УДК 621.375

Ю.Н. Тановицкий, Т.Ф. Халиляев, Г.А. Кобзев, Д.А. Савин

Импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа с регулированием по обоим фронтам и адаптивной обратной связью

Рассматривается задача построения стабилизатора напряжения понижающего типа с минимально возможной продолжительностью переходных процессов, достижимой при заданной фиксированной частоте преобразования. Цель достигается путем управления по обоим фронтам, а также благодаря адаптивной настройке коэффициентов обратных связей. Показано, что в случае отработки стабилизатора малых возмущений длительность переходного процесса может быть сокращена вплоть до одного такта (периода преобразования).

Ключевые слова: понижающий стабилизатор напряжения, широтно-импульсная модуляция, адаптивное управление.

Динамику стабилизированного преобразователя понижающего типа описывают дифференциальными или разностными уравнениями. При этом инерционными элементами являются индуктивность и конденсатор фильтра. Понижающий импульсный преобразователь содержит реактивные элементы фильтра, ключ и диод, которые находятся либо в замкнутом, либо в разомкнутом состояниях, а моменты коммутаций определяются широтно-импульсным модулятором (ШИМ). Система уравнений, описывающая данный преобразователь, является нелинейной и склонна к проявлениям нелинейной динамики, таким как неединственность устойчивых состояний; хаос; бифуркации, проявляющиеся при изменении параметров [1].

К внешним параметрам стабилизированных преобразователей относятся напряжение первичного источника, которое является входным напряжением для преобразователя, и сопротивление нагрузки. Внешние параметры могут изменяться в широких пределах. Если зафиксировать внутренние параметры, то каждому набору внешних параметров будут соответствовать определенные показатели качества. Основные показатели качества стабилизаторов определяются на установившихся состояниях, к ним относят коэффициент стабилизации, выходное дифференциальное сопротивление источника [2]. Кроме того, вблизи установившихся состояний можно определить еще один важный показатель – продолжительность переходного процесса в малом, который будет характеризовать скорость подавления малых возмущений, возникающих от источника питания или от нагрузки. Значительное изменение внешних параметров повлечет изменение показателей качества, которые также изменятся значительно – иногда в разы. В свою очередь, показатели качества зависят от коэффициентов обратных связей регулятора. Из-за изменения внешних параметров системы питания с ШИМ имеют «зоны срыва» – режимы функционирования на субгармониках или в зоне хаоса. Или же имеют заниженные коэффициенты обратных связей с целью сохранять устойчивость на основной частоте преобразования, что также приводит к ухудшению показателей качества. Основной путь улучшения показателей качества стабилизаторов современная индустрия связывает с ростом частоты преобразования. Однако слишком высокая частота преобразования может оказаться нежелательной в мощных преобразователях из-за роста коммутационных потерь, скин-эффекта и радиопомех. Существует и другой путь поддержания высокого качества выходного напряжения – адаптация коэффициентов обратных связей регулятора к изменениям внешних параметров. В работе [3] авторами был предложен алгоритм адаптации путем расчета коэффициентов обратной связи однотактного стабилизатора понижающего типа, в котором управление производится либо только по фронту, либо только по спаду, позволяющих достичь длительности переходного процесса в малом, равной двум периодам ШИМ. В работе [4] предложенный алгоритм был обобщен на стабилизаторы других типов с управлением только по фронту или только по спаду импульса. В настоящей работе, опираясь на результаты [4], рассматриваются возможности дальнейшей минимизации продолжительности переходного процесса за счет управления по обоим фронтам. Разницу в способах формирования управляющих импульсов модулятора иллюстрирует рис. 1.

