

Электротехнические комплексы и системы

Научная статья

Статья в открытом доступе

УДК 537.9; 621.382

doi: 10.30987/2658-6436-2022-4-87-96

РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМИ ДИНАМИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Алексей Иванович Андриянов ✉

Брянский государственный технический университет, г. Брянск, Россия

mail@ahaos.ru

Аннотация. Предложена методика выбора оптимальных параметров систем управления преобразователей постоянного напряжения, базирующаяся на совместном применении теории линейных систем автоматического управления и теории нелинейных динамических систем. Рассмотрена малосигнальная структурная динамическая модель разомкнутого контура системы автоматического управления на основе непосредственного повышения напряжения преобразователя напряжения с системой управления нелинейными динамическими процессами на основе метода с запаздывающей обратной связью. Использование данной модели позволяет осуществлять научно-обоснованный выбор параметров системы управления нелинейными динамическими процессами с использованием методов теории линейных систем автоматического управления. Выполнен расчет диаграмм Бode разомкнутого контура системы без дополнительного управления нелинейными динамическими процессами и с дополнительным управлением. Показаны эффективности использования систем управления нелинейными динамическими процессами, которые позволяют устранять нежелательные динамические режимы без дополнительного параметрического синтеза регулятора, а следовательно, без снижения быстродействия системы в целом. Кроме того, применение данных методов позволяет корректировать параметры регулятора с целью повышения быстродействия системы без перехода системы в нежелательные динамические режимы. Полученные результаты могут быть применены на этапе проектирования импульсных преобразователей постоянного напряжения широкого класса.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, нелинейная динамика, запаздывающая обратная связь, система автоматического управления, частотные характеристики

Для цитирования: Андриянов А.И. Расчет оптимальных параметров систем управления нелинейными динамическими процессами импульсных преобразователей напряжения // Автоматизация и моделирование в проектировании и управлении. 2022. №4 (18). С. 87-96. doi: 10.30987/2658-6436-2022-4-87-96.

Original article

Open Access Article

CALCULATING OPTIMAL CONTROL SYSTEM PARAMETERS FOR NONLINEAR DYNAMIC PROCESSES OF PULSE VOLTAGE CONVERTERS

Alexey I. Andriyanov

Bryansk State Technical University, Bryansk, Russia

ahaos@mail.ru

Abstract. A technique for choosing the optimal control system parameters for DC voltage converters is proposed, based on the joint application of the theory of linear automatic control systems and the theory of nonlinear dynamic systems. A small-signal structural dynamic model of an open loop of an automatic control system based on a direct step-up voltage converter with a control system for nonlinear dynamic processes based on a delayed feedback method is considered. Applying this model makes it possible to carry out a scientifically substantiated choice of the control system parameters for nonlinear dynamic processes using the methods of linear automatic control system theory. Bode diagrams of an open loop system are calculated without additional control of nonlinear dynamic processes and with additional control. The efficiency of using control systems for nonlinear dynamic processes is shown, which allows

eliminating undesirable dynamic modes without additional parametric synthesis of the controller and, consequently, without reducing the system performance as a whole. In addition, applying these methods allows adjusting the controller parameters to increase the system performance without switching the system to undesirable dynamic modes. The results obtained can be applied at the stage of designing wide-class DC voltage pulse converters.

Keywords: switching voltage converter, nonlinear dynamics, delayed feedback, automatic control system, frequency characteristics

For citation: Andriyanov A.I. Calculation optimal control system parameters for nonlinear dynamic processes of pulse voltage converters. Automation and modeling in design and management, 2022, no. 4 (18). pp. 87-96. doi: 10.30987/2658-6436-2022-4-87-96.

