

DOI:

УПРАВЛЕНИЕ ПОВЫШАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ НЕИЗВЕСТНОЙ НАГРУЗКЕ¹

Кочетков С.А., Уткин А.В.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,

Россия, г. Москва, ул. Профсоюзная д.65

kos@ipu.ru, utkin-av@rambler.ru

Аннотация: Повышающие преобразователи напряжения широко используются в технике в качестве источников питания и стабилизаторов напряжения. Основой преобразователя является ключевой элемент, с помощью которого осуществляется перераспределение входной энергии в выходную в зависимости от необходимого коэффициента передачи. Выходное напряжение преобразователя зависит от величин входного напряжения и внешней нагрузки. С учетом ключевой природы преобразователя в статье разработан робастный релейный закон управления, позволяющий стабилизировать выходное напряжение при переменной нагрузке и входном напряжении при невозможности их измерения.

Ключевые слова: повышающий преобразователь напряжения, релейное управление, неизвестная нагрузка.

Введение

Основным назначением полупроводниковых преобразователей напряжения является их использование в качестве источников питания и стабилизаторов напряжения. Данные устройства нашли широкое применение в повседневной жизни и промышленности, а с развитием современных технологий получения электроэнергии на основе ветряных генераторов, солнечных батарей, приливных электростанций их эволюция получила новый виток. Основой любого преобразователя напряжения являются реактивные накопители энергии (индуктивные и емкостные элементы) и ключевое устройство. С развитием полупроводниковой техники удается отказаться от механических переключающих устройств, и использовать в качестве ключевых элементов полупроводниковые диоды, транзисторы, тиристоры с частотой переключения, в зависимости от мощности, до сотен тысяч килогерц. Основной задачей, связанной с управлением полупроводниковыми преобразователями напряжения, является стабилизация выходного напряжения в зависимости от входного напряжения и нагрузки потребителя. При отсутствии возможности измерения тока потребления возникает проблема стабилизации выходного напряжения. В статье разработан нелинейный разрывный закон управления, позволяющий стабилизировать выходное напряжение при изменении указанных величин в широком диапазоне. Разработанный алгоритм управления может быть реализован с помощью полупроводниковых ключевых элементов с использованием широтно-импульсной модуляции с постоянной частотой переключения, что позволяет оптимизировать тепловые потери в преобразователе.

1 Постановка задачи

Основные элементы конструкции полупроводникового повышающего преобразователя напряжения представлены на рис. 1, где L – индуктивность преобразователя, C – накопительная емкость, r – электрическое сопротивление обмотки индуктивности, U – величина входного напряжения, x_1 – величина тока в обмотке индуктивности, x_2 – величина выходного напряжения, R – неизвестная величина электрического сопротивления нагрузки.

$$(1) \quad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{r}{L}x_1 - \frac{1-u}{L}x_2 + \frac{U}{L}, \\ \dot{x}_2 &= \frac{1-u}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2. \end{aligned}$$

Согласно схеме все переменные и параметры системы (1) положительные, кроме того делаются следующие предположения о величинах входного и выходного напряжения, а также сопротивлениях индуктора и нагрузки

$$(2) \quad U < x_2 < x_{2\max}, \quad 2x_{2d}\sqrt{\frac{r}{R}} < U \leq U_0, \quad x_{2d} \geq U_0,$$

¹ Работа выполнена при частичной поддержке грантов РФФИ №18-01-0846А, 20-01-00363А.

где $x_{2d} = \text{const} > 0$ – желаемый уровень выходного напряжения, при этом ограничение на выходное напряжение $x_{2\text{max}}$ может вводиться принудительно за счет схемотехнических решений, которые не указаны на рис. 1.