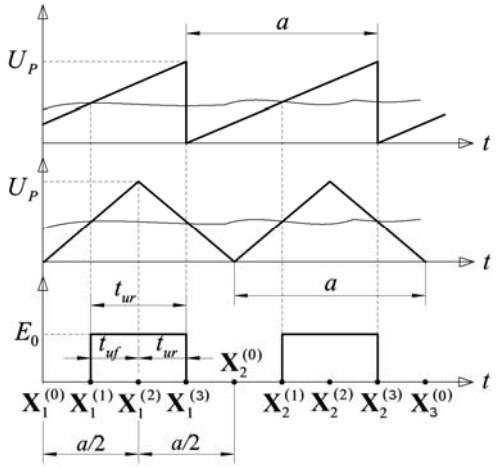

Рис. 1. Различие при формировании импульсов при управлении только по одному фронту и по обоим фронтам

Схема понижающего стабилизированного преобразователя с адаптивным управлением изображена на рис. 2 [5].

Силовая часть преобразователя состоит из электронного ключа *K*, диода *VD*, дросселя *L* и конденсатора *C*. Обратная связь вводится как по выходному напряжению, так и по току емкости, причем коэффициенты обратной связи для управления фронтом и спадом импульса различны. Коэффициенты, управляющие фронтом α_f, β_f и спадом импульса α_r, β_r, могут изменяться микропроцессором (МП), который, получая данные о состоянии входного напряжения E_0, о сопротивлении нагрузки R_n, о токе в цепи емкости i_C, о значении задающего напряжения U_y, вычисляет такие коэффициенты по предлагаемому далее алгоритму, а также вводит поправочные напряжения смещения U'_f, U'_r.

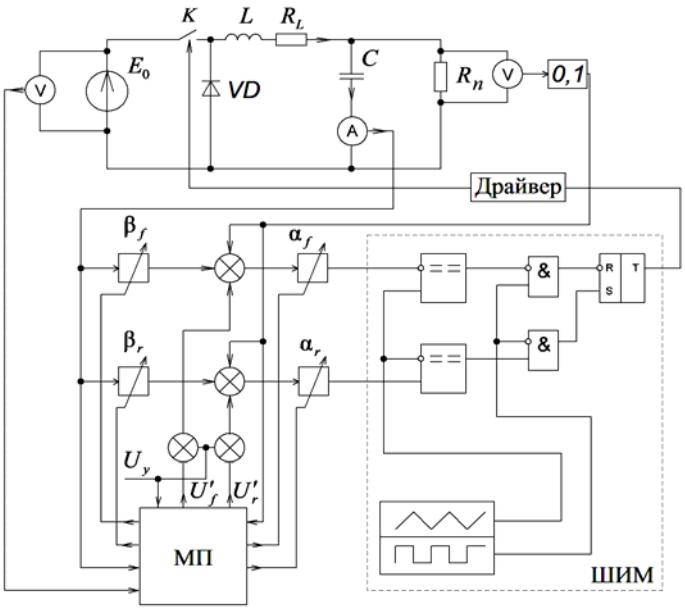

Рис. 2. Схема понижающего стабилизированного преобразователя с адаптивным управлением

Система уравнений силовой части такая же, как в [1]:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\cdot\mathbf{X} + \mathbf{B}\cdot K_f(\mathbf{X},t), \qquad (1)$$

где $\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ – вектор переменных состояния ($x_1 \equiv i_L$ – ток в индуктивности; $x_2 \equiv U_н$ – напряжение на нагрузке):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C\cdot R_n} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}_S = -\mathbf{A}^{-1}\cdot\mathbf{B},$$

$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix}$; *t* – время; функция $K_f(\mathbf{X},t)$ принимает два значения: 1 – когда ключ *K* замкнут и 0 – когда разомкнут. Период работы ШИМ равен *a*. Рассмотрение процессов в силовой части преобразователя внутри периода ШИМ удобно разделить на два интервала: от *t* = 0 до *a*/2 и от *a*/2 до *a* (см. рис. 1). В этом случае к преобразователю оказываются применимы подходы и методы, изложенные в [4]. Наиболее важным для рассматриваемого преобразователя случаем функционирования является режим с непрерывным током дросселя, поскольку такому режиму чаще всего соответствует номинальная нагрузка. Анализ в случае режима прерывистого тока можно выполнить аналогично. Поэтому далее рассматривается только режим с непрерывным током дросселя.

