

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ПОНИЖАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ИНДУКТИВНОЙ И РЕЗИСТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Кочетков С. А.¹, Шинкарьюк А. Г.², Рассадин Ю. М.³
(ФГБУН Институт проблем управления
им. В.А. Трапезникова РАН, Москва)

Рассматривается задача стабилизации выходного напряжения двухтактного преобразователя. Предполагается, что стабилизатор служит источником питания для индуктивной и резистивной нагрузки, которая может быть описана дифференциальным уравнением с коэффициентами, зависящими от времени. Значение эквивалентных индуктивности и сопротивления неизвестны, но они принадлежат к классу ограниченных функций с несколькими ограничениями, влияние внешней нагрузки описывается как аддитивное возмущение, которое действует на правую часть дифференциального уравнения управляющей установки. С помощью так называемого «вихревого» алгоритма в данной работе разработан синтез управляющего воздействия, который теоретически обеспечивает асимптотическую стабилизацию ошибки выходного напряжения до нуля. Выведены формальные условия для параметров преобразователя и электрической нагрузки. Теоретические результаты могут быть использованы при проектировании прямых преобразователей с желяемыми выходными характеристиками. Предложенная схема управления разработана для дальнейшего использования в электромеханических системах, особенно для управления входным напряжением электроприводов. Результаты моделирования показывают эффективность основного закона управления.

Ключевые слова: понижающий преобразователь напряжения, внешнее возмущение, алгоритм релейного управления, индуктивно-резистивная нагрузка.

1. Введение

Преобразователи напряжения встречаются повсеместно, в каждом электроприборе; они используются как часть источника питания для стабилизации выходного напряжения [4].

¹ Сергей Александрович Кочетков, д.т.н., в.н.с. (kos@ipu.ru).

² Алла Георгиевна Шинкарьюк, м.н.с. (ashinkaryuk@ipu.ru).

³ Юрий Михайлович Рассадин, н.с. (rassadin@ipu.ru).

Каждый понижающий преобразователь напряжения включает в себя индуктор, конденсатор и электронный переключатель, имеющий два стабильных состояния (ВКЛ/ВЫКЛ). В современных устройствах частота переключения может достигать миллионов герц, в зависимости от выходной мощности. Существует несколько схем с постоянной и изменяющейся во времени частотой [4, 11].

Традиционный подход к исследованию, управлению и моделированию силовых преобразователей заключается в рассмотрении только резистивной нагрузки [4, 11], которая в общем случае может изменяться со временем [13]. Такое упрощение удобно для синтеза алгоритмов управления, но в реальной практике редко можно встретить примеры одной лишь резистивной нагрузки.

В данной работе рассмотрена более реальная задача с изменяющейся во времени индуктивной и резистивной нагрузкой понижающего преобразователя постоянного тока в постоянный (DC/DC-преобразователь), как это было предложено в [8]. Этот вид стабилизаторов часто используется для питания различных типов электроприводов. С электрической точки зрения, каждый электропривод – например, двигатель постоянного тока, асинхронный двигатель, синхронный двигатель с постоянными магнитами – может быть описан с помощью электрических цепей с индуктивностями и сопротивлениями. Наиболее полное описание соответствует переменному моменту нагрузки привода, что приводит к изменению сопротивлений и индуктивностей эквивалентной электрической цепи [9, 10]. Таким образом, проблема стабилизации выходного напряжения DC/DC-преобразователя при неизвестной изменяющейся во времени индуктивной и резистивной нагрузке является сложной задачей управления.

2. Постановка задачи

На рис. 1 приведена упрощенная схема управляющей установки. Для обозначения переменных пространства состояний и параметров преобразователя используются следующие символы:

U – входное напряжение; L – индуктор; r – электрическое сопротивление обмотки индуктивности; C – конденсатор; x_1 – ток индуктора; x_2 – выходное напряжение; x_3 – выходной ток; $R_L(t)$ и $L_L(t)$ соответствуют активному и индуктивному сопротивлению эквивалентной выходной электрической цепи; VD – защитный диод, который обеспечивает протекание тока только в правую сторону.

