

А. А. Бобцов¹, д-р техн. наук, проф., bobtsov@mail.ru,
Р. Ортега², д-р техн. наук, проф., romeo.ortega@itam.mx,
Н. А. Николаев¹, канд. техн. наук, доц., nikona@yandex.ru,
О. В. Слита¹, канд. техн. наук, доц., o-slita@yandex.ru,

О. А. Козачёк¹, магистрант, oakozachek@mail.ru, Ч. Ван¹, бакалавр, 2459020885@qq.com,

¹ Университет ИТМО, г. Санкт-Петербург,

² Instituto Tecnológico Autónomo de México, México

Оценка переменных состояния математической модели конвертора Чука с частично неизвестными параметрами*

Рассматривается задача синтеза наблюдателя переменных состояния для математической модели импульсного преобразователя напряжения постоянного тока, построенного по схеме Чука. Импульсные преобразователи являются одним из основных компонентов большинства современных электротехнических устройств, и предложенная Слободаном Чуком схема в 70-е годы двадцатого столетия до сих пор является востребованной и актуальной. Традиционно в качестве алгоритма управления преобразователями мощности используют ПИ (пропорционально-интегральные) регуляторы или пропорционально-интегральный адаптивный алгоритм управления (PI-PVC), базирующийся на методах пассивификации и превосходящий стандартные ПИ регуляторы по точности. Однако для построения PI-PVC-регулятора требуется знать весь вектор переменных состояния преобразователя, и более того, все его параметры должны быть точно известны. К сожалению, на практике такие допущения не выполняются, поскольку возможен параметрический дрейф, а измерения состояния преобразователя требуют дополнительной сенсорики, что в ряде случаев себя не оправдывает. Таким образом, возникает необходимость в разработке дополнительных наблюдателей или устройств оценки, которые позволяют получать данные обо всех переменных преобразователя, а также его параметрах.

В данной статье предлагается новый подход к синтезу наблюдателя переменных состояния преобразователя Чука, базирующийся на методе ГРЕВО (обобщенный наблюдатель, основанный на оценке параметров). Задача решена в предположении, что измерению доступен только выходной сигнал, а именно, выходное напряжение преобразователя, но часть параметров математической модели преобразователя предполагаются неизвестными. Важным аспектом синтеза наблюдателя является разработка алгоритма оценки неизвестных параметров и вектора состояния математической модели, обеспечивающего сходимость за конечное время. Сходимость за конечное время крайне важна при синтезе наблюдателей, поскольку переходные процессы в импульсных преобразователях происходят очень быстро.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, наблюдатель, оценка за конечное время, идентификация параметров, линейная система с переменными параметрами

Введение

Импульсные преобразователи мощности в настоящее время являются важным компонентом большинства электротехнических устройств. Задача построения импульсных преобразователей далеко не нова, так, например, схема импульсного преобразователя, рассматриваемого в данной работе, была предложена Слободаном Чуком в 70-е годы прошлого столетия [1]. За прошедшее с того момента время развивались и схемотехнические решения пре-

образователей, опирающиеся на совершенствование элементной базы, и решения, направленные на развитие алгоритмов управления коммутирующим устройством импульсного преобразователя. В настоящее время существует несколько вариантов как схемотехнического построения импульсных преобразователей напряжения, так и алгоритмов управления, используемых в преобразователях [2].

Несмотря на то, что преобразователь Чука известен достаточно давно, интерес исследователей к нему не угасает как в России [3–5], так и за рубежом [6–8]. В данной работе рассматривается преобразователь Чука [9], электрическая схема которого приведена на рис. 1.

*Статья подготовлена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, грант 2019-0898.

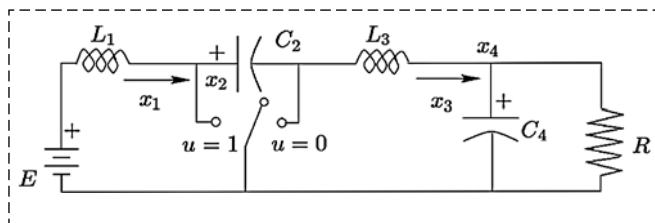


Рис. 1. Электрическая схема преобразователя Чука
Fig. 1. The circuit of the Čuk converter

Управление данным преобразователем осуществляется путем подачи управляющего сигнала на коммутирующий элемент, которым может являться, например, полевой транзистор. Большинство импульсных преобразователей управляются с помощью классического пропорционально-интегрального регулятора, при этом в случае правильной настройки параметров данный регулятор обеспечивает приемлемое качество работы преобразователя. Однако непрерывно растущие требования к качеству работы преобразователя в широком диапазоне изменения параметров модели накладывают и более высокие требования на регулятор. Так, например, в качестве алгоритма управления может быть использован пропорционально-интегральный адаптивный алгоритм управления (PI-РВС), базирующийся на пассивации (см., например, [10–13]). Для построения PI-РВС-регулятора необходимы измерения всего вектора состояния, при этом доступной измерению является только выходная переменная. Таким образом, для построения регулятора необходимо разработать алгоритм оценки переменных состояния преобразователя. Задача синтеза такого наблюдателя при условии, что измеряется только выходная переменная и часть параметров математической модели является неизвестными, и решается в настоящей работе.

