

2. П а д а л к о, Л. П. Повышение эффективности и надежности энергоснабжения на основе формирования рациональной структуры генерирующих источников / Л. П. Падалко, А. М. Заборовский // Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики. – Вып. 55: Методические и практические задачи надежности систем энергетики: сб. науч. ст. / Ин-т систем энергетики им. Л. А. Мелентьева СО РАН; редкол.: Н. И. Воропай [и др.]. – Иркутск, 2005. – С. 39–47.
3. К о р о т к е в и ч, М. А. Оценка целесообразности модернизации электросетевого оборудования / М. А. Короткевич // Электрические станции. – 1989. – № 10. – С. 64–66.
4. О к о р о к о в, В. Р. Управление электроэнергетическими системами / В. Р. Окороков. – Л.: ЛГУ, 1976. – 224 с.
5. А р з а м с ц е в, Д. А. Введение в многоцелевую оптимизацию энергосистем / Д. А. Арзамсцев. – Свердловск: Изд-во УПИ, 1984. – 84 с.
6. К о р о т к е в и ч, М. А. К обоснованию целесообразности установки собственных генерирующих источников на промышленном предприятии / М. А. Короткевич, А. Л. Старжинский // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2006. – № 1. – С. 15–20.
7. В а с и л ь е в, А. П. Надежность электроэнергетических установок и систем: Теория и практика / А. П. Васильев, Ю. Б. Гук, В. В. Карпов. – СПб.: ГУ Ленгосэнергонадзор, 2000. – 413 с.
8. О с н о в ы управления энергетическим производством: учеб. для вузов / В. Р. Окороков [и др.]. – М.: Высш. шк., 1987 – 334 с.
9. А р т ю г и н а, И. М. Методы технико-экономического анализа в энергетике / И. М. Артюгина, В. Р. Окороков. – Л.: Наука, 1988. – 264 с.
10. А м и н о в, Р. З. Векторная оптимизация режимов работы электростанций / Р. З. Аминов. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 304 с.
11. С т а р ж и н с к и й, А. Л. Оценка удельного расхода топлива для производства электроэнергии на электростанциях промышленных предприятий / А. Л. Старжинский // Вестник ГГТУ. – 2006. – № 2. – С. 82–87.

Представлена кафедрой
электрических сетей

Поступила 1.09.2006

УДК 621.314.1

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОВЫШАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ, РАБОТАЮЩИМ В РЕЖИМЕ ГРАНИЧНО-НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

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

Белорусский национальный технический университет

Источники вторичного электропитания на сегодняшний день являются неотъемлемой частью большинства современных электрических устройств. Они снабжают электроэнергией все электрические и электронные цепи и обеспечивают работоспособность оборудования. Успешная работа любого комплекта электрического или электронного оборудования зависит от точного и надежного функционирования источника питания. В большинстве случаев основными требованиями, предъявляемыми к источникам, явля-

ются: обеспечение необходимого уровня выходного напряжения, надежная работа при изменении параметров системы и приложении возмущающих воздействий, малые габариты и масса, высокий КПД.

С точки зрения обеспечения высокого КПД источника электропитания при небольших габаритах и массе, выгодно использовать импульсные бес-трансформаторные устройства, в которых силовые приборы работают в наиболее для них благоприятном ключевом режиме, а поддержание требуемого значения выходной величины осуществляется за счет широтно- или частотно-импульсной модуляции.

Рассмотрим работу повышающего импульсного преобразователя постоянного напряжения. Такие преобразователи находят применение в установках, где источником энергии является аккумулятор, а для работы потребителя требуется повышенное постоянное напряжение.

Силовая схема повышающего преобразователя представлена на рис. 1.

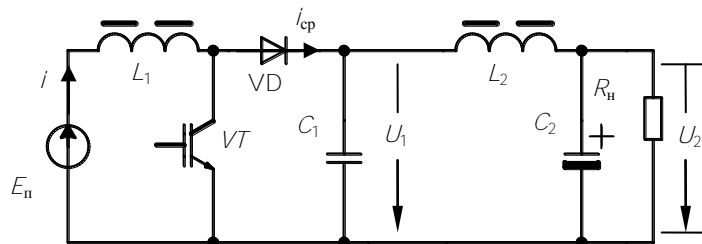


Рис. 1

Приведенная схема нашла применение в системе кондиционирования воздуха пассажирского вагона, где в качестве нагрузки выступает асинхронный электродвигатель компрессора, питаемый через автономный инвертор напряжения [1]. Для обеспечения нормальной работы инвертора требуется большая выходная емкость C_2 , поэтому используется электролитический конденсатор. Для уменьшения пульсаций напряжения на нем в схему вводится индуктивность L_2 .