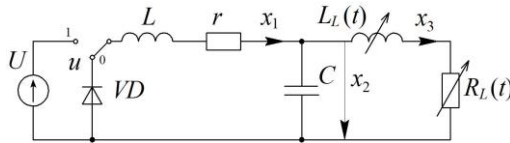


Рис. 1. Упрощенная схема преобразователя

Управляющая установка может быть описана с помощью следующих дифференциальных уравнений [1]:

$$(1) \quad \begin{aligned} \dot{x}_2 &= \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} x_3, \\ \dot{x}_1 &= -\frac{r}{L} x_1 - \frac{1}{L} x_2 + \frac{U}{L} u, \\ \dot{x}_3 &= -\frac{R_L(t) + \dot{L}_L(t)}{L_L(t)} x_3 + \frac{x_2}{L_L(t)}, \end{aligned}$$

где управляющий вход $u(t)$ принимает значения из дискретного множества $u = \{0, 1\}$, $\dot{L}_L(t)$ соответствует действию электродвижущей силы. Для сокращения объема формул далее мы опустим скобки со временем (t) .

В работе вводятся следующие ограничения для параметров и переменных пространства состояний преобразователя.

1. Для функций индуктивности и сопротивления нагрузки можно записать следующие неравенства:

$$(2) \quad \begin{aligned} R_L(t) &\geq R_0, |R_L^{(i)}(t)| \leq R_i, i = 1, 2, \\ L_L(t) &\leq L_0, L_L^{(i)}(t) \leq L_i, i = 1, 2, 3; \end{aligned}$$

где (здесь и далее) $|\cdot|$ – абсолютное значение числа, $R_j = \text{const} > 0$, $j = 0, 1$, $L_j = \text{const} > 0$, $j = 0, 1, \dots, 3$, – известные

константы, $R_L^{(i)}(t)$ и $L_L^{(i)}(t)$ обозначают i -е производные функций $R_L(t)$ и $L_L(t)$ соответственно.

2. Нижняя граница для входного напряжения и верхняя граница для выходного напряжения считаются известными:

$$(3) \quad U \geq U_0, x_{2d} < U_0,$$

где $U_0 = \text{const} > 0$ – известная константа.

3. Используя схематические и аппаратные решения, ток индуктора можно ограничить некоторой желаемой константой и обеспечить следующие соотношения:

$$(4) \quad 0 \leq x_1 \leq x_{1max}, x_{1max} > x_{3max},$$

где x_{3max} – верхняя граница переменной $x_3(t)$.

Задача регулирования напряжения нагрузки описывается следующим образом:

$$(5) \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\bar{x}_2(t)| = 0, \bar{x}_2(t) = x_2(t) - x_{2d},$$

где $x_1(t)$, $x_2(t)$ – измеряемые переменные, $x_{2d} = \text{const} > 0$ – желаемая величина напряжения нагрузки.

Для краткости мы будем рассматривать пример с нулевыми начальными условиями. Предполагается, что внешняя нагрузка подключена к выходу преобразователя с начального момента времени t_0 :

$$(6) \quad x_1 t_0 = x_2(t_0) = x_3(t_0) = 0.$$

3. Синтез закона управления

Эквивалентная электрическая схема установки управления и выходной цепи имеет главную особенность: ее постоянные времени, зависящие от величин конденсатора, индуктора и индуктивности и сопротивления нагрузки, существенно отличаются. Это означает, что ток индуктора может быть рассмотрен как быстрое управляющее воздействие, обеспечивающее стабилизацию выходного напряжения при изменяющихся во времени параметрах выходной цепи. Таким образом, принцип разделения движения может быть использован для синтеза закона управления [6] в условиях проблемы несогласованных возмущений [15], что соответствует поставленной задаче.