В предположении, что переменные x_1 , x_2 и входное напряжение U доступны измерению, в статье ставится задача регулирования величины выходного напряжения

$$(3) \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\bar{x}_2(t)| = 0, \quad \bar{x}_2(t) = x_2(t) - x_{2d}.$$

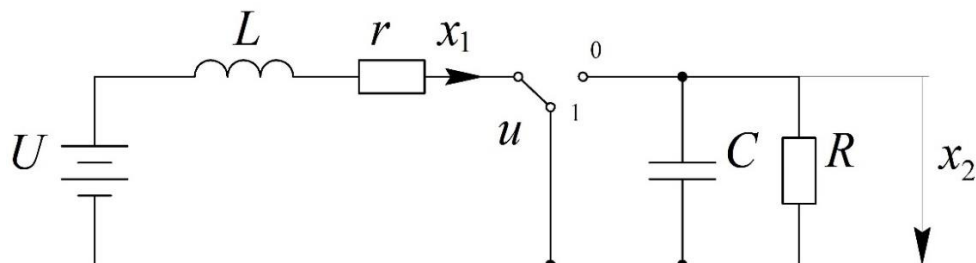


Рис. 1. Электрическая схема повышающего преобразователя напряжения

2. Синтез алгоритма управления

Параметры полупроводникового преобразователя подобраны таким образом, что в системе (1) существует разделение движений по темпам, при этом ток в катушке индуктивности может быть изменен достаточно быстро до необходимых величин в отличие от величины выходного напряжения на емкости, которая является достаточно инертным элементом, предназначенным, в том числе, для фильтрации пульсаций выходного напряжения. В силу указанных особенностей, поставленная в исследовании задача может быть решена за счет правильного изменения тока в обмотке индуктивности.

Изменение энергии в повышающем преобразователе осуществляется за счет времени включенного выключенного состояния ключа, задаваемого коэффициентом $(1-u)$. Следует отметить, что в современных преобразователях частота переключения может быть установлена достаточно высокой (до 1 МГц) в зависимости от выходной мощности, при этом более высокой мощности соответствуют меньшие частоты переключений. Однако выбором номиналов емкости и индуктивности можно обеспечить достаточно хорошую фильтрацию пульсаций разрывного коэффициента $(1-u)$ в уравнениях системы (1). В силу этой особенности для исследования полупроводниковых преобразователей часто используют метод усреднения []. Поскольку частота переключений реального преобразователя ограничена, постольку усреднение обычно проводят на периоде переключения управляющего воздействия u . В статье предлагается использовать эту идеологию для поиска задающего значения для тока в катушке индуктивности, с помощью которого гарантируется стабилизация выходного напряжения до желаемого значения. Рассмотрим усредненную на некотором периоде переключений T систему

$$(4) \quad \begin{aligned} \dot{x}_{10} &= -\frac{r}{L} x_{10} - \frac{1-\gamma}{L} x_{20} + \frac{U}{L}, \\ \dot{x}_{20} &= \frac{1-\gamma}{C} x_{10} - \frac{1}{RC} x_{20}, \end{aligned}$$

$$\text{где} \quad x_{10}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x_1(\tau) d\tau, \quad x_{20}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x_2(\tau) d\tau, \quad \gamma(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(\tau) d\tau, \quad \dot{x}_{10} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \dot{x}_1(\tau) d\tau, \\ \dot{x}_{20} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \dot{x}_2(\tau) d\tau.$$

Можно показать [], что на конечном интервале времени T_0 траектории усредненной системы (4) отличаются от траекторий исходной системы (3) на величину порядка $T_0 T$, и в пределе при $T \rightarrow 0$ они совпадают. Для наших рассуждений важно найти соотношение между скажностью $\gamma(t)$ и

задающим воздействием для тока, с помощью которого гарантируется желаемое значение напряжения на емкости преобразователя.

Рассмотрим случай, когда скважность $\gamma(t) = \gamma_d = \text{const} > 0$, где с помощью γ_d обеспечивается желаемое значение усредненного выходного напряжения $x_{20} = x_{2d}$. В этом случае система (4) является устойчивой и при $t \rightarrow \infty$ ее переменные стремятся к некоторым постоянным установившимся значениям, которые могут быть найдены из уравнений статики

$$\begin{aligned} -\frac{r}{L}x_{10d} - \frac{1-\gamma_d}{L}x_{20d} + \frac{U}{L} &= 0, \\ \frac{1-\gamma_d}{C}x_{10d} - \frac{1}{RC}x_{20d} &= 0, \end{aligned}$$

где x_{10d}, x_{20d} – установившиеся значения усреднённых переменных x_{10}, x_{20} .