Постановка задачи

Рассмотрим математическую модель преобразователя Чука, соответствующую схеме, приведенной на рис. 1. В математической модели учтены паразитные значения активных сопротивлений катушек индуктивности:

$$\begin{aligned} L_1 \dot{x}_1 &= -r_1 x_1 - (1-u)x_2 + E; \\ C_2 \dot{x}_2 &= (1-u)x_1 + ux_3; \\ L_3 \dot{x}_3 &= -ux_2 - r_2 x_3 - x_4; \\ C_4 \dot{x}_4 &= x_3 - \frac{1}{r_L} x_4; \\ y &= x_4, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{x} \in R^{4 \times 1}$ — вектор состояния; x_1 — ток через катушку индуктивности L_1 ; x_2 — напряжение на конденсаторе C_2 ; x_3 — ток через катушку индуктивности L_3 ; x_4 — напряжение на конденсаторе C_4 ; E — напряжение питания; r_1 — активное сопротивление катушки индуктивности L_1 ; r_2 — активное сопротивление катушки индуктивности L_3 ; r_L — сопротивление нагрузки; $u \in (0, 1)$ — управляющее воздействие; y — выходная переменная, доступная измерению. Предполагается, что величины r_2 и r_L являются неизвестными.

Перепишем модель (1) в векторно-матричной форме:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_0(t)\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{E}; \quad (2)$$

$$y = \mathbf{C}^T \mathbf{x}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{A}_0(t) = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & -\frac{(1-u)}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{(1-u)}{C_2} & 0 & \frac{u}{C_2} & 0 \\ 0 & -\frac{u}{L_3} & -\frac{r_2}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_4} & -\frac{1}{r_L C_4} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

В данной работе ставится задача синтеза наблюдателя, формирующего оценки переменных состояния преобразователя при условии, что измеряется только выходная переменная и часть параметров математической модели (r_2 и r_L) неизвестны, при этом алгоритм оценки должен обеспечивать выполнение целевого условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) = 0. \quad (4)$$

Синтез наблюдателя

Нетрудно видеть, что модель вида (2), (3) является линейной системой с переменными параметрами. Традиционным решением для построения наблюдателя является фильтр Калмана—Бьюси [14]. Хорошо известно, что фильтр Калмана—Бьюси генерирует экспоненциально сходящиеся оценки состояния системы при условии, что пара $(\mathbf{C}(t), \mathbf{A}_0(t))$ полностью наблюдаема. Однако по условиям задачи величины r_2

и r_L являются неизвестными, и фильтр Калмана—Бьюси не может быть применен.

В данной работе для синтеза наблюдателя используется обобщенный подход к синтезу, основанный на оценке параметров (GPЕВО — generalized parameter estimation-based observer) [15].

Рассмотрим уравнение для $\dot{x}_4$ из системы (1):

$$\dot{x}_4 = \frac{x_3}{C_4} - \frac{1}{r_L C_4} x_4,$$

тогда x_3 можно записать в виде

$$x_3 = \frac{1}{r_L} x_4 + C_4 \dot{x}_4 = \frac{1}{r_L} y + C_4 \dot{y}.$$

Подставим последнее равенство в уравнение для $\dot{x}_3$ из (1). Тогда получаем

$$\dot{x}_3 = -\frac{u}{L_3} x_2 - \frac{r_2}{L_3} \left(\frac{1}{r_L} y + C_4 \dot{y} \right) - \frac{1}{L_3} x_4.$$

Таким образом, систему вида (1) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{-r_1}{L_1} x_1 - \frac{(1-u)}{L_1} x_2 + \frac{E}{L_1}; \\ \dot{x}_2 &= \frac{(1-u)}{C_2} x_1 + \frac{u}{C_2} x_3; \\ \dot{x}_3 &= \frac{-u}{L_3} x_2 - \frac{r_2}{L_3} \left(\frac{1}{r_L} y + C_4 \dot{y} \right) - \frac{1}{L_3} x_4; \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{C_4} x_3 - \frac{1}{C_4 r_L} y; \\ y &= x_4 \end{aligned} \quad (5)$$

или в компактной векторно-матричной форме:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x} + \boldsymbol{\theta}_1 y + \boldsymbol{\theta}_2 \dot{y} + \mathbf{B}\mathbf{E}; \quad (6)$$

$$y = \mathbf{C}^T \mathbf{x}, \quad (7)$$

где $\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & -\frac{(1-u)}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{(1-u)}{C_2} & 0 & \frac{u}{C_2} & 0 \\ 0 & -\frac{u}{L_3} & 0 & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_4} & 0 \end{bmatrix};$

$$\boldsymbol{\theta}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{r_2}{L_3 r_L} \\ -\frac{1}{C_4 r_L} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\theta}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{r_2 C_4}{L_3} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, легко видеть, что задача синтеза наблюдателя для системы (1) эквивалентна задаче синтеза наблюдателя для системы (6), (7).

Утверждение 1.

Рассмотрим динамическую систему, описываемую уравнениями (6), (7). Тогда наблюдатель вида

$$\hat{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\xi} - \boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\Omega}_1 \boldsymbol{\theta}_1 + \boldsymbol{\Omega}_2 \boldsymbol{\theta}_2, \quad (8)$$

где

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{B}\mathbf{E}; \quad (9)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}}_1 = \mathbf{A}\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{I}y; \quad (10)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}}_2 = \mathbf{M} + \mathbf{I}\dot{y}; \quad (11)$$

$$\dot{\mathbf{M}} = \mathbf{A}\boldsymbol{\Omega}_2; \quad (12)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Phi}}(t) = \mathbf{A}\boldsymbol{\Phi}(t), \quad \boldsymbol{\Phi}(0) = \mathbf{I}; \quad (13)$$

$$\dot{\mathbf{Y}} = -\lambda \mathbf{Y} + \lambda \mathbf{m}q; \quad (14)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}} = -\lambda \boldsymbol{\Omega} + \lambda \mathbf{m}\mathbf{m}^T; \quad (15)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}_i = \gamma_i \Delta(\mathbf{Y} - \Delta \hat{\boldsymbol{\Theta}}_i), \quad (16)$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица размера 4×4 ; $\boldsymbol{\Omega}_1$, $\boldsymbol{\Omega}_2$ — квадратные матрицы размера 4×4 ; $\lambda > 0$, $\gamma_i > 0$, $i = 1...7$, совместно с

$$\mathbf{Y} = \text{adj}(\boldsymbol{\Omega}); \quad (17)$$

$$\Delta = \det(\boldsymbol{\Omega}), \quad (18)$$

обеспечивают ограниченность всех сигналов в системе и выполнение целевого условия (4).

