

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С УЧЕТОМ ДИНАМИЧЕСКИХ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ

В работе рассматриваются вопросы выбора оптимальных параметров регулятора систем автоматического управления с импульсными преобразователями напряжения с учетом их динамических нелинейностей. Импульсные преобразователи с обратной связью по напряжению являются нелинейными динамическими системами, в которых возможно возникновение нелинейных колебаний при неверном выборе параметров регулятора, что ухудшает качество выходного напряжения. Проектирование таких систем, как правило, ведется с использованием малосигнальных динамических моделей, позволяющих применять методы теории автоматического управления линейными системами, но не позволяющие учесть возможность возникновения нелинейных колебаний. При выборе оптимальных параметров регулятора наряду с линейными динамическими моделями предлагается использовать нелинейные динамические модели импульсных преобразователей напряжения, позволяющие учесть специфические особенности нелинейной динамики систем рассматриваемого класса. В работе на конкретном примере показана проблема линейного подхода к проектированию импульсных систем преобразования электроэнергии. Проведен дополнительный анализ системы с использованием предложенной автором в одной из ранних работ обобщенной математической модели импульсных преобразователей напряжения и выявлены области желаемого режима работы преобразователя в пространстве параметров регулятора. Показана значимость уточнения области оптимальных параметров регулятора с использованием нелинейных динамических моделей. Предложена методика выбора оптимальных параметров регулятора, исключающая возникновение нежелательных динамических режимов работы преобразователя в широком диапазоне изменения сопротивления нагрузки и входного напряжения преобразователя. Представленные результаты получены впервые и могут быть распространены на широкий класс импульсных преобразователей электроэнергии.

Ключевые слова: шаговый электродвигатель, мостовой преобразователь, двойная инверторная система, автономные инверторы напряжения, векторное управление, сдвоенные инверторы напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Импульсные преобразователи напряжения достаточно давно применяются в различных сферах деятельности, но, несмотря на это, в настоящее время не решены все проблемы их проектирования [1–3].

Как известно, они представляют собой замкнутые системы автоматического управления с обратной связью по выходному напряжению, что позволяет обеспечивать точность его поддержания на энергетическом выходе в условиях внешних возмущений, к которым, как правило, относится изменение входного напряжения и сопротивления нагрузки [4–11].

Очевидно, что основной задачей в данном случае является выбор параметров регулятора, обеспечивающих устойчивость системы [1–3]. В настоящее время на практике для этого применяются метод осреднения пространства состояний [1], что позволяет получать линеаризованные малосигнальные модели, которые позволяют применять теорию линейных систем автоматического управления. Но при этом стоит помнить, что малосигнальная модель является лишь приближенной и не способна учесть специфические особенности нелинейной динамической системы. В частности, метод осреднения пространства состояний предполагает малость пульсаций фазовых переменных и, соответственно, исключение их из рассмотрения.

Системы автоматического управления (САУ) с импульсными преобразователями напряжения являются уникальными техническими объектами и могут быть отнесены к классу нелинейных динамических систем. Такие системы в своем составе, как правило, имеют тактовый генератор, задающий частоту широтно-импульсной модуляции (ШИМ), что позволяет их отнести к колебательным системам, в которых на выходе, даже при работе в желаемом режиме, наблюдаются колебания. Очевидно, что для наиболее полного учета свойств таких систем необходимо применять специализированные методы анализа, основанные на методе точечных отображений, теории бифуркаций и хаоса [4–6].

Характерной особенностью импульсных преобразователей напряжения является их склонность к переходу в нежелательные динамические режимы в результате бифуркаций при изменении одного или нескольких параметров системы [4–6]. При работе в нежелательных динамических режимах на выходе преобразователя, как правило, наблюдаются нелинейные колебания с большой амплитудой, частота которых в m раз ниже частоты ШИМ (m -кратность цикла), а также могут возникать хаотические колебания. Под желаемым динамическим режимом будем понимать так называемый 1-цикл ($m = 1$) [4], когда частота колебаний выходного напряжения равна частоте ШИМ, определяемой задающим генератором в составе системы управления. В таком режиме амплитуда пульсаций минимальна. Нелинейные колебания связаны с наличием динамических нелинейностей системы, так что очевидно, что их

возникновение нельзя предсказать с использованием малосигнальных динамических моделей, что требует использования нелинейных динамических моделей, в полной мере учитывающих особенности систем рассматриваемого класса [5, 6].