Введение

Импульсные преобразователи напряжения, являющиеся замкнутыми системами автоматического управления, относятся к классу нелинейных дискретных систем, склонных к появлению нелинейных колебаний выходного напряжения при изменении определенных параметров системы (входного напряжения или сопротивления нагрузки) во время функционирования [1]. Указанные колебания, как правило, сопровождаются большой амплитудой. Устранение этих колебаний может осуществляться с помощью параметрического синтеза, когда выбираются такие параметры корректирующего устройства или частота широтно-импульсной модуляции (ШИМ), исключающие возможность реализации нежелательных динамических режимов [1, 2]. Как правило в этом случае повышается частота ШИМ или увеличивается запас устойчивости разомкнутой системы за счет коррекции параметров регулятора [2]. Первое ведет к росту динамических потерь, а второе – к снижению частоты среза разомкнутой системы и, соответственно, к падению быстродействия. В ряде случаев оба подхода могут быть недопустимы, что требует применения структурно-алгоритмического синтеза, когда в составе системы управления импульсного преобразователя напряжения применяется дополнительная система управления нелинейными динамическими процессами (СУНДП), основной задачей которой является стабилизация желаемого динамического режима [3, 4].

Как известно, желаемым динамическим режимом импульсного преобразователя постоянного напряжения является колебательный режим, когда частота колебаний выходного напряжения равна частоте широтно-импульсной модуляции (так называемый однократный режим или 1-цикл) [1, 2]. Для анализа систем с колебаниями, как правило, используется метод точечных отображений, когда анализируется так называемая неподвижная точка отображения Пуанкаре, координаты которой определяются в точке пересечения фазовой траекторий некоторой плоскости, расположенной трансверсально указанной траектории [5]. При работе в однократном режиме на данной плоскости отображается одна точка, а при работе в нежелательных режимах (m -циклах) – m -точек. Частота колебаний в нежелательных режимах в m раз меньше частоты ШИМ, где m – кратность цикла. Также возможны хаотические колебания.

На данный момент для управления нелинейными динамическими процессами импульсных преобразователей напряжения использовались следующие методы: метод с запаздывающей обратной связью (МЗОС) [3, 4], метод на основе линеаризации отображения Пуанкаре [6], метод направления на цель [7], метод резонансного возмущения параметра [8].

Наименее требовательным к вычислительным ресурсам управляющего микроконтроллера является метод с запаздывающей обратной связью, который рассматривался автором в [3]. В указанной работе была разработана адаптивная дискретная система управления нелинейными динамическими процессами учитывающая многомерность объекта управления, а также алгоритм оптимизации ее параметров с целью стабилизации желаемого динамического режима, с целью обеспечения модуля старшего мультипликатора данного режима меньше единицы. Данный подход основан на теории нелинейных динамических систем и позволяет достичь приемлемых показателей качества выходного напряжения, но при этом он не учитывает стандартные частотные методы проектирования, используемые при расчете линейных систем автоматического управления. Также на этапе проектирования важно оценивать характер частотных характеристик в области низких частот, поскольку эта область влияет на величину статической ошибки. Кроме того, нужно контролировать частоту среза разомкнутого контура и запасы устойчивости по фазе и амплитуде [9].

В данной работе автором предпринята попытка совместного использования теории линейных динамических систем и теории нелинейных динамических систем с целью улучше-

ния динамических характеристик системы автоматического управления на основе непосредственного повышающего преобразователя.

Непосредственный повышающий преобразователь постоянного напряжения с системой управления на основе запаздывающей обратной связи