Доказательство.

Рассмотрим уравнение ошибки

$$\mathbf{e} = \boldsymbol{\xi} - \mathbf{x} + \boldsymbol{\Omega}_1 \boldsymbol{\theta}_1 + \boldsymbol{\Omega}_2 \boldsymbol{\theta}_2. \quad (19)$$

Продифференцируем уравнение (19) по времени. Тогда для производной $\dot{\mathbf{e}}$ можно записать:

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\boldsymbol{\xi}} - \dot{\mathbf{x}} + \dot{\boldsymbol{\Omega}}_1 \boldsymbol{\theta}_1 + \dot{\boldsymbol{\Omega}}_2 \boldsymbol{\theta}_2. \quad (20)$$

Подставим в выражение (20) уравнения (6), (9)—(12). Тогда получим

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= \mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{B}\mathbf{E} - \mathbf{A}\mathbf{x} - \boldsymbol{\theta}_1 y - \boldsymbol{\theta}_2 \dot{y} - \\ &- \mathbf{B}\mathbf{E} + (\mathbf{A}\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{I}y)\boldsymbol{\theta}_1 + (\mathbf{A}\boldsymbol{\Omega}_2 + \mathbf{I}\dot{y})\boldsymbol{\theta}_2; \quad (21) \\ \dot{\mathbf{e}} &= \mathbf{A}\mathbf{e}. \end{aligned}$$

Найдем решение уравнения $\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e}$:

$$\mathbf{e}(t) = \boldsymbol{\Phi}(t)\boldsymbol{\theta}; \quad \dot{\boldsymbol{\Phi}}(t) = \mathbf{A}\boldsymbol{\Phi}(t); \quad \boldsymbol{\Phi}(0) = \mathbf{I},$$

где $\boldsymbol{\theta} = \mathbf{e}_0$ — начальные условия; $\boldsymbol{\Phi}(t)$ — фундаментальная матрица [16, 17].

Таким образом, вектор состояния модели (6) можно выразить из уравнения (19) как

$$\mathbf{x} = \xi - \Phi(t)\theta + \Omega_1\theta_1 + \Omega_2\theta_2. \quad (22)$$

Однако непосредственно из соотношения (22) оценку вектора состояния системы (6), (7) получить нельзя, так как в (22) содержатся неизвестные постоянные параметры θ , θ_1 , θ_2 . Поэтому для того, чтобы получить оценки вектора состояния, необходимо найти неизвестные постоянные параметры θ , θ_1 , θ_2 .

Сформируем линейную регрессионную модель. Умножим левую и правую части последнего уравнения на $\mathbf{C}^T$ и получим

$$y = \mathbf{C}^T\xi - \mathbf{C}^T\Phi(t)\theta + \mathbf{C}^T\Omega_1\theta_1 + \mathbf{C}^T\Omega_2\theta_2. \quad (23)$$

На основе уравнения (23) запишем линейную регрессионную модель

$$q_1 = \mathbf{m}_1^T\Theta_1, \quad (24)$$

где $q_1 = y - \mathbf{C}^T\xi$; $\mathbf{m}_1^T = [-\mathbf{C}^T\Phi \quad \mathbf{C}^T\Omega_1 \quad \mathbf{C}^T\Omega_2]$; $\Theta_1 = [\theta \quad \theta_1 \quad \theta_2]^T$.

Рассмотрим уравнение (24). Отметим, что часть элементов векторов неизвестных параметров θ_1 и θ_2 являются нулевыми, следовательно, нет необходимости их оценивать.

Рассмотрим уравнение (23). Вычислим последние два слагаемых:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^T\Omega_1\theta_1 &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]\Omega_1 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{r_2}{L_3 r_L} \\ -\frac{1}{C_4 r_L} \end{bmatrix} = \\ &= [\Omega_1(4,3) \quad \Omega_1(4,4)] \begin{bmatrix} \theta_1(3,1) \\ \theta_1(4,1) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где $\Omega_1(4,3)$, $\Omega_1(4,4)$, $\theta_1(3,1)$ и $\theta_1(4,1)$ — соответствующие элементы матрицы Ω_1 и вектора θ_1 ;

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^T\Omega_2\theta_2 &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]\Omega_2 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{r_2 C_4}{L_3} \\ 0 \end{bmatrix} = \\ &= \Omega_2(4,3)\theta_2(3,1), \end{aligned}$$

где $\Omega_2(4,3)$ и $\theta_2(3,1)$ — соответствующие элементы матрицы Ω_2 и вектора θ_2 .

Теперь исходную регрессионную модель (24) можно переписать в виде

$$q = \mathbf{m}^T\Theta, \quad (25)$$

где $q = y - \mathbf{C}^T\xi$; $\mathbf{m}^T = [-\mathbf{C}^T\Phi \quad \Omega_1(4,3) \quad \Omega_1(4,4) \quad \Omega_2(4,3)]$; $\Theta = [\theta \quad \theta_1(3,1) \quad \theta_1(4,1) \quad \theta_2(3,1)]^T$.