При открытом ключе VT энергия накапливается в индуктивности L_1 . Когда ключ VT закрыт, энергия сбрасывается в линейную часть схемы $C_1-L_2-C_2-R_n$ через диод VD.

При широтно-импульсном управлении силовым ключом, когда период коммутации остается постоянным, работа схемы описывается системой нелинейных уравнений:

$$Lp i = E_n - U_1(1 - \gamma);$$

$$i_{cp} = i(1 - \gamma);$$

$$U_1 = i_{cp} \frac{R_n(b_2 p^2 + b_1 p + b_0)}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0};$$

$$U_2 = U_1 \frac{1}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}.$$

Данные уравнения получены на основании метода эквивалентной схемы с инъекцией тока [2].

После линеаризации уравнений получим структуру, представленную на рис. 2а.

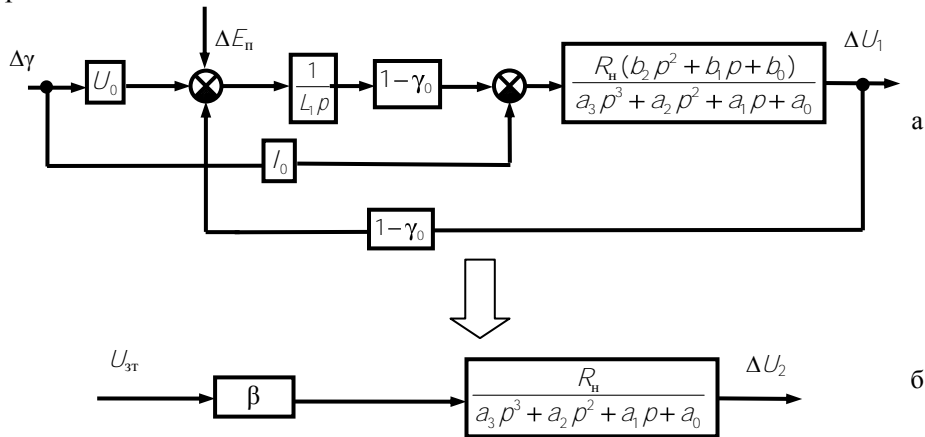


Рис. 2. U_0 , I_0 и γ_0 – соответственно начальные значения напряжения, тока дросселя и коэффициента заполнения открывающих импульсов; $b_0 = 1$; $b_1 = T_1 T_2$; $b_2 = T_1$; $a_0 = 1$; $a_1 = T_2 + T_3$; $a_2 = T_1 T_3$; $a_3 = T_1 T_2 T_3$; $T_1 = L_2 / R_H$; $T_2 = C_2 R_H$; $T_3 = C_1 R_H$

В [1] проведен синтез системы автоматического управления (САУ) данным преобразователем методом последовательной оптимизации контуров. Рассмотрим синтез САУ преобразователем методом модального управления.

Передаточная функция «выход–вход» имеет вид

$$W = \frac{R_H U_0 (1 - \gamma_0) (b_2 p^2 + b_1 p + b_0) - R_H I_0 L_1 p (b_2 p^2 + b_1 p + b_0)}{L_1 p (a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0) + R_H (b_2 p^2 + b_1 p + b_0) (1 - \gamma_0)^2}$$

Отрицательные значения некоторых коэффициентов числителя указывают на то, что это неминимально-фазовое звено. Оно будет устойчиво при условии отрицательности вещественных частей корней полинома знаменателя. Однако при синтезе замкнутой системы автоматического управления для обеспечения устойчивости потребуются введение положительных обратных связей, что является нежелательным для практически реализуемой системы.

Значительное упрощение структуры объекта может быть достигнуто за счет перевода схемы в режим работы с контролируемым током дросселя. При этом ток должен иметь пилообразную форму (рис. 3).

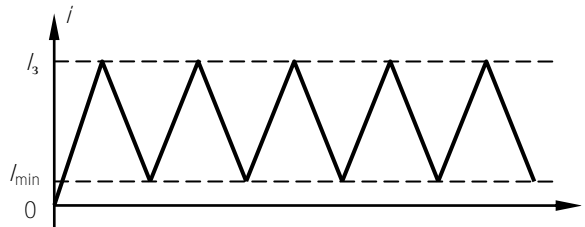


Рис. 3. I_3 – заданное значение тока дросселя, формируемое системой автоматического управления; I_{\min} – минимальный ток дросселя

Формирование такого тока осуществляется логическим устройством с памятью, которое описывается логическим выражением

$$g = b \wedge (g \cup a),$$

где g, b, a – логические переменные, $a = i < I_{\min}$; $b = i < I_3$; $g = \text{лог. } 1$ – соответствует наличию открывающего импульса на транзисторе.