Из последней системы можем записать квадратное уравнение для усредненной величины тока в катушке индуктивности

$$x_{10d}^2 - \frac{U}{r}x_{10d} + \frac{x_{20d}^2}{rR} = 0,$$

решая которое получим

$$x_{10d} = \frac{2x_{20d}^2}{U + \sqrt{U^2 - 4\frac{r}{R}x_{20d}^2}}.$$

С учетом (2) используя изложенную выше идею расчета задания для тока в индукторе, сформируем управляющее воздействие в виде

$$(5) \quad u = \frac{1}{2}[1 - \text{sign}(\bar{x}_1)], \quad \bar{x}_1 = x_1 - x_{1d}, \quad x_{1d} = \frac{2x_{2d}^2}{U + \sqrt{U^2 - 4\frac{r}{R}x_{2d}^2}},$$

где $\text{sign}(\cdot)$ – функция знака.

Запишем уравнение относительно невязки \bar{x}_1

$$(6) \quad \dot{\bar{x}}_1 = -\frac{r}{L}\bar{x}_1 - \frac{r}{L}x_{1d} - \frac{1 - 0.5[1 - \text{sign}(\bar{x}_1)]}{L}x_2 + \frac{U}{L}.$$

Рассматривая два варианта

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = -\frac{r}{L}\bar{x}_1 - \frac{r}{L}x_{1d} + \frac{U}{L}, & \bar{x}_1 < 0; \\ \dot{\bar{x}}_1 = -\frac{r}{L}\bar{x}_1 - \frac{r}{L}x_{1d} - \frac{x_2}{L} + \frac{U}{L}, & \bar{x}_1 > 0, \end{cases}$$

получим, что при

$$(7) \quad \begin{cases} \frac{U}{r} > x_{1d}; \\ x_2 > U, \end{cases}$$

выполняется условие существования скользящего режима

$$\bar{x}_1 \cdot \dot{\bar{x}}_1 < 0,$$

и за конечное время возникает скользящий режим на многообразии $\bar{x}_1 = 0$.

При движении в скользящем режиме согласно доопределению Филиппова А.Ф. [1] или методу эквивалентного управления [2], из уравнения (6) имеем

$$[1-u]_{eq} = \frac{-rx_{1d} + U}{x_2}$$

Подставляя последнее выражение во второе уравнение системы (1), при движении в скользящем режиме запишем

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{Cx_2} \left(-rx_{1d}^2 + x_{1d}U - \frac{x_2^2}{R} \right).$$

Учитывая выражение (5) для x_{1d} , перепишем это уравнение в форме

$$(8) \quad \dot{x}_2 = \frac{1}{RCx_2} (x_{2d}^2 - x_2^2).$$

Очевидно, что

$$\begin{cases} x_2 > x_{2d} \Rightarrow \dot{x}_2 < 0; \\ x_2 < x_{2d} \Rightarrow \dot{x}_2 > 0. \end{cases}$$

Следовательно, переменная x_2 гарантированно сойдется к x_{2d} при $t \rightarrow \infty$, т.е. асимптотически.

Более того, покажем, что это время конечно. Обозначим за t_s – время возникновения скользящего режима, а значение переменной x_2 в этот момент времени за $x_2(t_s)$.

Выполняя разделение переменных в (8)

$$\frac{x_2 dx_2}{x_2^2 - x_{2d}^2} = -\frac{dt}{RC},$$

и интегрируя левую и правую части отдельно, получим

$$(9) \quad x_2 = \sqrt{x_{2d}^2 + (x_2^2(t_s) - x_{2d}^2) e^{-\frac{2(t-t_s)}{RC}}}, \quad t \geq t_s.$$

Выражение (9) описывает переходный процесс для выходной переменной после возникновения скользящего режима.

Из выражений (7) можно записать систему неравенств для нижней и верхней границы входного напряжения U

$$U > \frac{2x_{2d}^2 r}{U + \sqrt{U^2 - 4\frac{r}{R}x_{2d}^2}}, \quad U > 2x_{2d}\sqrt{\frac{r}{R}}, \quad U \leq x_{2d},$$

решая которые численно, можно найти диапазон входного напряжения, при котором возможно решение поставленной задачи.