Таким образом, можно отметить следующее:

1. Использование линеаризованных динамических моделей позволяет обеспечить устойчивость системы с заданными запасами устойчивости по фазе и амплитуде, но не позволяет учесть возникновение нелинейных колебаний.

2. Теория нелинейных динамических систем позволяет учитывать возможность возникновения нелинейных колебаний в системе, но при этом не позволяет применять теорию линейных систем.

На практике целесообразно использовать два указанных подхода совместно с целью достижения устойчивости САУ как линейной и ее работы в желаемом динамическом режиме (1-цикле).

В настоящее время существует достаточно много работ, посвященных как применению линеаризованных моделей [1-3], так и нелинейных динамических моделей [4-11], но ни в одной из этих работ не уделялось существенного внимания вопросам практического применения теории нелинейных динамических систем при выборе параметров регуляторов систем автоматического управления с импульсными преобразователями напряжения.

В данной работе предлагается методика совместного использования двух подходов с целью обеспечения работы замкнутой системы автоматического управления в желаемом режиме. Представленные результаты могут применяться на этапе проектирования.

ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Функциональная схема замкнутой системы автоматического управления на основе непосредственного повышающего преобразователя напряжения с ПИ-регулятором представлена на **рис. 1**.

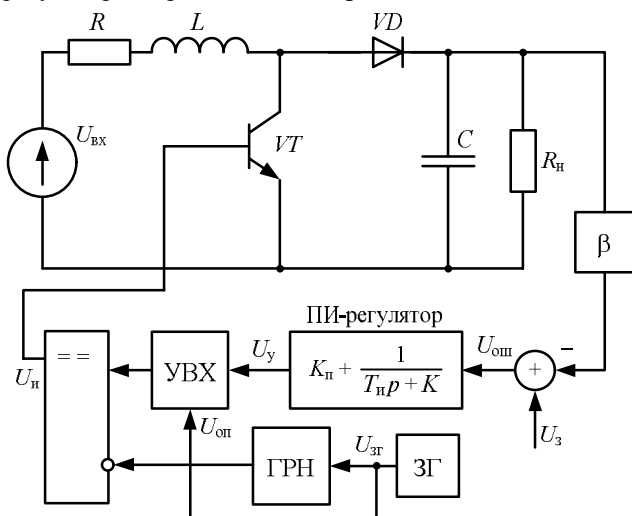


Рис. 1. Структурная схема преобразователя постоянного напряжения

Здесь приняты следующие обозначения: ЗГ – задающий генератор; ГРН – генератор пилообразного напряжения; УВХ – устройство выборки-хранения; β – усилитель обратной связи с коэффициентом β ; T_n , K_n , K – параметры ПИ-регулятора; VT – силовой транзистор; VD – силовой диод; L – дроссель выходного фильтра; C – конденсатор выходного фильтра; R – активное сопротивление дросселя; R_n – сопротивление нагрузки; $U_{вх}$ – входное напряжение; U_z – сигнал задания; $U_{ош}$ – сигнал ошибки; U_y – сигнал управления; $U_{зг}$ – сигнал задающего генератора; $U_{оп}$ – пилообразное развертывающее напряжение; U_i – импульсы управления силовым ключом.

Основная цель представленной на **рис. 1** системы управления – это стабилизация напряжения на нагрузке за счет применения широтно-импульсной модуляции.

В составе рассмотренной САУ используется реальный ПИ-регулятор, где коэффициент K учитывает сопротивление утечки конденсатора схемы регулятора на операционном усилителе как в работе [12]. При $K=0$ ПИ-регулятор является идеальным.

Рассматриваемая система реализует так называемую ШИМ первого рода (ШИМ-I), когда ширина импульса на тактовом интервале определяется выборкой сигнала управления в начале тактового интервала с помощью УВХ, что поясняется на **рис. 2**.