В результате получаем систему с источником тока, структура которой представлена на рис. 2б. В указанной структуре β – коэффициент усиления источника тока. Отсутствие полинома в числителе объясняется тем, что в качестве выходного сигнала берем напряжение на нагрузке. Синтез САУ подобной системой значительно упрощается.

Проведем синтез системы автоматического управления модернизированным объектом методом модального управления. Объект управления описывается уравнением состояния в векторно-матричной форме

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

где $X = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$ 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;

U – вектор управления; A и B – матрицы коэффициентов.

В качестве координаты x_1 выбираем напряжение на нагрузке. Координаты x_2 и x_3 – соответственно первая и вторая производные x_1 ; x_0 – величина, пропорциональная интегралу выходной величины, вводимая для сведения к нулю статической ошибки замкнутой системы. Получаем систему дифференциальных уравнений первого порядка в форме Коши:

$$\begin{aligned} \dot{x}_0 &= -\gamma x_1; \\ \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= x_3; \\ \dot{x}_3 &= -\frac{a_0}{a_3} x_1 - \frac{a_1}{a_3} x_2 - \frac{a_2}{a_3} x_3 + \frac{\beta R_1}{a_3} u. \end{aligned} \tag{1}$$

На основании системы (1) получаем следующие матрицы коэффициентов:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{a_0}{a_3} & -\frac{a_1}{a_3} & -\frac{a_2}{a_3} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{\beta R_1}{a_3} \end{bmatrix},$$

где γ – коэффициент обратной связи по выходной величине.

Управление формируется в функции координат объекта

$$U = KX,$$

где K – матрица коэффициентов обратных связей.

В нашем случае физически не может быть измерена координата x_3 . Произведение $x_2 C_2$ представляет собой ток заряда конденсатора C_2 . Таким образом, матрица K будет иметь вид

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_0 - \gamma k_1 - C_2 k_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Полная структура системы автоматического управления представлена на рис. 4.

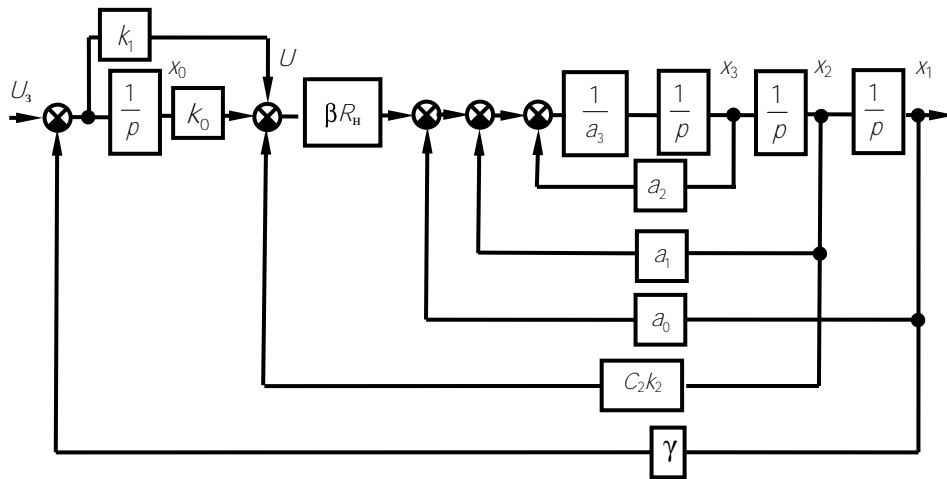


Рис. 4

Определить параметры управляющего устройства (коэффициенты обратных связей) можно, приравняв характеристический полином замкнутой системы полиному, распределение корней которого отвечает заданным динамическим свойствам. Характеристический полином системы получается из следующего выражения:

$$N(p) = \det[Ep - A - BK]. \quad (2)$$

Обычно для систем высокого порядка применяют стандартное распределение по Баттерворту, при котором корни характеристического полинома имеют одинаковый модуль и располагаются на полуокружности в левой комплексной полуплоскости. Однако в нашем случае данное распределение не дает хороших результатов. Хороший результат дает следующее распределение:

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

То есть все четыре корня имеют общую вещественную часть, причем у первых двух мнимая часть будет равна вещественной. Мнимую часть третьего и четвертого корней подберем таким образом, чтобы выполнялось неравенство $\sigma \ll \omega$. Так как влияние корней на вид переходного процесса тем меньше, чем больше их модуль, пара корней ρ_3, ρ_4 практически не окажет никакого воздействия, и будем иметь систему, динамика которой близка динамике системы, настроенной на технический оптимум.