Перепишем уравнения управляющей установки с учетом выходной ошибки:

$$(7) \quad \begin{aligned} \dot{\bar{x}}_2 &= \bar{x}_1, \\ \dot{x}_1 &= -\frac{r}{L}\bar{x}_1 - \frac{1}{LC}\bar{x}_2 - \frac{1}{LC}x_{2d} + \frac{U}{LC}u + \xi(t), \end{aligned}$$

$$\text{где } \bar{x}_1 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{C}x_3, \quad \xi(t) = -\frac{\dot{x}_3}{C} - \frac{r}{LC}x_3.$$

Учитывая то, что электронный переключатель имеет два стабильных состояния, закон управления может быть реализован на основе «вихревого» алгоритма [2, 3] в виде:

$$(8) \quad u = \frac{1}{2}[1 - \text{sign}(\bar{x}_2)].$$

Уравнения замкнутой системы можно записать в соответствии с (7)–(8):

$$(9) \quad \begin{aligned} \dot{\bar{x}}_2 &= \bar{x}_1, \\ \dot{\bar{x}}_1 &= -\frac{r}{L}\bar{x}_1 - \frac{\bar{x}_2}{LC} - \frac{x_{2d}}{LC} + \frac{U}{2LC}[1 - \text{sign}(\bar{x}_2)] + \xi(t). \end{aligned}$$

Для дальнейшего анализа необходимо ввести ограничения для переменных пространства состояний $x_2(t)$, $x_3(t)$ и их производных:

$$(10) \quad \begin{aligned} 0 \leq x_2(t) \leq x_{2max}, \quad & -\dot{x}_{2min} \leq \dot{x}_2(t) \leq \dot{x}_{2max}; \\ -\ddot{x}_{2min} \leq \ddot{x}_2(t) \leq \ddot{x}_{2max}, \quad & -\dot{x}_{3min} \leq \dot{x}_3(t) \leq \dot{x}_{3max}; \\ -\ddot{x}_{3min} \leq \ddot{x}_3(t) \leq \ddot{x}_{3max}, \quad & \forall t \geq t_0, \end{aligned}$$

где левая и правая часть каждого неравенства – некоторые константы.

Учитывая (1), (2)–(4) и (7), для $x_2(t)$ и его производной будут верны следующие оценки, поскольку $x_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, – положительные величины:

$$(11) \quad \begin{aligned} x_{2min} &= 0, \quad x_{2max} = x_{2d} + \Delta; \\ \dot{x}_{2min} &= \frac{x_{3max}}{C}, \quad \dot{x}_{2max} = \frac{x_{1max}}{C}; \\ \ddot{x}_{2min} &= \frac{rx_{1max} + x_{2max}}{LC} + \frac{\dot{x}_{3max}}{C}, \quad \ddot{x}_{2max} = \frac{U}{LC} + \frac{\dot{x}_{3min}}{C}, \end{aligned}$$

где $\Delta = \text{const} > 0$ будет введена при анализе переходного процесса.

Проведя сопоставления в (11), можно получить следующие ограничения:

$$(12) \quad |\dot{x}_2(t)| \leq \frac{x_{1\max}}{C}, \quad |\ddot{x}_2(t)| \leq \frac{U}{LC} + \frac{\dot{x}_{3\max}}{C}.$$

Уравнения для первой и второй производной от $x_3(t)$ могут быть получены из (1):

$$(13) \quad \begin{aligned} \ddot{x}_3 &= \frac{1}{L_L} [-(R_L + 2\dot{L}_L)\dot{x}_3 + \dot{x}_2 - (\dot{R}_L + \ddot{L}_L)x_3], \\ \ddot{x}_3 &= \frac{1}{L_L} [-(R_L + 3\dot{L}_L)\ddot{x}_3 + \ddot{x}_2 - (2\dot{R}_L + 3\ddot{L}_L)\dot{x}_3] - \frac{(\ddot{R}_L + \ddot{\ddot{L}}_L)}{L_L} x_3, \end{aligned}$$