Общая структура системы представлена на рис. 1. Здесь приняты следующие обозначения: ОСУ – основная система управления; СУНДП – система управления нелинейными динамическими процессами; SB – вычитатель основной системы управления; ЗГ – задающий генератор, « $=$ » – компаратор; ГПН – генератор пилообразного напряжения; УВХ – устройство выборки-хранения; K_{r1} – коэффициент пропорциональности ПИ-регулятора; $W_i(s)$ – интегратор ПИ-регулятора; β – коэффициент усиления цепи обратной связи; VT – силовой транзистор; VD – силовой диод; L – дроссель выходного фильтра; C – конденсатор выходного фильтра; R_L – активное сопротивление дросселя; R_c – активное сопротивление конденсатора; R_n – сопротивление нагрузки; $U_{вх}$ – входное напряжение; U_3 – задающее напряжение; $U_{ош}$ – сигнал ошибки; U_y – сигнал управления; $U_{зг}$ – сигнал задающего генератора; $U_{грн}$ – разветвляющееся напряжение с амплитудой $U_{грн,m}$; U_k – выходной сигнал компаратора; SBi – вычитатели подсистемы управления нелинейными динамическими процессами; Zi – блоки задержки на один тактовый интервал, где $i = 1, 2, 3$; $УВХi$ – устройства выборки-хранения подсистемы управления нелинейными динамическими процессами; K_i – масштабирующий усилитель невязки по i -й фазовой переменной с коэффициентом K_i ; СУМ – сумматор; u_{1k} – напряжение на конденсаторе в дискретные моменты времени; u_{2k} – ток дросселя в дискретные моменты времени; u_{3k} – выходное напряжение интегратора в дискретные моменты времени; Δu_{ik} – невязка по i -й фазовой переменной в дискретные моменты времени.

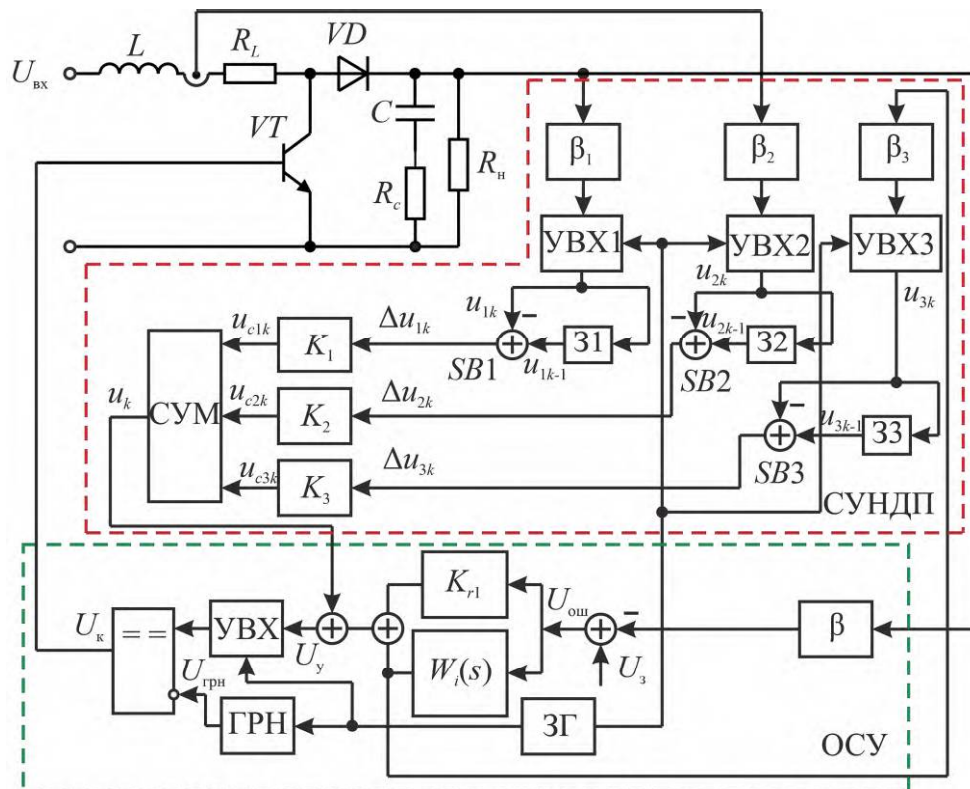


Рис. 1. Структурная схема непосредственного повышающего преобразователя напряжения с системой управления на основе запаздывающей обратной связи

Fig. 1. Block diagram of boost converter with control system based on of time-delayed feedback control