Таким образом, необходимо найти семь неизвестных параметров линейной регрессионной модели (25).

В данной работе используются методы GREBO и динамического расширения регрессора и смешивания (DREM — dynamic regressor extension and mixing [18]). Поэтому выполним следующие преобразования:

$$\mathbf{m}q = \mathbf{m}\mathbf{m}^T\Theta. \quad (26)$$

Если применить к последнему выражению фильтр вида $\frac{\lambda}{p + \lambda}$, где λ — положительный коэффициент; p — оператор дифференцирования, то получим, что

$$\mathbf{Y} = \Omega\Theta, \quad (27)$$

где функции $\mathbf{Y}$ и Ω определяются с соответствия с дифференциальными уравнениями (14) и (15) или в виде передаточных функций $\mathbf{Y} = \frac{\lambda}{p + \lambda}\mathbf{m}q$ и $\Omega = \frac{\lambda}{p + \lambda}\mathbf{m}\mathbf{m}^T$.

Умножим левую и правую часть равенства (27) на присоединенную матрицу ($\text{adj}(\Omega)$):

$$\Delta\Theta = \Upsilon, \quad (28)$$

где $\mathbf{Y}$ и Δ определяются в соответствии с соотношениями (17) и (18), а именно $\Upsilon = \text{adj}(\Omega)\mathbf{Y}$, $\Delta = \det(\Omega)$.

Очевидно, что оценку параметров Θ регрессионной модели (28) можно выполнить с помощью градиентного алгоритма [19] вида

$$\hat{\Theta}_i = \gamma_i \Delta (\Upsilon - \Delta \hat{\Theta}_i). \quad (29)$$

В этом случае алгоритм оценки переменных состояния системы (6) может быть записан следующим образом:

$$\hat{\mathbf{x}} = \xi - \Phi(t)\hat{\theta} + \Omega_1\hat{\theta}_1 + \Omega_2\hat{\theta}_2, \quad (30)$$

$$\text{где } \hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \hat{\theta}_2 \\ \hat{\theta}_3 \\ \hat{\theta}_4 \end{bmatrix}; \quad \hat{\theta}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \hat{\theta}_5 \\ \hat{\theta}_6 \end{bmatrix}; \quad \hat{\theta}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \hat{\theta}_7 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Утверждение доказано.

Для обеспечения сходимости оценок параметров (29) за конечное время используем алгоритм, предложенный в работе [20]:

$$\Theta_{FCT} = \frac{1}{1 - \omega_c} (\hat{\Theta} - \omega_c \hat{\Theta}(0)),$$

где $\omega_c = \begin{cases} \omega, & \text{если } \omega < 1 - \mu; \\ 1 - \mu, & \text{если } \omega \geq 1 - \mu, \end{cases}$

$\dot{\omega} = -\gamma \Delta^2 \omega, \quad \omega(0) = 1.$

Тогда оценка переменных состояния системы (6) за конечное время может быть выполнена следующим образом:

$$\hat{\mathbf{x}}_{FCT} = \xi - \Phi(t) \hat{\Theta}_{FCT} + \Omega_1 \hat{\Theta}_{1FCT} + \Omega_2 \hat{\Theta}_{2FCT},$$

где $\hat{\Theta}_{FCT} = \begin{bmatrix} \Theta_{1FCT} \\ \Theta_{2FCT} \\ \Theta_{3FCT} \\ \Theta_{4FCT} \end{bmatrix}; \hat{\Theta}_{1FCT} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Theta_{5FCT} \\ \Theta_{6FCT} \end{bmatrix}; \hat{\Theta}_{2FCT} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Theta_{7FCT} \\ 0 \end{bmatrix}.$

Результаты моделирования

Параметры импульсного преобразователя, использованные при моделировании, приведены в табл. 1.

При моделировании использовался фильтр вида $\frac{100\lambda}{p + \lambda}$, начальные условия $\mathbf{x}(0) = [0,5 \ 10 \ -1 \ -12]^T$;

$\xi(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, моделирование проводилось для разных значений параметров $\gamma_i = 10^9, 10^{10}, 10^{11}$.

Так как начальные условия вектора ξ были выбраны нулевыми, то оценки $\Theta_{FCT}(1, 1), \Theta_{FCT}(2, 1), \Theta_{FCT}(3, 1), \Theta_{FCT}(4, 1)$ являются оценками начальных условий $x_1(0), x_2(0), x_3(0), x_4(0)$ соответственно, и оценки $\Theta_{FCT}(5, 1), \Theta_{FCT}(6, 1), \Theta_{FCT}(7, 1)$ — оценками постоянных параметров $\theta_1(3,1) = -\frac{r_2}{L_3 r_L}, \theta_1(4,1) = -\frac{1}{C_4 r_L}$ и $\theta_2(3,1) = -\frac{r_2 C_4}{L_3}$

Параметры системы
System parameters

Название	Обозначение	Значение
Входное напряжение	$E, \text{ В}$	12
Паразитное сопротивление	$r_1, \text{ Ом}$	1,7
Паразитное сопротивление	$r_2, \text{ Ом}$	1,7
Сопротивление нагрузки	$r_L, \text{ Ом}$	20
Индуктивность	$L_1, \text{ мГн}$	10
Индуктивность	$L_3, \text{ мГн}$	10
Емкость	$C_2, \text{ мкФ}$	22
Емкость	$C_4, \text{ мкФ}$	22

соответственно. Очевидно, что после получения оценок параметров $\Theta_{FCT}(5, 1), \Theta_{FCT}(6, 1), \Theta_{FCT}(7, 1)$ можно однозначно определить значения неизвестных параметров математической модели r_2 и r_L .