где, в соответствии с (1), (5), (13), начальные условия $\dot{x}_3(t_0)$, $\ddot{x}_3(t_0)$ равны нулю:

$$(14) \quad \dot{x}_3(t_0) = \ddot{x}_3(t_0) = 0.$$

Чтобы обеспечить внутреннюю устойчивость переменных в подсистеме (11), для сопротивления и индуктивности нагрузки с учетом (2) должно выполняться следующее неравенство:

$$(15) \quad R_0 > 3L_1.$$

Используя метод вариации произвольных величин [5], общие решения для тока нагрузки и двух его производных могут быть записаны из (1), (10)–(11) в виде:

$$(16) \quad \begin{aligned} x_3(t) &= e^{-\varphi_1(t)} \int_{t_0}^t \frac{e^{\varphi_1(\tau)} x_2(\tau)}{L_L(\tau)} d\tau; \\ \ddot{x}_3(t) &= e^{-\varphi_3(t)} \int_{t_0}^t \frac{e^{\varphi_3(\tau)} [\ddot{x}_2 - (2\dot{R}_L + 3\ddot{L}_L)\dot{x}_3]}{L_L(\tau)} d\tau - \\ &\quad - e^{-\varphi_3(t)} \int_{t_0}^t \frac{e^{\varphi_3(\tau)} (\ddot{R}_L + \ddot{\ddot{L}}_L)x_3(\tau)}{L_L(\tau)} d\tau, \end{aligned}$$

где $\dot{\phi}_1(t) = \frac{R_L(t) + \dot{L}_L(t)}{L_L(t)}$, $\dot{\phi}_2(t) = \frac{R_L(t) + 2\dot{L}_L(t)}{L_L(t)}$, $\dot{\phi}_3(t) = \frac{R_L(t) + 3\dot{L}_L(t)}{L_L(t)}$.

С учетом (2) и (11) запишем верхнее ограничение для переменной $x_3(t)$ из первого соотношения в (13):

$$\begin{aligned} x_3(t) &= e^{-\phi_1(t)} \int_{t_0}^t \frac{e^{\phi_1(\tau)} x_2(\tau)}{L_L(\tau)} d\tau \leq \\ (17) \leq x_{2max} e^{-\phi_1(t)} \int_{t_0}^t \frac{e^{\phi_1(\tau)}}{R_L(\tau) + \dot{L}_L(\tau)} d[\phi_1(\tau)] &\leq \\ \leq \frac{x_{2max}}{R_0 - L_1} [1 - e^{-\phi_1(t) + \phi_1(t_0)}] &\leq \frac{x_{2max}}{R_0 - L_1} = x_{3max}, \end{aligned}$$

где $\dot{\phi}_1(\tau)$ – производная функции $\phi_1(\tau)$ по переменной τ .

В соответствии с (13), ограничения для переменных \dot{x}_3 , $\ddot{x}_3(t)$ могут быть получены аналогичным образом:

$$\begin{aligned} (18) \quad |\dot{x}_3(t)| &\leq \frac{\dot{x}_{2max} + (R_1 + L_2)x_{3max}}{R_0 - 2L_1}; \\ |\ddot{x}_3(t)| &\leq \frac{\ddot{x}_{2max} + (2R_1 + 3L_2)\dot{x}_{3max} + (R_2 + L_3)x_{3max}}{R_0 - 3L_1}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \dot{x}_{3max} &= \mu_{11}x_{1max} + \mu_{12}x_{2max}; \\ \ddot{x}_{3max} &= \mu_{21}U + \mu_{22}x_{1max} + \mu_{23}x_{2max}; \\ \mu_{11} &= \frac{1}{C(R_0 - 2L_1)}, \quad \mu_{12} = \frac{R_1 + L_2}{(R_0 - L_1)(R_0 - 2L_1)}; \\ \mu_{21} &= \frac{1}{LC(R_0 - 3L_1)}, \quad \mu_{22} = \left(\frac{1}{R_0 - 3L_1} + \frac{C(2R_1 + 3L_2)}{R_0 - 3L_1} \right) \frac{1}{C^2(R_0 - 2L_1)}, \\ \mu_{23} &= \left[\frac{(R_2 + L_3)}{R_0 - 3L_1} + \frac{[1/C + (2R_1 + 3L_2)](R_1 + L_2)}{(R_0 - 3L_1)(R_0 - 2L_1)} \right] \frac{1}{(R_0 - L_1)}. \end{aligned}$$