Рассмотрим кратко принцип действия силовой части преобразователя в режиме прерывистого тока дросселя [1–3].

На интервале от $(k-1)T$ до t_{k1} силовой ключ открыт и ток дросселя i_L нарастает по практически линейному закону, т.е. в сердечнике накапливается энергия.

На интервале от t_{k1} до t_{k2} силовой ключ закрыт и энергия, накопленная в дросселе, передается в нагрузку.

На интервале от t_{k2} до kT закрыт диод VD, поскольку в момент t_{k2} ток дросселя упал до нуля и выходной конденсатор разряжается в нагрузку.

Длительность интервала от $(k-1)T$ до t_{k1} определяется величиной выходного напряжения преобразователя, что соответствует ШИМ. Момент t_{k1} зависит от величины напряжения управления в начале тактового интервала.

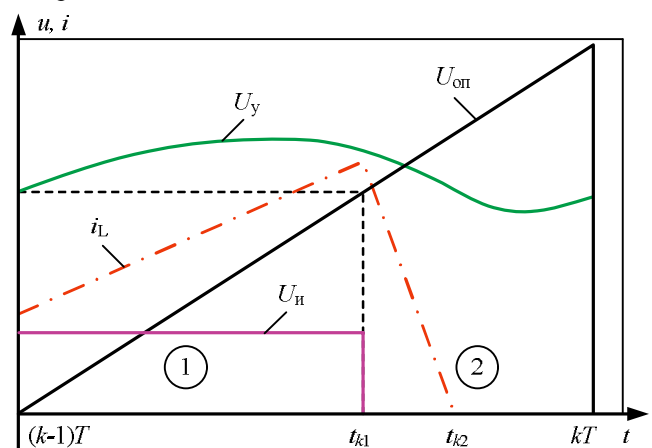


Рис. 2. К пояснению принципа действия непосредственного повышающего преобразователя

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В данном разделе приводятся результаты расчета САУ на основе повышающего преобразователя напряжения, произведенные на основе стандартных методик с целью демонстрации проблемы нелинейных колебаний. При этом рассматривался преобразователь со следующими параметрами: максимальное входное напряжение $U_{вх\ max}=20$ В, минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}=30$ В, выходное напряжение $U_{вых}=48$ В, частота ШИМ $f=100$ кГц, минимальная мощность нагрузки $P_{н\ min}=150$ Вт, максимальная мощность нагрузки $P_{н\ max}=400$ Вт, коэффициент обратной связи $\beta=0,0416$, допустимый размах колебаний выходного напряжения $\Delta U_{вых}=1,44$ В. Данному диапазону мощностей нагрузки соответствуют диапазон сопротивлений нагрузки с границами $R_{н\ min}=5$ Ом, $R_{н\ max}=15,36$ Ом.

Параметры реактивных элементов силовой части могут быть найдены по выражениям [3]:

$$L = \frac{(U_{вых\ max} - U_{вх\ min})(1 - \gamma_{max})\gamma_{max}}{2\gamma_{max}fI_{н\ min}},$$

где $\gamma_{max}=1-U_{вх\ min}/U_{вых}$ – максимальное значение коэффициента заполнения; $I_{н\ min}$ – минимальное значение тока нагрузки;

$$C = \frac{I_{н\ max}\gamma_{max}}{2\Delta U_{вых}f},$$

где $I_{н\ max}$ – максимальное значение тока нагрузки.

По результатам расчетов параметры реактивных элементов преобразователя составили: $L=20$ мкГн, $C=35$ мкФ.