Система управления состоит из основной системы управления (ОСУ), которая обеспечивает стабилизацию среднего значения выходного напряжения преобразователя и СУНДП, которая обеспечивает стабилизацию неподвижной точки желаемого динамического режима. В данном случае использовался метод с запаздывающей обратной связью (МЗОС). Система управления нелинейными динамическими процессами на каждом тактовом интервале вводит корректирующие воздействия в контур основной системы управления [3], которые рассчи-

тываются на основе суммирования масштабированных с коэффициентами K_i невязок по каждой i -й фазовой переменной Δu_{ik} . Невязка Δu_{ki} является разностью между выходным сигналом датчика фазовой переменной β_i в предыдущий $(k-1)$ -й дискретный момент времени и выходным сигналом датчика фазовой переменной β_i в текущий k -й дискретный момент времени. Очевидно, что при работе в желаемом динамическом режиме (1-цикле) $u_{ik}=u_{ik-1}$. В этом случае корректирующие воздействия СУНДП $u_k = 0$.

Малосигнальная структурная динамическая модель разомкнутой системы

Ранее автором в [10] рассматривалась малосигнальная структурная модель системы на основе непосредственного понижающего преобразователя с ПИ-регулятором и с СУНДП на основе МЗОС. Используем ее для анализа динамики систем на основе непосредственного повышающего преобразователя после соответствующей адаптации.

Структурная модель разомкнутого контура представлена на рис. 2.

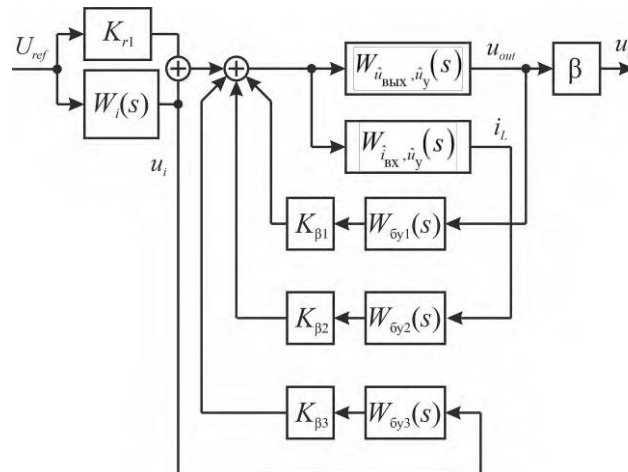


Рис. 2. Малосигнальная структурная динамическая модель системы автоматического управления на основе непосредственного повышающего преобразователя с запаздывающей обратной связью
 Fig. 2. Small-signal structural dynamic model of automatic control system based on boost converter with time-delayed feedback control

Ниже представлены передаточные функции блоков модели.

Передаточная функция выходное напряжение – напряжение управления [11]:

$$W_{\hat{u}_{\text{ВЫХ}}, \hat{u}_y}(s) = (CR_C s + 1) \left[\Gamma'^2 R_H^2 U_{\text{ВЫХ}} - R_H R_L U_{\text{ВЫХ}} - R_L R_C U_{\text{ВЫХ}} - (LR_H U_{\text{ВЫХ}} + LR_C U_{\text{ВЫХ}}) s \right] \div U_{\text{ГРН}, m} \left[C\Gamma' L s^2 (R_H + R_C)^2 + \Gamma'^3 R_H^2 + \Gamma' s (R_H + R_C) (L + CR_H R_L + CR_L R_C + C\Gamma' R_H R_C) + \Gamma'^2 R_H R_C + \Gamma' R_H R_L + \Gamma' R_L R_C \right],$$

где Γ – среднее значение коэффициента заполнения ШИМ, $\Gamma' = 1 - \Gamma$; s – оператор Лапласа.