Введем переменные: $z = \frac{t_u}{a}$ – отношение длительности импульса к периоду (коэффициент заполнения); $z_f = \frac{t_{uf}}{a}$ – коэффициент заполнения первого полупериода с фронтом; $z_r = \frac{t_{ur}}{a}$ – коэффициент заполнения первого полупериода со спадом импульса. Отметим, что $z = z_f + z_r$. Обозначим также значения вектора состояния $\mathbf{X}_k^{(m)}$, *m* = 0, 1, 2, 3 – значение вектора переменных состояния в моменты времени внутри периода согласно рис. 1, *k* = 1, 2,… – номер периода. Далее, если верхний индекс опущен, он равен нулю. Система (1) при $K_f = 1$ и $K_f = 0$ является линейной и имеет соответствующие известные аналитические решения:

$$\mathbf{X}_{Kf=1}(t)=e^{\mathbf{A}\cdot t}(\mathbf{X}(0)-\mathbf{X}_S)+\mathbf{X}_S,\ \mathbf{X}_{Kf=0}(t)=e^{\mathbf{A}\cdot t}\mathbf{X}(0)\,. \tag{2}$$

Сшивая такие решения на интервале от t=0 до a/2, находим

$$\mathbf{X}_1^{(2)}=e^{\mathbf{A}\cdot a(1-z_f)/2}(e^{\mathbf{A}\cdot a\cdot z_f/2}\mathbf{X}_1^{(0)}-\mathbf{X}_S)+\mathbf{X}_S\,, \tag{3}$$

а сшивая от $t = a/2$ до a:

$$\mathbf{X}_2^{(0)}=e^{\mathbf{A}\cdot a\cdot(1-z_r)/2}\cdot(e^{\mathbf{A}\cdot a\cdot z_r/2}(\mathbf{X}_1^{(2)}-\mathbf{X}_S)+\mathbf{X}_S)\,. \tag{4}$$

В режимах без насыщения ШИМ, когда коэффициент заполнения $z\neq 0$ и $z\neq 1$ момент коммутации возникает, когда разность напряжений на входах компаратора равна нулю. Уравнения для напряжения на входе компаратора для определения фронта импульса:

$$\xi_f(z)=\alpha_f\cdot(U_y-\mathbf{C}_f\cdot\mathbf{X}(a\cdot z))-U_P\cdot z\,,\ \xi_f(z_f)=0\,, \tag{5}$$

где α_f – коэффициент усиления пропорционального корректирующего звена; $\mathbf{C}_f$ – матрица строка, содержащая коэффициенты суммирования по переменным состояния.

Аналогичное уравнение для определения спада импульса:

$$\xi_r(z)=\alpha_r\cdot(U_y-\mathbf{C}_r\cdot\mathbf{X}(a\cdot z))-U_P\cdot z\,,\ \xi_r(z_r)=0\,. \tag{6}$$

Регулятор создается таким образом, чтобы микропроцессор мог изменять компоненты $\mathbf{C}_f$ и $\mathbf{C}_r$, зависящие от коэффициентов обратных связей по току емкости β_f, β_r и α_f, α_r.

Систему уравнений (3)–(6), позволяющую по известному состоянию на начало периода $\mathbf{X}_k^{(0)}$ определить состояние в конце периода $\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}$, называют отображением Пуанкаре [6].