3. Синтез алгоритма наблюдения

В предыдущем разделе был разработан закон управления на скользящих режимах. Для реализации предложенного алгоритма (5) необходимо информация о сопротивлении индуктора и нагрузки. В данном разделе разработан идентификатор этих параметров с использованием нового наблюдателя на, так называемых «вихревых» алгоритмах []. В работе [] было показано, что вихревой алгоритм обеспечивает свойство асимптотической инвариантности при воздействии гладких внешних возмущений. В этом разделе, рассмотрено применение «вихревого» алгоритма для синтеза идентификатора параметров повышающего преобразователя. Отметим, что в силу указанных выше особенностей правая часть дифференциальных уравнений (1), описывающих преобразователь, претерпевает разрывы на множестве $\bar{x}_1 = 0$. По этой причине синтез идентификатора необходимо проводить для негладких систем.

Для системы второго порядка вида

$$(10) \quad \begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 + \xi(t), \\ \dot{y}_2 &= \tilde{u}, \end{aligned}$$

выбор «вихревого» алгоритма управления выглядит как

$$(11) \quad \tilde{u} = -k_1 y_2 - k_2 \text{sign}(y_1),$$

где y_1, y_2 – переменные состояния системы, $\xi(t)$ – внешнее возмущение, \tilde{u} – управляющее воздействие динамической системы, $k_1 = \text{const} > 0$, $k_2 = \text{const} > 0$ – параметры регулятора.

Введем уравнения идентификатора в виде

$$(12) \quad \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= -\hat{a}_{11}x_1 - \hat{a}_{12}[(1-u)x_2 + U] - v_{11}, & \dot{\hat{x}}_2 &= \hat{a}_{21}(1-u)x_1 - \hat{a}_{22}x_2 - v_{21}, \end{aligned}$$

где \hat{a}_{11} – оценка параметра r/L , \hat{a}_{12} – оценка параметра $1/L$, \hat{a}_{21} – оценка параметра $1/C$, \hat{a}_{22} – оценка параметра $1/(RC)$, v_{11}, v_{21} – корректирующие воздействия идентификатора.

По аналогии с (10)–(11) выберем корректирующие воздействия в виде динамических звеньев

$$(13) \quad \begin{aligned} \dot{v}_{11} &= -\alpha_1 v_{11} - M_1 \text{sign}(\tilde{x}_1), & \dot{v}_{21} &= -\alpha_2 v_{21} - M_2 \text{sign}(\tilde{x}_2), \end{aligned}$$

где $\alpha_1 = \text{const} > 0$, $M_1 = \text{const} > 0$, $\alpha_2 = \text{const} > 0$, $M_2 = \text{const} > 0$, $\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1$, $\tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2$.

Уравнения настройки параметров выбираются согласно уравнениям

$$(14) \quad \begin{aligned} \dot{\hat{a}}_{11} &= l_{11} v_{11} x_1, & \dot{\hat{a}}_{21} &= -l_{21} v_{21} (1-u) x_1, \\ \dot{\hat{a}}_{12} &= l_{12} v_{11} [(1-u)x_2 + U], & \dot{\hat{a}}_{22} &= l_{22} v_{22} x_2, \end{aligned}$$

где $l_{11} = \text{const} > 0$, $l_{12} = \text{const} > 0$, $l_{21} = \text{const} > 0$, $l_{22} = \text{const} > 0$, начальные значения для параметров могут быть выбраны исходя из номинальных значений.

Объединяя уравнения системы (1) с уравнениями идентификатора (12)–(14), запишем

$$(15) \quad \begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= -\bar{a}_{11}x_1 - \bar{a}_{12}[(1-u)x_2 + U] + v_{11}, & \dot{\tilde{x}}_2 &= \bar{a}_{21}(1-u)x_1 - \bar{a}_{22}x_2 + v_{21}, \\ \dot{v}_{11} &= -\alpha_1 v_{11} - M_1 \text{sign}(\tilde{x}_1), & \dot{v}_{21} &= -\alpha_2 v_{21} - M_2 \text{sign}(\tilde{x}_2), \\ \dot{\hat{a}}_{11} &= l_{11} v_{11} x_1, & \dot{\hat{a}}_{21} &= -l_{21} v_{21} (1-u) x_1, \\ \dot{\hat{a}}_{12} &= l_{12} v_{11} [(1-u)x_2 + U], & \dot{\hat{a}}_{22} &= l_{22} v_{22} x_2. \end{aligned}$$

Доказательство сходимости идентификатора (15) проведем в два этапа. На первом этапе покажем, что параметры α_i, M_i ($i=1,2$) идентификатора могут быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить любую наперед заданную точность сходимости ошибок \tilde{x}_i . Далее, будет показано, что при определенных условиях обеспечивается сходимость оценок параметров к их истинным значениям.