Результаты моделирования приведены на рис. 2—12. На рис. 2—8 приведены результаты оценки неизвестных параметров, на рис. 9—12 приведены результаты оценки переменных состояния.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что оценка параметров и оценки переменных состояния выполняются с нулевой установившейся ошибкой.

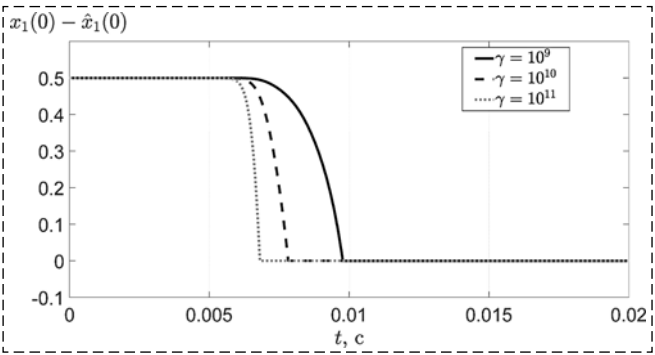


Рис. 2. Ошибка $x_1(0) - \Theta_{FCT}(1, 1)$
Fig. 2. The error $x_1(0) - \Theta_{FCT}(1, 1)$

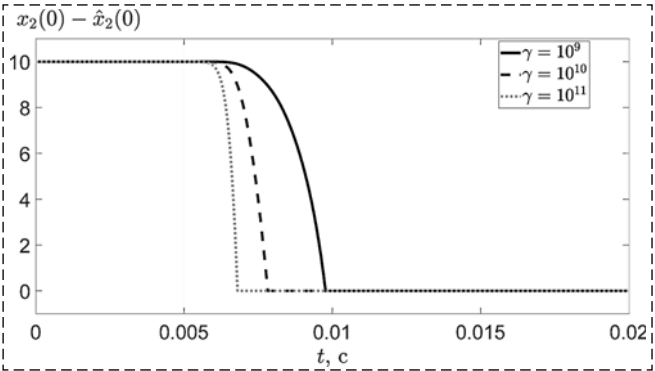


Рис. 3. Ошибка $x_2(0) - \Theta_{FCT}(2, 1)$
Fig. 3. The error $x_2(0) - \Theta_{FCT}(2, 1)$

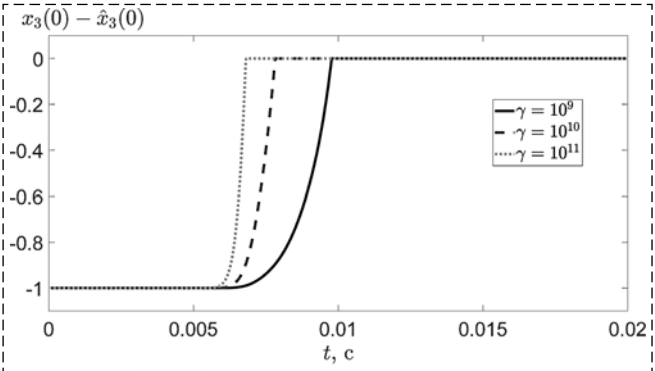


Рис. 4. Ошибка $x_3(0) - \Theta_{FCT}(3, 1)$
Fig. 4. The error $x_3(0) - \Theta_{FCT}(3, 1)$