Пусть $\varepsilon(t)=\mathbf{X}(t)-\mathbf{X}_C(t)$, или $\varepsilon_k=\varepsilon(t=k\cdot a)=\mathbf{X}_k-\mathbf{X}_C$, где ε_k – возмущенное движение в начале k-го такта ШИМ, которое равно разности вектора переменных состояния в начале k-го такта ШИМ и установившегося решения $\mathbf{X}_C$. Тогда динамику возмущенного движения в малом можно описать уравнением

$$\varepsilon_{k+1}=\mathbf{F}\cdot\varepsilon_k\,, \tag{7}$$

где $\mathbf{F}$ – фундаментальная матрица [6]. То есть уравнение (7) является линеаризованной моделью отображения Пуанкаре, позволяющей прогнозировать изменение динамики произвольного малого возмущенного движения. Поскольку большую часть времени стабилизатор функционирует при малых отклонениях от стационарного состояния, то модель (7) удобно использовать для целей адаптации. Фундаментальная матрица $\mathbf{F}$ характеризует устойчивость и продолжительность переходных процессов в малом. Выражение для фундаментальной матрицы удобнее всего получить аналитически, продифференцировав отображение Пуанкаре:

$$\mathbf{F}=\frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}(\mathbf{X}_k^{(0)})}{d\mathbf{X}_k^{(0)}}=\frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}(\mathbf{X}_k^{(2)}(\mathbf{X}_k^{(0)}))}{d\mathbf{X}_k^{(0)}}=\frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}(\mathbf{X}_k^{(2)})}{d\mathbf{X}_k^{(2)}}\cdot\frac{d\mathbf{X}_k^{(2)}(\mathbf{X}_k^{(0)})}{d\mathbf{X}_k^{(0)}}=\mathbf{F}_r\cdot\mathbf{F}_f\,, \tag{8}$$

где матрицы $\mathbf{F}_r$ и $\mathbf{F}_f$:

$$\begin{aligned}
&\mathbf{F}_r=\frac{d\mathbf{X}_k^{(2)}}{d\mathbf{X}_k^{(0)}}=e^{a\cdot\mathbf{A}}+\mathrm{diag}(\mathbf{W}_r)\cdot\mathbf{U}\cdot\mathrm{diag}(\mathbf{S}_r),\\
&\mathbf{W}_r\ =\ -a\cdot\mathbf{A}\cdot e^{a\cdot\mathbf{A}\cdot\gamma_L}\mathbf{X}_s,\mathbf{S}_r=\frac{dz_r}{d\mathbf{X}_k^{(0)}},\\
&\mathbf{F}_f=\frac{d\mathbf{X}_{k+1}^{(0)}}{d\mathbf{X}_k^{(2)}}=e^{a\cdot\mathbf{A}}+\mathrm{diag}(\mathbf{W}_f)\cdot\mathbf{U}\cdot\mathrm{diag}(\mathbf{S}_f),\\
&\mathbf{W}_f\ =\ -a\cdot\mathbf{A}\cdot e^{a\cdot\mathbf{A}\cdot(1-\gamma_L)}\mathbf{X}_s,\mathbf{S}_f=\frac{dz_f}{d\mathbf{X}_k^{(2)}}.
\end{aligned} \tag{9}$$

Здесь $\mathbf{W}_r$ и $\mathbf{S}_r$, $\mathbf{W}_f$ и $\mathbf{S}_f$ – одностолбцовые матрицы. Индексы r или f указывают либо на то, что матрица рассчитывается на интервале, содержащем либо фронт (f), либо спад импульса (r); diag – оператор диагонализации; $\mathbf{U}$ – квадратная матрица размерности 2×2, все элементы которой единицы.

Компоненты векторов $\mathbf{S}_f$, $\mathbf{S}_r$ находятся дифференцированием (5) и (6) в момент коммутации, используя правило дифференцирования функции, заданной неявно:

$$\mathbf{S}_{fi} = \frac{dz}{d\mathbf{X}_0} = -a\xi' / \frac{d\xi}{d\mathbf{X}_{0,i}}, i = 1,2 . \quad (10)$$

С учетом выражения, определяющего ξ, получим:

$$-\mathbf{C}_f \cdot \frac{d\mathbf{X}(t_{com})}{d\mathbf{X}_{0i}} \cdot \mathbf{S}_{fi} - \mathbf{C}_f \cdot \frac{d\mathbf{X}(t_{com})}{dt} - q_f = 0, i = 1,2 , \quad (11)$$

где $q_f = U_P / \alpha_f$. Выражения для $\mathbf{S}_r$, q_r α_r и $\mathbf{C}_r$ – аналогичные.