Определим область устойчивости САУ в пространстве параметров регулятора. Для этого составляется характеристическое уравнение [13]:

$$1 + e^{-j\varphi}W_{oy}(p)W_{рег}(p)\beta = 0,$$

где φ – запас устойчивости по фазе; $W_{oy}(p)$ – передаточная функция импульсного преобразователя [1],

$$W_{oy}(p) = \frac{b_1p + b_0}{a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

где $a_2 = U_{оп\ m}C(1-\gamma)LR_{н}$;

$$a_1 = U_{оп\ m}[(1-\gamma)L + C(1-\gamma)RR_{н}];$$

$$a_0 = U_{оп\ m}[(1-\gamma)R + (1-\gamma)^3R_{н}]; \quad b_1 = LU_{вх\ M};$$

$$b_0 = RU_{вх\ M} - R_{н}U_{вх\ M}(1-\gamma)^2; \quad M = 1/(1-\gamma),$$

$U_{оп\ m}$ – амплитуда развертывающего напряжения; γ – коэффициент заполнения в рабочей точке; $W_{рег}(p)$ – передаточная функция регулятора,

$$W_{рег}(p) = K_{п} + \frac{K_{и}}{p},$$

где $K_{и}=1/T_{и}$.

На основе характеристического уравнения можно получить выражения для параметров ПИ-регулятора [13]:

$$K_{и}(\omega, \varphi) = \frac{N_1}{b_0^2 + b_1^2\omega^2};$$

$$N_1 = a_1b_0\omega^2\cos(\varphi) - a_0b_1\omega^2\cos(\varphi) + a_2b_1\omega^4\cos(\varphi) + a_1b_1\omega^3\sin(\varphi) - a_2b_0\omega^3\sin(\varphi) + a_0b_0\omega\sin(\varphi);$$

$$K_{п}(\omega, \varphi) = \frac{N_2}{b_0^2 + b_1^2\omega^2};$$

$$N_2 = a_2b_0\omega^2\cos(\varphi) - a_1b_1\omega^2\cos(\varphi) - a_0b_0\cos(\varphi) + a_2b_1\omega^3\sin(\varphi) - a_0b_1\omega\sin(\varphi) + a_1b_0\omega\sin(\varphi).$$

Изменяя частоту ω от 0 до 10 МГц, можно построить границы областей устойчивости САУ с запасом устойчивости не менее $\varphi=25^\circ$. На **рис. 3** представлены границы для четырех наборов параметров системы, сформированных из граничных значений входного напряжения $U_{вх}$ и сопротивления нагрузки $R_{н}$. Области желаемых значений параметров регулятора для каждого набора параметров лежат справа от этих границ. Очевидно, что пересечение 4-х областей желаемых параметров дает область желаемых параметров регулятора, которые обеспечивают запас устойчивости по фазе более 25° . Очевидно, что указанная область располагается ниже кривой L_1 (на **рис. 3** заштрихована), соответствующей параметрам $U_{вх\ min}$ и $R_{н\ min}$.

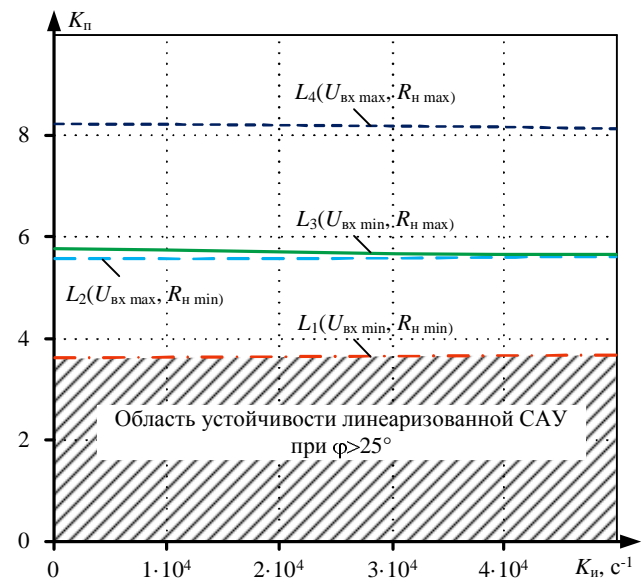


Рис. 3. Границы областей устойчивости линеаризованной САУ

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ САУ

Результаты математического моделирования САУ с непосредственным повышающим преобразователем напряжения получены с использованием обобщенной математической модели, рассмотренной автором в работе [11].

На рис. 4 представлена карта динамических режимов и диаграмма размаха колебаний выходного напряжения. Диаграммы на рис. 4 построены в пространстве параметров регулятора K_n и K_{in} при $U_{вх}=20$ В и $R_n=5$ Ом.