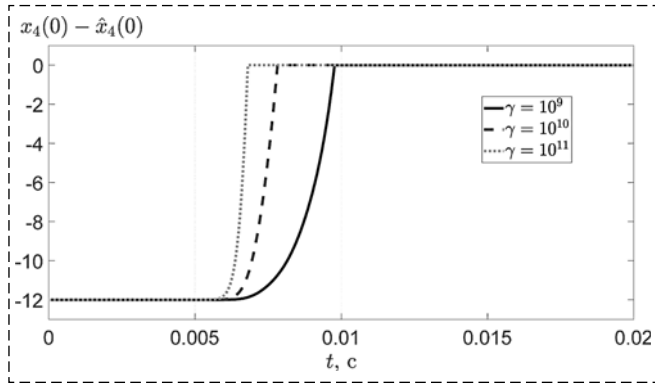


Рис. 5. Ошибка $x_4(0) - \hat{x}_4(0)$
Fig. 5. The error $x_4(0) - \hat{x}_4(0)$

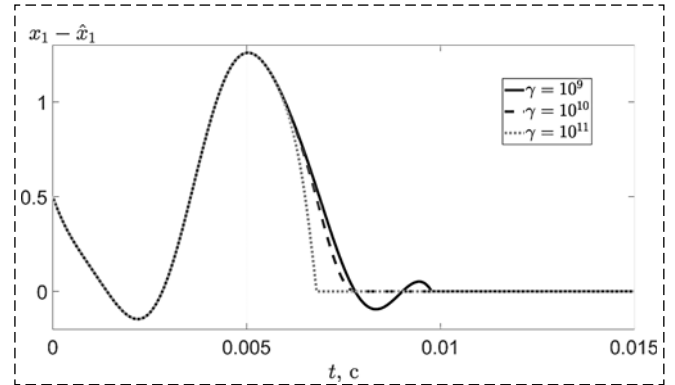


Рис. 9. Ошибка $x_1 - \hat{x}_1$
Fig. 9. The error $x_1 - \hat{x}_1$

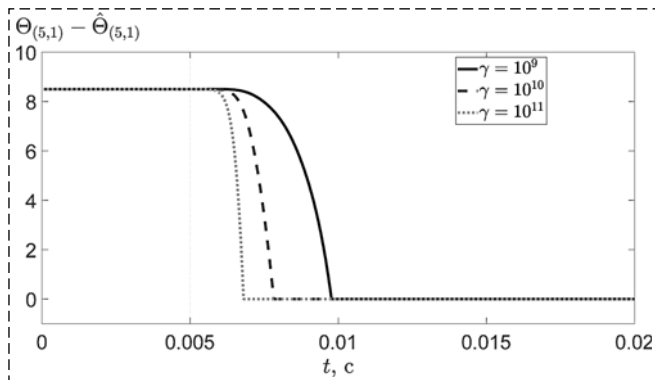


Рис. 6. Ошибка $\theta_1(3, 1) - \Theta_{FCT}(5, 1)$
Fig. 6. The error $\theta_1(3, 1) - \Theta_{FCT}(5, 1)$

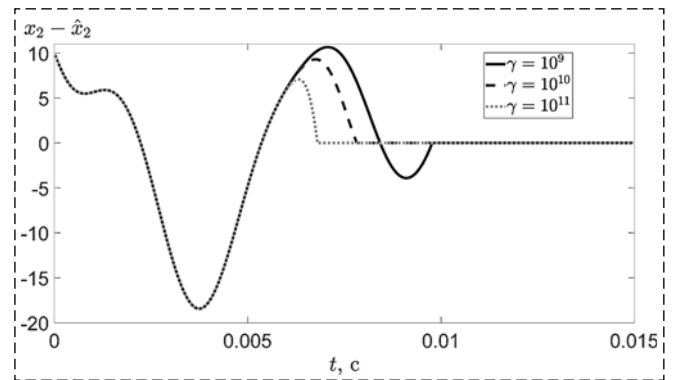


Рис. 10. Ошибка $x_2 - \hat{x}_2$
Fig. 10. The error $x_2 - \hat{x}_2$

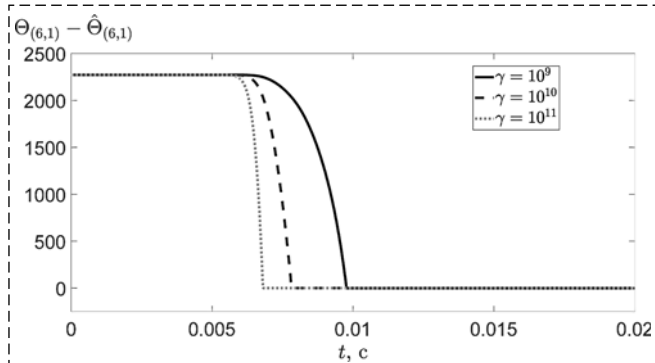


Рис. 7. Ошибка $\theta_1(4, 1) - \Theta_{FCT}(6, 1)$
Fig. 7. The error $\theta_1(4, 1) - \Theta_{FCT}(6, 1)$

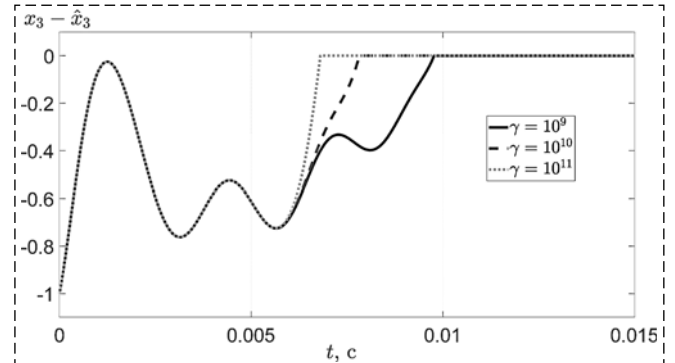


Рис. 11. Ошибка $x_3 - \hat{x}_3$
Fig. 11. The error $x_3 - \hat{x}_3$

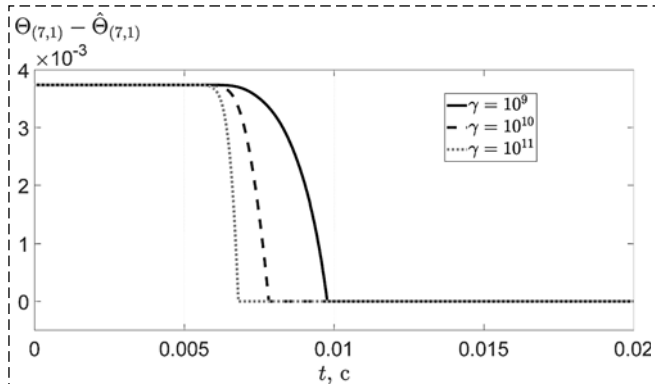


Рис. 8. Ошибка $\theta_2(3, 1) - \Theta_{FCT}(7, 1)$
Fig. 8. The error $\theta_2(3, 1) - \Theta_{FCT}(7, 1)$