Используя оценки (17)–(18), можно записать неравенства для возмущения $\xi(t)$ и его производной:

$$\begin{aligned} (19) \quad \bar{\mathcal{E}}_1 &= \left(\frac{L}{C(R_0 - 3L_1)} + \frac{L(2R_1 + 3L_2)}{R_0 - 3L_1} + r \right) \frac{1}{C(R_0 - 2L_1)}, \\ \bar{\mathcal{E}}_2 &= \left(\frac{L(R_2 + L_3)}{R_0 - 3L_1} + \frac{[1/C + (2R_1 + 3L_2)]L(R_1 + L_2)}{(R_0 - 3L_1)(R_0 - 2L_1)} + \frac{r(R_1 + L_2)}{R_0 - 2L_1} \right) \frac{1}{R_0 - L_1}. \end{aligned}$$

Теорема 1. Пусть для параметров регулятора и переменных состояния и параметров рассматриваемой системы выполняются следующие неравенства:

$$(20) \quad M^+ - \Sigma > 0, M^- - \Sigma > 0, R_0 > 3L_1; \\ M^- - \Sigma - \frac{\bar{\Sigma}}{\alpha} > 0, M^+ - \Sigma - \frac{\bar{\Sigma}}{\alpha} > 0, \frac{1}{LC} - \frac{r^2}{4L^2} > 0,$$

где $M^- = \frac{x_{2d}}{LC}, \quad M^+ = \frac{U_0 - x_{2d}}{LC}, \quad \alpha = \frac{r}{2L}, \quad \Delta = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{x_{1\max}}{\Delta_1 + \sqrt{\Delta_1^2 + 1 - 2\varepsilon}},$

$$\Delta_1 = \frac{x_{2d}(1-\varepsilon)}{x_{1\max}} \sqrt{\frac{C}{L}} - \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{R_0 - 2L_1} \text{ в (11) и (19).}$$

Тогда ошибка выходного напряжения системы (9) асимптотически сходится к нулю во времени. Доказательство теоремы аналогично изложенному в [10].

4. Моделирование

Для численного примера выберем следующие параметры управляющей установки: $L = 1 \cdot 10^{-5}$ Н; $C = 4 \cdot 10^{-4}$ Ф; $r = 0,3$ Ом. Входное напряжение – $U \geq 30$ В. Желаемое выходное напряжение $x_{2d} = 24$ В.

Внешняя нагрузка описывается индуктивно-резистивной цепью со следующими изменяющимися во времени функциями сопротивления и индуктивности

$$(21) \quad R(t) = 8 + 2 \sin(100t) + 3 \sin(200t) \text{ Ом}, \\ L_L(t) = (2 - 1,5 \cos(300t)) \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Для выбора параметров регулятора оцениваются следующие константы:

$$(22) \quad R_0 = 3 \text{ Ом}; R_1 = 500 \text{ Ом/с}; R_2 = 5 \cdot 10^4 \text{ Ом/с}^2; \\ L_1 = 0,45 \text{ Гн/с}; L_2 = 135 \text{ Гн/с}^2; L_3 = 40500 \text{ Гн/с}^3.$$

Принимая во внимание (4), можно выбрать верхнюю границу для тока индуктора следующим образом: $0 \leq x_1 \leq 15$ А.

Кроме того, для констант из теоремы 1 на базе (19)–(20) можно сделать следующие вычисления:

$$\alpha = 1,5 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}; M^- = 6 \cdot 10^9 \text{ В/(Н·Ф)}; M^+ = 1,5 \cdot 10^9 \text{ В/(Н·Ф)}; \\ \Sigma = 7,537 \cdot 10^8 \text{ В/(Н·Ф)}; \bar{\Sigma} = 1,071 \cdot 10^{13} \text{ В/(Н·Ф·с)}.$$

Результаты этого эксперимента показаны на рис. 2–4. Видно, что ошибка на выходе для меньшего шага интегрирования меньше, чем для другого (см. рис. 3). Меньший шаг интегрирования соответствует более высокой частоте переключения силового преобразователя. Таким образом, частота переключения должна быть выбрана как можно выше с учетом потерь мощности в коммутаторе. С теоретической точки зрения, согласно теореме 1, частота переключения стремится к бесконечности, при этом выходная ошибка уменьшается до нуля. Таким образом, инженеры должны знать это ограничение закона управления без знака.