На картах динамических режимов символами Π_i разными цветами отмечены области существования различных режимов, где символ i – кратность цикла m . Так, например, Π_1 – это область существования желаемого 1-цикла. Области Π_x – соответствуют хаотическим режимам функционирования преобразователя ($m \rightarrow \infty$).

Как видно из рис. 4, в области нежелательных режимов, располагающейся правее бифуркационной границы L_{n1} , размах колебаний выходного напряжения намного больше, чем в области желаемого режима $\Pi_{1,1}$, что делает невозможным выбор параметров регулятора из этой области. Данную ситуацию поясняет рис. 5, где приведены примеры временных диаграмм в точках P_1 ($K_n=0,9$, а $K_{in}=25000$) и P_2 ($K_n=0,9$, а $K_{in}=16666,66$) на карте динамических режимов. В нежелательном режиме работы в точке P_1 (кривая 1 на рис. 5) размах колебаний выходного напряжения составляет 30 В, что в 21,4 раза больше, чем в желаемом режиме работы в точке P_2 (кривая 2 на рис. 5).

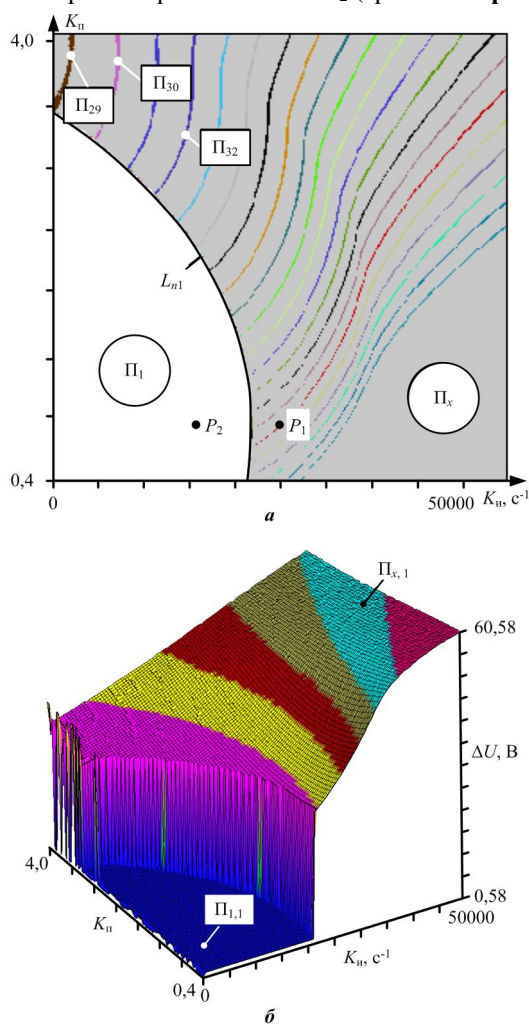


Рис. 4. Двухпараметрические диаграммы: а – карта динамических режимов; б – диаграмма размаха колебаний

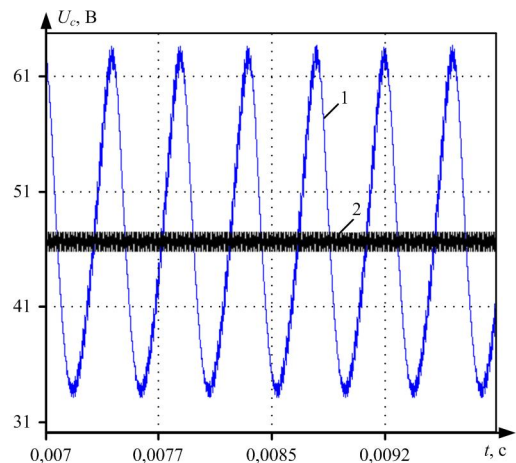


Рис. 5. Временные диаграммы выходного напряжения преобразователя: 1 – в точке P_1 ; 2 – в точке P_2

Также стоит заметить, что точка P_1 , в которой наблюдаются нежелательные колебания, попадает в область устойчивости линеаризованной системы (см. рис. 3), причем находится на значительном удалении от границы L_1 . Приведенный пример отчетливо показывает недостатки линеаризованных моделей при выборе параметров регулятора, которые не учитывают динамическую нелинейность САУ с импульсными преобразователями и возможность возникновения нежелательных режимов работы даже при корректных с точки зрения теории линейных систем параметрах регулятора.