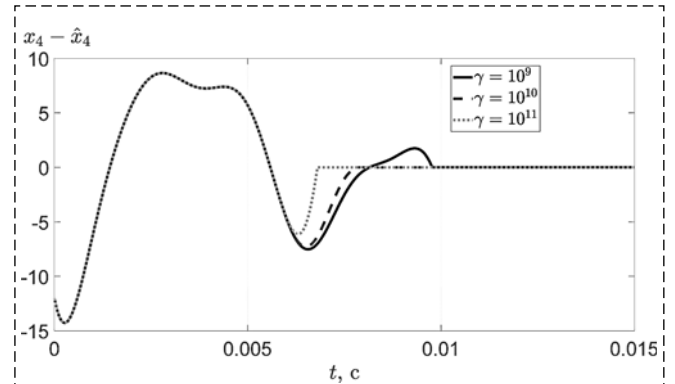


Рис. 12. Ошибка $x_4 - \hat{x}_4$
Fig. 12. The error $x_4 - \hat{x}_4$

Закключение

В статье предложен наблюдатель состояния для математической модели, описывающей динамику импульсного преобразователя напряжения, собранного по схеме Чука. Задача решена в предположении, что измеряется только выходная переменная, и часть параметров математической модели преобразователя являются неизвестными постоянными величинами. Результаты математического моделирования иллюстрируют работоспособность предложенного алгоритма.

Список литературы

1. Cuk S., Middlebrook R. D. A new optimum topology switching DC-to-DC converter // IEEE Power Electronics Specialists Conference. 1977. P. 160—179. doi:10.1109/PESC.1977.7070814.
2. Rosa A. H.R., Morais L. M.F., Fortes G. O., Selemé Júnior S. I. Practical considerations of nonlinear control techniques applied to static power converters: A survey and comparative study // International Journal of Electrical Power and Energy Systems. 2021. Vol. 127, N. 106545.
3. Коршунов А. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Чука // Силовая электроника. 2017. № 4. С. 60—66.
4. Коршунов А. Стабилизация выходного напряжения преобразователя Чука // Силовая электроника. 2017. Т. 5. № 68. С. 80—85.
5. Коршунов А. И. Особенности стабилизации напряжения постоянного тока с помощью преобразователя Чука // Практическая силовая электроника. 2017. № 4 (68). С. 2—9.
6. Tuvár B. B., Ayalani M. H. Analysis of a Modified Interleaved Non-Isolated Cuk Converter with wide range of load Variation and reduced Ripple content // 3rd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI). 2019. P. 406—411. doi:10.1109/ICOEI.2019.8862665.
7. Rakshit S., Maity J. Fuzzy Logic Controlled Ćuk Converter // International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP). 2018. P. 0771—0775. doi:10.1109/ICCSP.2018.8524168.

8. Ilman S. M., Dahono A., Prihambodo M. A. K., Putra B. A. Y., Rizqiawan A., Dahono P. A. Analysis and Control of Modified DC-DC Cuk Converter // 2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS). 2019. P. 1—6. doi:10.1109/ICHVEPS47643.2019.9011054.
9. Ortega R., Loria A., Nicklasson P. J., Sira-Ramirez H. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical and electromechanical applications. Springer. 1998. 542 p.
10. Perez M., Ortega R., Espinoza J. Passivity-based PI control of switched power converters // IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2004. Vol. 12, N. 6. P. 881—890.
11. Dissanayake A. M., Eknelligoda N. C. Adaptive passivity based control of DC-DC power electronic converters // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 2019. P. 2984—2988.
12. Vasca F., Xiannelli L. Dynamics and Control of Switched Electronic Systems. Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters. Springer. 2012. 492 p.
13. Hernandez-Gomez M., Ortega R., Lamnabhi-Lagarigue F., Escobar G. Adaptive PI Stabilization of Switched Power Converters // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2009. Vol. 18, N. 3. P. 688—698.
14. Kalman, R. E., Bucy, R. S. New results in linear filtering and prediction theory // Journal of Basic Engineering. 1961. Vol. 83. P. 95—108.
15. Ortega R., Bobtsov A., Nikolaev N., Schiffer J., Dochain D. Generalized parameter estimation-based observers: Application to power systems and chemical—biological reactors // Automatica. 2021. Vol. 129, N. 109635.
16. Rugh W. Linear systems theory. 1996. NJ, USA. Prentice Hall. 596 p.
17. Дударенко Н. А., Нуйя О. С., Сержантова М. В., Слита О. В., Ушаков А. В. Математические основы теории систем: лекционный курс и практикум. Санкт-Петербург. НИУ ИТМО, 2014. 292 с.
18. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkina A. Performance enhancement of parameter estimators via dynamic regressor extension and mixing // IEEE Transactions on Automatic Control. 2017. Vol. 62, N. 7. P. 3546—3550.
19. Sastry S., Bodson M. Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness. New Jersey: Prentice-Hall, 1989. 377 p.
20. Ortega R., Gerasimov D. N., Barabanov N. E., Nikiforov V. O. Adaptive control of linear multivariable systems using dynamic regressor extension and mixing estimators: removing the high-frequency gain assumptions. 2019. Automatica. Vol. 110, N. 108589.

Estimation of State Variables in the Ćuk Converter Mathematical Model with Partially Unknown Parameters

A. A. Bobtsov¹, bobtsov@mail.ru, R. Ortega², romeo.ortega@itam.mx, N. A. Nikolaev¹, nikona@yandex.ru, O. V. Slita¹, o-slita@yandex.ru, O. A. Kozachek¹, oakozachek@mail.ru, C. Wang¹, 2459020885@qq.com

¹ ITMO University, Saint-Petersburg, 197101, Russian Federation,

² Instituto Tecnológico Autónomo de México, México

Corresponding author: Bobtsov A. A., Dr. Sci., Professor,
ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, e-mail: bobtsov@mail.ru

Accepted on May 21, 2021

Abstract

In this paper the solution was proposed for the state variables estimation problem in the mathematical model of the DC switch-mode power converter built according to the Ćuk scheme. Pulse converters are one of the main components of most modern electrical devices and the circuit proposed by Slobodan Ćuk in the 70s of the 20th century is still relevant and demanded. Traditionally, PI (proportional-integral) controllers or proportional-integral adaptive control algorithm