Передаточная функция ток дросселя – напряжение управления [11]:

$$W_{\hat{i}_{\text{ВХ}}, \hat{u}_y}(s) = \left[R_C U_{\text{ВЫХ}} + 2\Gamma' R_H U_{\text{ВЫХ}} + CR_C^2 U_{\text{ВЫХ}} s + CR_H R_C U_{\text{ВЫХ}} s + C\Gamma' R_H^2 U_{\text{ВЫХ}} s + C\Gamma' R_H R_C U_{\text{ВЫХ}} s \right] \div U_{\text{ГРН}, m} \left[C\Gamma' L s^2 (R_H + R_C)^2 + \Gamma'^3 R_H^2 + \Gamma' s (R_H + R_C) \times (L + CR_H^2 R_L + CR_L R_C + C\Gamma' R_H^2 R_C) + \Gamma'^2 R_H^2 R_C + \Gamma' R_H^2 R_L + \Gamma' R_L R_C \right].$$

Передаточная функция интегратора в составе регулятора:

$$W_i(s) = \frac{1}{T_i s + K_{r2}},$$

где T_i – постоянная времени интегратора; K_{r2} – коэффициент, учитывающий паразитные параметры схемы интегратор.

Передаточная функция управляющего блока СУНДП [10]:

$$W_{\text{бв}}(s) = \frac{2as}{as + 2},$$

где a – длительность тактового интервала ШИМ.

Блоки $W_{i_{\text{вх}}, i_{\text{у}}}(s)$, $W_{i_{\text{вх}}, i_{\text{у}}}(s)$ определяют малосигнальные динамические свойства силовой части преобразователя, блоки $W_i(s)$, $W_{\text{бв}}(s)$ – динамические свойства системы управления, а коэффициенты $K_{\beta i}$ определяются как $K_{\beta i} = K_i \beta_i$.

На основе малосигнальной структурной динамической модели разомкнутой системы (см. рис. 2) можно осуществлять выбор оптимальных параметров СУНДП с использованием стандартного программного обеспечения типа MatLab Simulink, SciCos, SimInTech и т.п. В силу сложности структурной модели и высокого порядка передаточной функции разомкнутой системы выбор оптимальных параметров может быть осуществлен только с помощью численных методов.

Выбор оптимальных параметров системы управления непосредственного повышающего преобразователя постоянного напряжения

Для выбора оптимальных параметров системы управления с учетом динамических нелинейностей объекта предлагается методика, предполагающая следующую последовательность действий.

1. Рассчитываются границы областей устойчивости малосигнальной динамической модели для нескольких наборов параметров системы, определяемых их граничными значениями.

2. Рассчитываются границы областей существования желаемого динамического режима для четырех наборов параметров системы с использованием нелинейной динамической модели.

3. Определяются оптимальные значения параметров регулятора на основании анализа диаграмм, полученных в п.п. 1, 2.

4. Оценивается длительность переходного процесса и перерегулирование при выбранных параметрах регулятора и при необходимости осуществляется их коррекция (параметрический синтез) с учетом результатов п.п. 1, 2.

5. При неудовлетворительных результатах параметрического синтеза (п. 4) принимается решение использовать СУНДП на основе того или иного метода управления нелинейными динамическими процессами.

6. Осуществляется расчет оптимальных параметров СУНДП с использованием численных методов на основе малосигнальной структурной динамической модели разомкнутого контура (см. рис. 2).

7. Проверяется устойчивость и единственность желаемого динамического режима во всех диапазонах изменения параметров системы.

Используем представленную методику.

На первом этапе построим границы областей устойчивости системы автоматического управления на основе непосредственного повышающего преобразователя напряжения без использования СУНДП с целью выбора параметров ПИ-регулятора, обеспечивающих устойчивость системы.