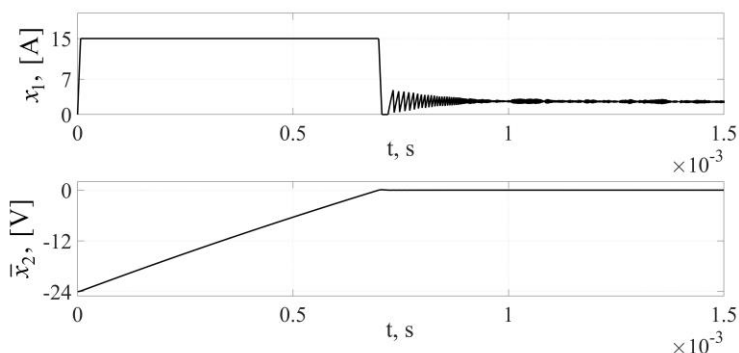
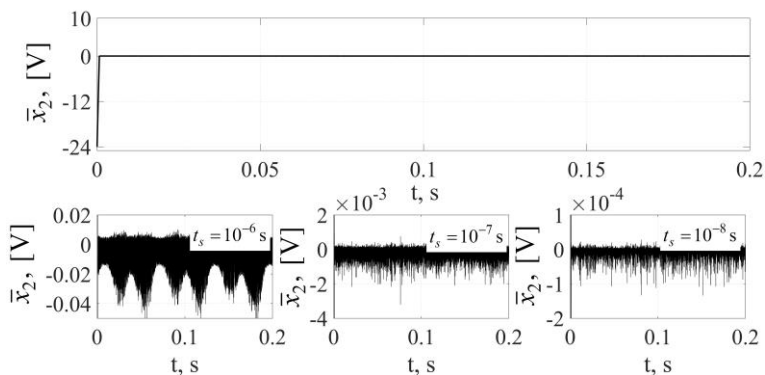


Рис.2 Реакция на переходные процессы в системе



*Рис.3 Ошибка установившегося режима
при разных шагах интегрирования*

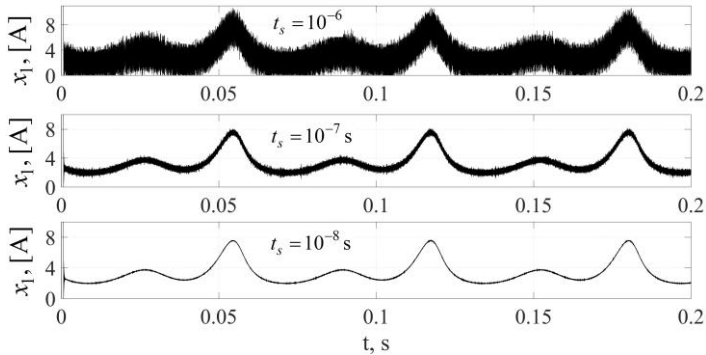


Рис.4 Графики тока при различном шаге интегрирования

5. Заключение

Разработан новый алгоритм управления полупроводниковым понижающим преобразователем. Предполагалось, что влияние внешней нагрузки может быть описано дифференциальными уравнениями с неизвестными переменными коэффициентами определенного класса. Доказана асимптотическая сходимость выходного напряжения к желаемому уровню. Практическая реализация разработанного алгоритма и адаптация полученного закона управления для использования с преобразователями с широтно-импульсной модуляцией являются проблемными задачами для будущих исследований.

Литература

1. ДЕМИРЧЯН К.С., НЕЙМАН Л.Р., КОРОВКИН Н.В., ЧЕЧУРИН В.Л. *Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 1.* – Санкт-Петербург: «Питер», 2004. – 445 с.
2. КОЧЕТКОВ С.А., УТКИН В.А. *Инвариантность в системах с несогласованными возмущениями // Автоматика и телемеханика* – 2013. – №7. – С. 46–83.