Этап 1. Для доказательства заданной точности сходимости ошибок \tilde{x}_i рассмотрим первые два уравнения идентификаторов (15)

$$(16) \quad \begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= v_{11} + \xi_1(t), & \dot{\tilde{x}}_2 &= v_{21} + \xi_2(t), \\ \dot{v}_{11} &= -\alpha_1 v_{11} - M_1 \text{sign}(\tilde{x}_1), & \dot{v}_{21} &= -\alpha_2 v_{21} - M_2 \text{sign}(\tilde{x}_2). \end{aligned}$$

где $\xi_1(t) = -\bar{a}_{11}x_1 - \bar{a}_{12}[(1-u)x_2 + U]$, $\xi_2(t) = \bar{a}_{21}(1-u)x_1 - \bar{a}_{22}x_2$.

С учетом ограничений (2), ограниченности параметров преобразователя и начальных условий для оценок параметров, в рассмотрение могут быть введены следующие неравенства

$$(17) \quad |\xi_1(t)| \leq \Sigma_1, \quad |\xi_2(t)| \leq \Sigma_2,$$

где $\Sigma_1 = \bar{a}_{11\max} x_{1\max} + \bar{a}_{12\max} [x_{2\max} + U_0]$, $\Sigma_2 = \bar{a}_{21\max} x_{1\max} + \bar{a}_{22\max} x_{2\max}$, $\bar{a}_{11\max}$, $\bar{a}_{12\max}$, $\bar{a}_{21\max}$, $\bar{a}_{22\max}$ – максимально возможные оценки отклонений невязок параметров.

Доказательство будет рассмотрено только для первой подсистемы (16). По аналогии оно может быть проведено для второй подсистемы.

Совместно с первой подсистемой (16) рассмотрим систему сравнения

$$(18) \quad \begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + \Sigma_1 \text{sign}(z_1), \\ \dot{z}_2 &= -\alpha_1 z_2 - M_1 \text{sign}(z_1), \end{aligned}$$

где z_1, z_2 – переменные системы сравнения.

Литература

1. *Щипанов Г.В.* Гироскопические приборы слепого полета. Теория, расчет методы проектирования. – М.: Оборонгиз, 1938.
2. *Utkin V.I., Utkin V.A.* Design of invariant systems by the method of separation of motions // Autom. Remote Control. Vol. 44. 1983, № 12. part 1. – P. 1559-1567.
3. *Utkin V.A.* Invariance and independence in systems with separable motion // Autom. Remote Control. Vol. 62. 2001, №. 11. – P. 1825-1843.
4. *Shi J., Utkin V.I., Guldner J.* Sliding mode control in electromechanical systems. – London: Taylor and Francis, 2009.
5. *Wohm W.M.* Linear Multivariable Systems. A Geometric Approach. – New York: Springer-Verlag, 1985.
6. *Krasnova S.A., Kuznetsov S.I.* Uncontrollable perturbations of nonlinear dynamic systems: estimation on moving modes // Autom. Remote Control. Vol. 66. 2005, № 10. – P. 1580-1593.
7. *Levant A.* Higher order sliding modes, differentiation and output feedback control // Int. J. Control. Vol. 76. 2003, № 9–10. – P. 924-941.
8. *Drakunov S.V., Izosimov D.B., Luk'yanov A.G., Utkin V.A., et al.* Block control principle // Autom. Remote Control, part I. Vol. 51. 1990, № 5. – P. 601-608.
9. *Kochetkov S.A., Utkin V.A.* Invariance in systems with unmatched perturbations // Autom. Remote Control. Vol. 74. 2013, № 7. – P. 1097-1127.
10. *Filippov A.F.* Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides. – Springer Netherlands, 1988.
11. *Khalil H.K.* Nonlinear Systems. – Prentice-Hall, 2002.