Вычислив определитель (2) и полином с корнями (3), приравниваем коэффициенты при одинаковых степенях ρ . Получаем систему уравнений:

$$\begin{aligned}\frac{a_2}{a_3} &= 4\sigma; \\ \frac{a_1}{a_3} + k_2 \frac{C_2 \beta R_n}{a_3} &= 7\sigma^2 + \omega^2; \\ \frac{a_0}{a_3} + k_1 \frac{\gamma \beta R_n}{a_3} &= 6\sigma^3 + 2\sigma\omega^2; \\ k_0 \frac{\gamma \beta R_n}{a_3} &= 2\sigma^2(\sigma^2 + \omega^2).\end{aligned}$$

Определив из первого уравнения σ , подбираем ω таким образом, чтобы выполнялось условие $\sigma \ll \omega$, а далее рассчитываем из остальных уравнений значения коэффициентов управляющего устройства.

Для осуществления компьютерного моделирования возьмем следующие исходные данные: $E_0 = 110$ В; $R_n = 10$ Ом; $C_1 = 60$ мкФ; $C_2 = 2$ мФ; $L_2 = 500$ мкГн; $\beta = 10$ Ом⁻¹; $\gamma = 0,017$. После расчетов получаем $\sigma = 12,5$ с⁻¹. Задав $\omega = 8000$ с⁻¹, находим значения коэффициентов: $k_0 = 7,61$ с⁻¹; $k_1 = 0,009$; $k_2 = 0,1$ Ом.

Результаты компьютерного моделирования с использованием программы Matlab для линейной модели, соответствующей структуре (рис. 4) и имитационной модели на силовых электронных элементах, представлены на рис. 5.

При моделировании задающий сигнал подается спустя 0,04 с для того, чтобы первоначальный заряд конденсаторов в имитационной модели не влиял на переходный процесс. Через 0,3 с осуществляется наброс нагрузки, который имитируется изменением сопротивления нагрузки R_n с 10 до 5 Ом. Как видно из графиков, переходные процессы в целом достаточно схожи по основным динамическим показателям и близки к техническому оптимуму.

Главным недостатком данного способа управления является некоторое завышение габаритов дросселя из-за увеличения коэффициента формы тока. Однако взамен получаем значительное упрощение структуры объекта и повышение запаса устойчивости замкнутой системы автоматического управления.

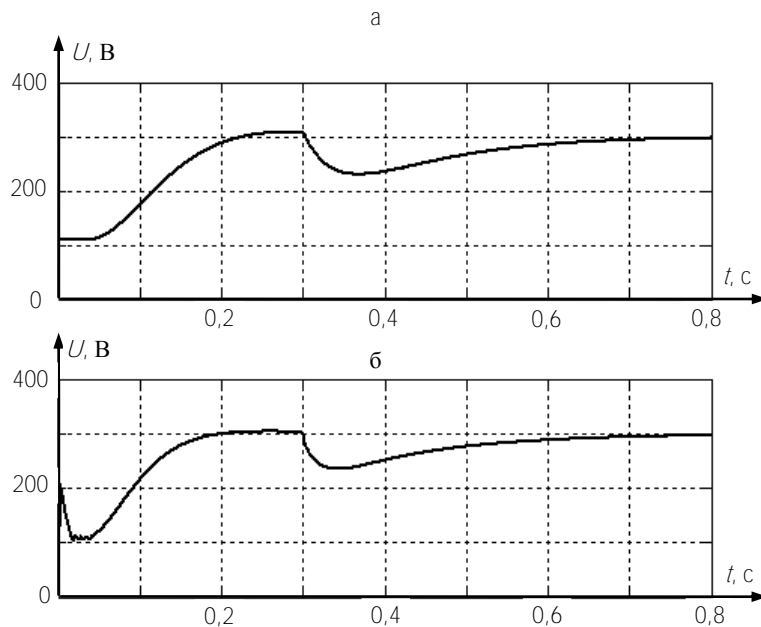


Рис. 5. Диаграммы напряжения в: а – линейной структуре; б – имитационной модели

ВЫВОД

Разработана математическая модель бестрансформаторного повышающего преобразователя постоянного напряжения, работающего в режиме гранично-непрерывного тока. На основании математической модели синтезирована система автоматического управления преобразователем.

Сравнительный анализ результатов компьютерного моделирования для линеаризованной структуры и схемы на силовых элементах показал их идентичность по основным динамическим показателям, что подтверждает истинность разработанной математической модели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миронович, 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.
2. Чети, П. Проектирование ключевых источников электропитания / П. Чети; пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.

Представлена кафедрой электропривода
и автоматизации промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 1.09.2006