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА С УЧЕТОМ ДИНАМИЧЕСКОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ САУ

Результаты, полученные в предыдущих разделах, позволяют сформулировать методику проектирования САУ с импульсными преобразователями напряжения с учетом динамических нелинейностей.

Процесс проектирования состоит из следующих этапов:

1. Производится расчет параметров реактивных компонентов преобразователя по стандартной методике.
2. На основе малосигнальной передаточной функции, полученной при линеаризации системы в рабочей точке, строятся границы устойчивости L_i системы в пространстве параметров регулятора для четырех наборов параметров, включающих в себя параметры, изменяющиеся при работе преобразователя в широком диапазоне, а именно R_n , $U_{вх}$. Причем при формировании указанных наборов используются граничные значения указанных параметров.

3. Строятся карты динамических режимов для использованных в п. 2 наборов параметров и определяются границы областей существования нежелательных динамических режимов с кратностью цикла m отличным от единицы (L_{ni}).

4. Строится диаграмма с нанесенными на нее границами устойчивости линеаризованной модели САУ (L_i) и бифуркационными границами нелинейной динамической модели (L_{ni}) и ищется область, соответствующая пересечению областей устойчивости линеаризованной модели и областей существования желаемого динамического режима нелинейной динамической модели.

На рис. 6 представлена диаграмма, на которой представлена граница L_1 , соответствующая минимальным значениям входного напряжения и сопротивления нагрузки, и бифуркационные границы L_{ni} , соответствующие четырем наборам параметров.

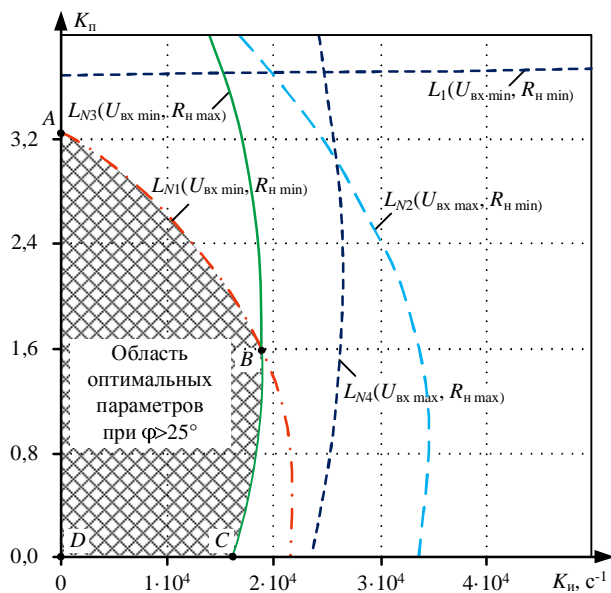


Рис. 6. Границы областей существования желаемых динамических режимов

Заштрихованная область параметров, ограниченная справа линиями ABC (рис. 6), является областью желаемых параметров регулятора, при выборе которых система будет работать в желаемом динамическом режиме (1-цикле) при изменении входного напряжения и сопротивления нагрузки в заданных диапазонах. Причем участок AB определяется бифуркационной границей L_{N1} , а участок BC – бифуркационной границей L_{N3} .

Приведенный пример не исчерпывает всех возможных конфигураций границ устойчивости линеаризованной модели и бифуркационных границ нелинейной динамической модели САУ, но в то же время предлагаемая методика выбора желаемых параметров регулятора является универсальной и может быть применена при проектировании импульсных преобразователей напряжения широкого класса.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенных исследований можно сделать выводы:

1. Линейные динамические модели импульсных преобразователей, являющиеся малосигнальными, не позволяют учитывать динамические нелинейности систем рассматриваемого класса, что может привести к неудовлетворительным результатам проектирования.
2. Использование нелинейных динамических моделей на этапе проектирования позволяет предотвратить возникновение нелинейных колебаний за счет уточнения области желаемых параметров регулятора.
3. Предложена методика выбора оптимальных па-

раметров регулятора в условиях изменения в широком диапазоне входного напряжения и сопротивления нагрузки с учетом динамических нелинейностей системы.