(PI-PBC), based on passification methods and superior to standard PI controllers in accuracy, are used as the control algorithm for power converters. However, you need to know the entire vector of the state variables of the converter to build a PI-PBC controller, and moreover, all its parameters must be accurately known. Unfortunately, in practice, such assumptions are not fulfilled, since parametric drifting is possible, and measurements of the converter's state require additional sensors, which in some cases does not justify itself. Thus, there is a need to develop additional observers or estimators that allow obtaining data on all variables of the converter, as well as its parameters. The solution is based on the GPEBO method (generalized parameter estimation-based observers). The problem was solved under assumption that only the output signal (the output voltage of the converter) is measurable and some of the mathematical model parameters are unknown. An important aspect of the observer design is the development of an algorithm for unknown parameters and the state vector of a mathematical model estimation that ensures convergence in a finite time. Finite-time convergence is extremely important when designing observers since transients in pulse converters occur very quickly.

Keywords: switch-mode converter, observer, finite-time estimation, parameters identification, linear system with variable parameters

Acknowledgements: This paper is partially supported by the Ministry of Science and Higher Education of Russian Federation, passport of goszadanie no. 2019-0898.

For citation:

Bobtsov A. A., Ortega R., Nikolaev N. A., Slita O. V., Kozachek O. A., Wang C. Estimation of State Variables in the Ćuk Converter Mathematical Model with Partially Unknown Parameters, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2021, vol. 22, no. 9, pp. 451–458.

DOI: 10.17587/mau.22.451-458

References

1. Cuk S., Middlebrook R. D. A new optimum topology switching DC-to-DC converter, *EEE Power Electronics Specialists Conference*, 1977. pp. 160–179, doi:10.1109/PESC.1977.7070814.
2. Rosa A. H.R., Morais L. M.F., Fortes G. O., Seleme Júnior S. I. Practical considerations of nonlinear control techniques applied to static power converters: A survey and comparative study, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2021, vol. 127, no. 106545.
3. Korshunov A. I. DC voltage pulse converter according to Cuk's scheme, *Silovaya Electronica*, 2017, no. 4, pp. 60–66 (in Russian).
4. Korshunov A. I. Stabilization of the output voltage of the Cuk converter. *Silovaya Electronica*, 2017, vol. 5, no. 68, pp. 80–85 (in Russian).
5. Korshunov A. I. Features of DC voltage stabilization using a Cuk converter // *Practicheskaya Silovaya Electronica*, 2017, no. 4 (68), pp. 2–9 (in Russian).
6. Tuvay B. B., Ayalani M. H. Analysis of a Modified Interleaved Non-Isolated Cuk Converter with wide range of load Variation and reduced Ripple content, *3rd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, 2019, pp. 406–411, doi:10.1109/ICOEI.2019.8862665.
7. Rakshit S., Maity J. Fuzzy Logic Controlled Ćuk Converter, *International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, 2018, pp. 0771–0775, doi:10.1109/ICCSP.2018.8524168.
8. Ilman S. M., Dahono A., Priambodo M. A. K., Putra B. A. Y., Rizqiawan A., Dahono P. A. Analysis and Control of Modified DC-DC Cuk Converter, *2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)*, 2019, pp. 1–6, doi:10.1109/ICHVEPS47643.2019.9011054.
9. Ortega R., Loria A., Nicklasson P. J., Sira-Ramirez H. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical and electromechanical applications, Springer, 1998, 542 p.
10. Perez M., Ortega R., Espinoza J. Passivity-based PI control of switched power converters, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, 2004, vol. 12, no. 6, pp. 881–890.
11. Dissanayake A. M., Ekneligoda N. C. Adaptive passivity based control of DC-DC power electronic converters, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2019, pp. 2984–2988.
12. Vasca F., Xlannelli L. Dynamics and Control of Switched Electronic Systems. Advanced Perspectives for Modeling, Simulation and Control of Power Converters, Springer, 2012, 492 p.
13. Hernandez-Gomez M., Ortega R., Lamnabhi-Lagarigue F., Escobar G. Adaptive PI Stabilization of Switched Power Converters, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2009, vol. 18, no. 3, pp. 688–698.
14. Kalman R. E., Bucy R. S. New results in linear filtering and prediction theory, *Journal of Basic Engineering*, 1961, vol. 83, pp. 95–108.
15. Ortega R., Bobtsov A., Nikolaev N., Schiffer J., Dochain D. Generalized parameter estimation-based observers: Application to power systems and chemical–biological reactors, *Automatica*, 2021, vol. 129, no. 109635.
16. Rugh W. Linear systems theory, NJ, USA, Prentice Hall, 1996, 596 p.
17. Dudarenko N. A., Nuya O. S. Serzhantova M. V., Slita O. V., Ushakov A. V. Mathematical basics of system theory: lectures and practice task, Saint-Petersburg NIU ITMO, 2014, 292 p. (in Russian).
18. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Performance enhancement of parameter estimators via dynamic regressor extension and mixing, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, vol. 62, no. 7, pp. 3546–3550.
19. Sastry S., Bodson M. Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness, New Jersey, Prentice-Hall, 1989, 377 p.
20. Ortega R., Gerasimov D. N., Barabanov N. E., Nikiforov V. O. Adaptive control of linear multivariable systems using dynamic regressor extension and mixing estimators: removing the high-frequency gain assumptions, *Automatica*, 2019, vol. 110, no. 108589.