Влиять на свойства матриц $\mathbf{F}_r$ и $\mathbf{F}_f$, а соответственно, на устойчивость и продолжительность переходных процессов, можно посредством коэффициентов вектора $\mathbf{S}_f$ и $\mathbf{S}_r$, каждый из которых, как следует из (11), связан линейной зависимостью с (α_f, β_f) и (α_r, β_r).

Таким образом, фундаментальную матрицу можно рассматривать как функцию, зависящую от коэффициентов обратных связей, а достижение минимальной продолжительности переходного процесса в малом связано с решением уравнения

$$\mathbf{F}(\alpha_f, \beta_f, \alpha_r, \beta_r) = \mathbf{F}_f(\alpha_f, \beta_f, \alpha_r, \beta_r) \cdot \mathbf{F}_r(\alpha_f, \beta_f, \alpha_r, \beta_r) .$$

Рассмотрим уравнение

$$\mathbf{F}_f \cdot \mathbf{F}_r = 0 , \ \mathbf{F}_r \cdot \mathbf{F}_f = 0 . \quad (12)$$

Опуская тривиальные решения, находим, что уравнения будут выполняться при любых вещественных b, c, d, g тогда, когда матрицы можно представить из этих переменных в виде

$$\mathbf{F}_r = \begin{pmatrix} g & c \\ g\frac{d}{c} & d \end{pmatrix}, \ \mathbf{F}_f = \begin{pmatrix} -bd & bc \\ dg\frac{b}{c} & -gb \end{pmatrix}. \quad (13)$$

В свою очередь, как следует из (9), матрица $\mathbf{F}_r$ представима в виде

$$\mathbf{F}_r = \begin{pmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_1 \cdot s_{r0} & v_1 \cdot s_{r1} \\ v_2 \cdot s_{r0} & v_2 \cdot s_{r1} \end{pmatrix}, \quad (14)$$

где q_{11} – q_{22} и v_1, v_2 коэффициенты, вычисляемые после подстановки определенного z_r в (6), а s_{r0} и s_{r1} – компоненты вектора $\mathbf{S}_r$ – искомые (неизвестные) значения.

Аналогично для $\mathbf{F}_f$:

$$\mathbf{F}_f = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1 \cdot s_{f0} & w_1 \cdot s_{f1} \\ w_2 \cdot s_{f0} & w_2 \cdot s_{f1} \end{pmatrix}, \quad (15)$$

где искомые значения s_{f0}, s_{f1} – компоненты вектора $\mathbf{S}_f$.

Выражения (13)–(15) образуют систему из 8 уравнений и 8 неизвестных (b, c, d, g, s_{r0}, s_{r1}, s_{f0}, s_{f1}). Для уравнения (13) после серии подстановок и последовательных исключений переменных находится единственное решение:

$$s_{f1} = \frac{q_{12} \cdot r_{11} \cdot w_2 - q_{12} \cdot r_{21} \cdot w_1 + q_{22} \cdot r_{12} \cdot w_2 - q_{22} \cdot r_{22} \cdot w_1}{r_{11} \cdot v_1 \cdot w_2 - r_{21} \cdot v_1 \cdot w_1 + r_{12} \cdot v_2 \cdot w_2 - r_{22} \cdot v_2 \cdot w_1} ,$$