3. КОЧЕТКОВ С.А., УТКИН В.А. *Обеспечение инвариантности за счет создания колебательных режимов* // Доклады Академии наук – 2013. – Т. 452, №6. – С. 611–618.
4. РОМАШ Э.М., ДРАБОВИЧ Д.И., ЮРЧЕНКО Н.Н., ШЕВЧЕНКО П.Н. *Высокочастотные транзисторные преобразователи*. – М.: «Радио и связь», 1988. – 288 с.
5. ПИСКУНОВ Н.С. *Дифференциальное и интегральное исчисления*. – М.: «Мир», 1969.
6. УТКИН В. А. *Инвариантность и автономность в системах с разделяемыми движениями* // Автоматика и телемеханика. – 2001. – №11. – С. 73–94.
7. ФИЛИППОВ А.Ф. *Дифференциальные уравнения с разрывной правой частью*. – М.: Наука, 1985. – 255 с.
8. IBARRA L., BASTIDA H., PONCE P., MOLINA A. *Robust control for buck voltage converter under resistive and inductive varying load* // 13th Int. Conference on Power Electronics (CIPE). – 20-23 June 2016, Guanajuato, Mexico.
9. КОЧЕТКОВ С.А., КРАСНОВА С.А., УТКИН В.А., ВЕРШИНИН Ю.А. *Tracking Problem for Induction Electric Drive under Influence of Unknown Perturbation* // IFAC-PapersOnLine. – 2017. – Vol. 50, No. 1. – P. 9790–9795.
10. LEONHARD W. *Control of Electrical Drives*. – Berlin: Springer-Verlag, 1990.
11. PRIEWASSER R., AGOSTINELLI M., UNTERRIEDER C., MARSILI S., HUEMER M. *Modeling, control, and implementation of DC–DC converters for variable frequency operation* // IEEE transactions on power electronics. – 2014. – Vol. 29, No. 1. – P. 287–301.
12. SABANOVIC A., SABANOVIC N., OHNISHI K. *Sliding Mode in Power Converters and Motion Control Systems* // Int. J. Control. – 1993. – Vol. 57, No. 5. – P. 1237–1259.
13. TAN S.-C., LAI Y.M., TSE C.K. *General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters* // IEEE transactions on power electronics. – 2008. – Vol. 55, No. 3. – P. 1160–1174.
14. УТКИН В.И. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. – London: Taylor and Francis, 2009.

15. WONHAM W.M. *Linear Multivariable Control: A Geometric Approach*. – New York: Springer Verlag, 1974.

A CONTROL ALGORITHM FOR BUCK CONVERTER UNDER INDUCTIVE AND RESISTIVE LOAD

Sergey Kochetkov, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of RAS, Moscow, Doct.Sc., leading researcher (kos@ipu.ru).

Yury Rassadin, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of RAS, Moscow (rassadin@ipu.ru).

Alla Shinkaryuk, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of RAS, Moscow (ashinkaryuk@ipu.ru).

Abstract: The problem of the output voltage stabilization of buck converter is considered in the paper. It is assumed, that the stabilizer serves as power supply for inductive and resistive load, which can be described by differential equation with time-varying coefficients. The value of the equivalent inductance and resistance are unknown, but they belong to the class of bounded functions with several bounded derivatives with known bounds. According to these bounds, the influence of the external load is described as additive disturbance, which excites the right hand side of the differential equation of the control plant. By using the, so-called, “vortex” algorithm, the control input synthesis is developed in the paper, which theoretically provides asymptotical stabilization of the output voltage error to zero. The formal conditions for the parameters of the converter and the electrical load are derived. The theoretical results may be used for designing of the buck converters with the desired output characteristics. The proposed control scheme is developed for further usage in the electromechanical systems, especially for control of the input voltage of the electric drives. The simulation results show the efficiency of the basic control law.

Keywords: buck converter, external disturbance, relay control algorithm, inductive-resistive load.

УДК 62.05
ББК 31.211