4. Предлагаемая методика может быть применена к широкому классу импульсных преобразователей напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 294 с.
2. Белов Г.А. Теория импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. 330 с.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
4. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Андриянов А.И., Михальченко С.Г. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиозлектроники, 2007. 224 с.
5. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. Bifurcations and chaos in piece-wise-smooth dynamical systems. Singapore: World Scientific Pub Co Inc, 2003. 376 p. doi: 10.1142/5313.
6. High-feedback operation of power electronic converters / Z.T. Zhusubaliyev, E. Mosekilde, A.I. Andriyanov, G.Y. Mikhail'chenko // Electronics. 2013. No. 2. Pp. 113-167. doi: 10.3390/electronics2020113.
7. Instabilities in digitally controlled voltage-mode synchronous buck converter / D. Yu, H.H.C. Lu, H. Chen, E. Rodriguez, E. Alarcón, A. El Aroudi // International Journal of Bifurcation and Chaos. 2012. Vol. 22. No. 1. Pp. 1-12. doi: 10.1142/S0218127412500125.
8. Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г., Обрусник В.П. Проблемы анализа динамических режимов функционирования устройств силовой электроники модульного типа // Ползуновский вестник. 2012. Т. 3. № 2. С. 107-116.
9. Охоткин Г.П. О бифуркациях периодических движений САУ тока с ШИМ-1 и ПИ-РТ // Труды академии электротехнических наук ЧР. 2002. № 1. С. 72-80.
10. Андриянов А.И. Исследование нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения. Брянск: БГТУ, 2016. 187 с.
11. Андриянов А.И., Булохов Н.М. Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения // Справочник. Инженерный журнал. 2013. № 10. С. 30-39.
12. Andriyanov A.I., Sachenko E.A. Study of nonlinear dynamics in a three-phase transistor controlled rectifier with a PI voltage controller in regeneration mode // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). IEEE, 2016. Pp. 1-8. doi: 10.1109/Dynamics.2016.7818966.
13. An approach for buck converter pi controller design using stability boundary locus / M.M. Garg, Y.V. Hote, M.K. Pathak, L. Behera // IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (TD). IEEE, 2018. Pp. 1-5. doi: 10.1109/TDC.2018.8440291.

Поступила в редакцию 3 апреля 2021 г.

INFORMATION IN ENGLISH

DESIGN OF PULSE-WIDTH DC/DC CONVERTERS TAKING INTO ACCOUNT DYNAMIC NONLINEARITY

Aleksey I. Andriyanov

Ph.D. (Engineering), Associate Professor, the Department of Electronics, Radio electronics and Electrotechnical Systems, Bryansk State Technical University, Bryansk, Russia. E-mail: mail@ahaos.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4083-040X>.

The paper considers the issues of choosing the optimal parameters of the regulator of automatic control systems with pulse-width converters taking into account their dynamic nonlinearity. Switching converters with voltage feedback are nonlinear dynamic systems in which nonlinear oscillations can occur if the controller parameters are incorrectly selected, which degrades the quality of the output voltage. The design of such systems, as a rule, is carried out using small-signal dynamic models that allow using the methods of the theory of automatic control of linear systems, but do not allow taking into account the possibility of nonlinear oscillations. When choosing the optimal parameters of the controller along with linear dynamic models, it is proposed to use nonlinear dynamic models of pulse-width converters, which make it possible to take into account the specific features of the nonlinear dynamics of systems of the class under consideration. In this work, using a specific example, the problem of a linear approach to the design of impulse power conversion systems is shown. An additional analysis of the system is carried out using the generalized mathematical model of pulse-width converters proposed by the author in one of the early works and the areas of the desired operating mode of the converter in the space of the controller parameters are identified. The importance of refining the region of optimal parameters of the controller using nonlinear dynamic models is shown. The method for choosing the optimal parameters of the regulator is proposed, which excludes the occurrence of undesirable dynamic modes of operation of the converter in a wide range of changes in the load resistance and input voltage of the converter. The presented results were obtained for the first time and can be extended to a wide class of pulse converters of electrical energy.

