi B U_k,$$

где $\Phi = e^{A\tau}$; $\psi = -A^{-1}(E - \Phi)$; E – единичная матрица.

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

$$\psi B U_k = (\Phi_M - \Phi) X_k.$$

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

$$\psi B U_k = (\Phi_M - \Phi) \Phi_M X_{k-1}. \quad (3)$$

Поскольку матрица B имеет лишь один ненулевой элемент, то $\psi B U_k$ будет представлять собой вектор.

Преобразовав матричное выражение (3), имеем систему из четырех уравнений. Сигнал управления может быть определен исходя из любого из этих уравнений. Поскольку в нашем случае управление воздействует толь-

ко на старшую производную, 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 четырех уравнений. Наибольшая точность получается при использовании последнего из них.

Вектор коэффициентов обратных связей определяем по формуле

$$K = \frac{(\Phi_M - \Phi)\Phi_M}{\psi_{44}B},$$

где матрица $(\Phi_M - \Phi)\Phi_M$ состоит лишь из одной строки, а B – скалярная величина. Элементами вектора K являются коэффициенты k_0, k_1, k_2 .

Проведем расчет 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 представлен на рис. 5.

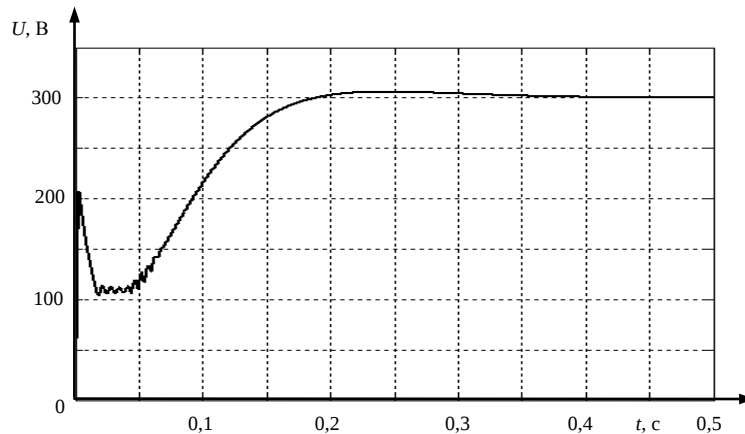


Рис. 5

В целом форма кривой выходного напряжения соответствует кривой напряжения при непрерывном управлении для тех же параметров объекта управления. Небольшие колебания в начальный момент после включения обусловлены наличием в системе звена с чистым запаздыванием.

Нами был выбран достаточно большой интервал дискретности. При тактовых частотах современных процессоров порядка сотен мегагерц вычисление управляющего сигнала происходит гораздо быстрее. Остальное машинное время может быть использовано для управления другими устройствами, что позволяет организовать управление всей системой электропитания вагона посредством одного контроллера.

ВЫВОД

Проведенное исследование показало, что повышающий преобразователь постоянного напряжения может быть снабжен цифровой системой автоматического управления. Анализ результатов имитационного моделирования синтезированной цифровой системы с периодом дискретности

0,001 с показывает, что вид полученного переходного процесса практически идентичен виду переходного процесса при непрерывном управляющем воздействии [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Ч е т и, П. Проектирование ключевых источников электропитания / П. Чети; пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
2. М и р о н о в и ч, А. В. Синтез системы автоматического управления повышающим преобразователем постоянного напряжения при работе на активную нагрузку / А. В. Миронович, П. П. Примшиц // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2005. – № 6. – С. 29–36.
3. М и р о н о в и ч, А. В. Синтез системы автоматического управления повышающим преобразователем постоянного напряжения, работающим в режиме гранично-непрерывного тока / А. В. Миронович, П. П. Примшиц // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2007. – № 3. – С. 32–38.
4. А н х и м ю к, В. Л. Теория автоматического управления / В. Л. Анхимюк, О. Ф. Опейко, Н. Н. Михеев. – Минск: Дизайн ПРО, 2000. – 352 с.

Представлена кафедрой
электропривода и автоматизации
промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 21.11.2007

УДК 621.316.925

ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ПО ТЕПЛОВОЙ ЗАЩИТЕ МАСЛЯНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Кандидаты техн. наук ШИРОКОВ О. Г., КУРГАНОВ В. В., ЗАЛИЗНЫЙ Д. И.

Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого

Масляные трансформаторы мощностью 1000 кВ·А и выше в обязательном порядке оснащаются термометром с электроконтактным выходом для реализации тепловой защиты, действующей в большинстве случаев на сигнал. Термометр, как правило, устанавливают в верхней части бака трансформатора, где температура масла максимальна. В качестве уставки принимают максимально допустимую температуру масла для систематических нагрузок трансформатора в соответствии с ГОСТ 14209–85, равную 95 °С. Такая защита является простейшей и не требует расчетов уставок и согласований с другими защитами. В связи с этим в литературе практически отсутствуют какие-либо теоретические сведения по тепловой защите силовых трансформаторов, за исключением сведений по ее технической реализации. В классических учебных пособиях по релейной защите термин «тепловая защита трансформатора» вовсе не упоминается [1, 2].