$$s_{r1} = \frac{q_{11} \cdot r_{12} \cdot v_2 - q_{21} \cdot r_{12} \cdot v_1 + q_{12} \cdot r_{22} \cdot v_2 - q_{22} \cdot r_{22} \cdot v_1}{q_{11} \cdot v_2 \cdot w_1 - q_{21} \cdot v_1 \cdot w_1 + q_{12} \cdot v_2 \cdot w_2 - q_{22} \cdot v_1 \cdot w_2} ,$$

$$s_{f0} = \left(\frac{q_{11} \cdot v_2 - q_{21} \cdot v_1}{q_{12} \cdot v_2 - q_{22} \cdot v_1} \right) s_{f0} + \frac{q_{11} \cdot q_{22} - q_{12} \cdot q_{21}}{q_{12} \cdot v_2 - q_{22} \cdot v_1} ,$$

$$s_{r0} = -\frac{(q_{22} + s_{1f} \cdot v_2)(r_{12} + s_{r0} \cdot w_1) + r_{11} \cdot (q_{12} + s_{f1} \cdot v_1)}{w_1 \cdot (q_{12} + s_{f1} \cdot v_1)} .$$

поскольку в общем случае из-за неравенства z_f, z_r для выполнения условия (12) требуется иметь возможность управлять всеми коэффициентами векторов $\mathbf{S}_r$, $\mathbf{S}_f$, а соответственно α_f, β_f, α_r,

β_r. То есть нельзя обойтись, например, только парой коэффициентов, подав напряжение с выхода одного из усилителей ошибки на оба компаратора модулятора. В этом случае мы имели бы 8 уравнений, которые нельзя решить в общем случае, так как имеется лишь 6 свободных (искомых) переменных.

Алгоритм адаптации состоит из следующих этапов:

– измеряются внешние параметры U_y, R_n, E_0, также предполагается, что внутренние параметры известны;

– определяется z из условия, что среднее напряжение на выходе равно $U_н = \frac{R_n}{R_n + R_L} z \cdot E_0$, а затем определяются такие z_f, z_r, ($z_f + z_r = z$), чтобы в моменты коммутаций соблюдались (5), (6), причем для строгого соблюдения равенств, вводятся поправочные напряжения смещения U'_f, U'_r;

– рассчитываются матрицы **A** и вектор **W**, определенные в (9), и с их использованием определяются такие компоненты вектора **S**, при которых **F**=0;

– по известным **S** с помощью (11) находим $\mathbf{C}_r$, q и α_f, α_r.

В качестве примера рассмотрим модель стабилизатора, имеющего следующие параметры: R_n = 1,6 Ом, R_L = 0,1 Ом, L= 135 мГн, C = 100 мкФ, E_0 = 25 В, частота ШИМ 30 кГц.

Результаты экспериментов сведены в таблице. В ходе экспериментов изменялось входное управляющее напряжение U_y (первый столбец). При этом изменялись коэффициент заполнения z (второй столбец) и напряжение нагрузки $U_н$ (третий столбец). Следующие столбцы содержат рассчитанные значения коэффициентов обратных связей. В конце таблицы приведены соответствующие значения коэффициентов стабилизации k_{st} при управлении по обоим фронтам импульса и k_{st1} при управлении только по одному фронту.

Результаты вычислительного эксперимента

U_y	z	$U_н$	α_f	β_f	α_r	β_r	k_{st}	k_{st1}
0,15	0,123	1,484	753	0,00802	797	0,0496	204	6,4
0,4	0,319	3,986	350	0,03430	346	0,0257	47	9,5
0,7	0,623	7,029	195,5	0,06613	188,7	0,0433	24	12,6
1,1	0,908	11,013	775,5	0,04974	732,6	0,0079	16	7,6

Как видно из таблицы, коэффициенты α_f и α_r, мало отличаются друг от друга. В то же время разница между коэффициентами β_f и β_r существенна.