Keywords: pulse-width converter, boost converter, pulse-width modulation, small-signal model, nonlinear dynamics, nonlinear oscillations, bifurcation, proportional-integral controller, dynamic mode, stability margin.

REFERENCES

- Severns R., Bloom G. *Impulsnye preobrazovateli postoyan-nogo napryazheniya dlya system vtorichnogo elektropitaniya* [Switching DC voltage converters for secondary power supply systems]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 294 p. (In Russian)
- Belov G.A. *Teoriya impulsnykh preobrazovateley* [Pulse converter theory]. Cheboksary, Chuvash State University Publ., 2016. 330 p. (In Russian)
- Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor converter technology]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 632 p. (In Russian)
- Kobzev A.V., Mikhachenko G.Ya., Andriyanov A.I., Mikhachenko S.G. *Nelineynaya dinamika poluprovodnikovyykh preobrazovateley* [Nonlinear dynamics of semiconductor converters]. Tomsk, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics Publ., 2007. 224 p. (In Russian)
- Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. Bifurcations and chaos in piecewise-smooth dynamical systems. Singapore, World Scientific Pub Co Inc., 2003. 376 p. doi: 10.1142/5313.
- Zhusubaliyev Z.T., Mosekilde E., Andriyanov A.I., Mikhachenko G.Y. High-feedback operation of power electronic converters. *Electronics*. 2013. No. 2. Pp. 113-167. doi: 10.3390/electronics2020113.
- Yu D., Ju H.H.C., Chen H., Rodriguez E., Alarcón E., El Aroudi A. Instabilities in digitally controlled voltage-mode synchronous buck converter. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2012. Vol. 22. no. 1. Pp. 1-12. doi: 10.1142/S0218127412500125.
- Mikhachenko G.Ya., Mikhachenko S.G., Obrusnik V.P. Problems of analysis of dynamic modes of operation of modular power electronics devices. *Polzunovskiy vestnik* [Polzunov Bulletin], 2012, vol. 3, no. 2, pp. 107-116. (In Russian)
- Okhotkin G.P. On bifurcations of periodic movements of the ACS current with PWM-1 and PI-CT. *Trudy akademii elektrotekhnicheskikh nauk chuvashskoy respubliki* [Proceedings of Academy of electrical engineering Sciences of the Chuvash Republic], 2002, no. 1, pp. 72-80. (In Russian)
- Andriyanov A.I. *Issledovanie nelineynoy dinamiki impulsnykh preobrazovateley napryazheniya* [Investigation of nonlinear dynamics of pulse voltage converters]. Bryansk, Bryansk State Technical University Publ., 2016. 187 p. (In Russian)
- Andriyanov A.I., Bulokhov N.M. The algorithms for bifurcation analyze the generalized model of dc/dc converters. *Spravochnik. Inzhenernyi zhurnal* [Handbook. An Engineering Journal], 2013, no. 10, pp. 30-39. (In Russian)
- Andriyanov A.I., Sachenko E.A. Study of nonlinear dynamics in a three-phase transistor controlled rectifier with a PI voltage controller in regeneration mode. 2016 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). IEEE, 2016, pp. 7818966. doi: 10.1109/Dynamics.2016.7818966.
- Garg M.M., Hote Y.V., Pathak M.K., Behera L. An Approach for buck Converter PI controller design using stability boundary locus. 2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition. IEEE, 2018, pp. 1-5. doi: 10.1109/TDC.2018.8440291.

Андриянов А.И. Проектирование импульсных преобразователей постоянного напряжения с учетом динамических нелинейностей // *Электротехнические системы и комплексы*. 2021. № 2(51). С. 39-44. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-2\(51\)-39-44](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-2(51)-39-44)

Andriyanov A.I. Design of Pulse-width DC/DC Converters Taking into Account Dynamic Nonlinearity. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2021, no. 2(51), pp. 39-44. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-2\(51\)-39-44](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-2(51)-39-44)