Заключение. Алгоритм создает умеренную нагрузку на вычислительные ресурсы и может исполняться современными микроконтроллерами за несколько микросекунд. Так как предполагается, что в процессе работы преобразователя изменяются лишь внешние параметры, то расчеты можно выполнить и заранее, после чего хранить в энергонезависимой памяти, например, двухмерные матрицы, содержащие коэффициенты обратных связей, индексы столбцов которых соответствуют входным напряжениям, а индексы строк – сопротивлению нагрузки с выбранным достаточно малым шагом. Полученное решение, при котором напряжение корректируется посредством компенсации ошибки напряжениями U'_f, U'_r, а малые возмущения компенсируются обратными связями (α_f, α_r, β_f, β_r), обладает свойствами стабилизатора, с регулированием как по возмущению, так и по отклонению. Поэтому некоторая неопределенность, существующая всегда относительно части параметров, не является критической, ибо ее влияние компенсируется за счет обратных связей. Как видно из таблицы, коэффициент стабилизации при управлении по двум фронтам получается в несколько раз лучше. Высокое быстродействие в контуре регулирования повышает скорость устранения возмущений и тем самым улучшает точность при наличии возмущений. Преобразователь с **F**=0 будет также иметь существенные параметрические запасы по устойчивости. Устойчивость в целом может проверяться способом, предложенным авторами в [7], что совместно с приведенной в статье методикой определения коэффициентов обратных связей, позволит в перспективе создавать самонастраивающиеся преобразователи с высокими характеристиками.

Литература

1. Баушев В.С. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев, С.Г. Михальченко // Электричество. – 1996. – № 3. – С. 69–75.

2. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.

3. Кобзев А.В. Алгоритм адаптивного управления стабилизатором понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией / А.В. Кобзев, Д.А. Савин, Ю.Н. Тановицкий // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2007. – № 3. – С. 27–33.

4. Тановицкий Ю.Н. Алгоритм адаптивного управления стабилизированными преобразователями напряжения с широтно-импульсным регулированием / Ю.Н. Тановицкий, Т.Ф. Халиляев, Г.А. Кобзев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – № 1. – С. 80–85.

5. Пат. на полезную модель 121674 РФ, МПК H03H21/00. Импульсный стабилизатор понижающего типа с адаптивной обратной связью / Т.Ф. Халиляев (RU), Ю.Н. Тановицкий (RU), В.Д. Семенов (RU), Д.А. Савин (RU). – 2 012 119 681 / 08; заявл. 12.05.2012; опубл. 27.10.2012. – Бюл. № 30.– 3 с.

6. Холодниок М. Методы анализа нелинейных математических моделей / М. Холодниок, А. Клич, М. Кубичек, М. Марек. – М.: Мир, 1991. – 368 с.

7. Метод анализа устойчивости в целом динамических систем с широтно-импульсной модуляцией, представленных в форме отображения Пуанкаре / Г.А. Кобзев, Ю.Н. Тановицкий, Д.А. Савин, В.В. Туран // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. – 2011. – № 6. – С. 673–678.

Тановицкий Юрий Николаевич
Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-46
Эл. почта: tyn@mail.ru

Халиляев Тимур Февзиевич
Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-46
Эл. почта: htf@yandex.ru

Кобзев Геннадий Анатольевич
Канд. техн. наук, начальник отдела международных связей ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 51-08-04 вн. 1011
Эл. почта: kga@tusur.ru

Савин Данил Александрович
Ассистент каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-46
Эл. почта: sda@ie.tusur. ru

Tanovitsky Yu.N., Khaliliaev T.F., Kobzev G.A., Savin D.A.

Buck converter with adaptive adjustment of feedback coefficients

The problem in question is constructing a buck voltage converter with minimum possible duration of transient processes that can be achieved at a given fixed frequency of conversion. The goal is attained by controlling both fronts, as well as through adaptive adjustment of feedback coefficients. It is demonstrated that when converters process small perturbations, duration of the transition process can be reduced to a minimum of one cycle (a conversion period).

Keywords: buck converter, pulse-width modulation, adaptive control.