Рассматривались следующие исходные данные для расчета: $U_{\text{вхmin}} = 9 \text{ В}$; $U_{\text{вхmax}} = 14 \text{ В}$; $U_{\text{вых}} = 24 \text{ В}$; $R_L = 0,003 \text{ Ом}$; $P_{\text{нmin}} = 150 \text{ Вт}$; $P_{\text{нmax}} = 200 \text{ Вт}$; $K_{r2} = 0,001$; $\beta = 0,01$; $U_{\text{грн},m} = 10 \text{ В}$; $f_q = 20 \text{ кГц}$; $U_3 = 2,4 \text{ В}$; допустимая амплитуда пульсаций напряжения $\Delta U_{\text{вых}} = 0,24 \text{ В}$; длительность переходного процесса при пуске не более 15 мс.

Параметры фильтра рассчитываются по известным выражениям [12].

Индуктивность дросселя L :

$$L_{\text{min}} = \frac{(U_{\text{выхmax}} - U_{\text{вхmin}})(1 - \Gamma_{\text{max}})}{2\Gamma_{\text{max}} I_{\text{нmin}} f_q},$$

где $I_{\text{нmin}} = P_{\text{нmin}} / U_{\text{выхmax}}$ – минимальное значение тока нагрузки; $\Gamma_{\text{max}} = 1 - U_{\text{вхmin}} / U_{\text{выхmax}}$ – максимальное значение среднего значения коэффициента заполнения.

Емкость конденсатора:

$$C_{\min} = \frac{I_{\text{нmax}} \Gamma_{\text{max}}}{2\Delta U_{\text{вых}} f_q},$$

где $I_{\text{нmax}} = P_{\text{нmax}} / U_{\text{выхmin}}$.

По результатам расчетов с учетом повышающих коэффициентов имеем: $L = 16,2$ мкГн; $C = 1628$ мкФ.

Для выбора оптимальных параметров регулятора составляется характеристическое уравнение:

$$1 + e^{-j\varphi} W_{\dot{i}_{\text{вых}}, \dot{i}_y}(s) W_{\text{рег}}(s) \beta = 0,$$

где $W_{\text{рег}}(s)$ – передаточная функция регулятора.

Передаточная функция $W_{\dot{i}_{\text{вых}}, \dot{i}_y}(s)$ для преобразователей постоянного напряжения может быть представлена в виде:

$$W_{\dot{i}_{\text{вых}}, \dot{i}_y}(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0},$$

где для непосредственного повышающего преобразователя, считая $R_c = 0$, имеем:

$$\begin{aligned} b_1 &= -LR_{\text{H}}U_{\text{вх}}, \quad b_0 = R_{\text{H}}^2U_{\text{вх}} - 2\Gamma R_{\text{H}}^2U_{\text{вх}} + \Gamma^2 R_{\text{H}}^2U_{\text{вх}} - R_L R_{\text{H}} U_{\text{вх}}, \\ a_2 &= U_{\text{грн},m} CLR_{\text{H}}(R_{\text{H}}\Gamma^2 - 2R_{\text{H}}\Gamma + R_L + R_{\text{H}}), \quad a_1 = U_{\text{грн},m}(L + CR_L R_{\text{H}})(R_{\text{H}}\Gamma^2 - 2R_{\text{H}}\Gamma + R_L + R_{\text{H}}), \\ a_0 &= U_{\text{грн},m}(R_L^2 + R_{\text{H}}^2 + 6\Gamma^2 R_{\text{H}}^2 - 4\Gamma^3 R_{\text{H}}^2 + \Gamma^4 R_{\text{H}}^2 + 2R_L R_{\text{H}} - 4\Gamma R_{\text{H}}^2 + 2\Gamma^2 R_L R_{\text{H}} - 4\Gamma R_L R_{\text{H}}). \end{aligned}$$

Из характеристического уравнения можно получить выражения для коэффициентов ПИ-регулятора как в [13]:

$$\begin{aligned} K_{\text{и}}(\omega, \varphi) &= \frac{a_1 b_0 \omega^2 \cos(\varphi) - a_0 b_1 \omega^2 \cos(\varphi) + a_2 b_1 \omega^4 \cos(\varphi) + a_1 b_1 \omega^3 \sin(\varphi) - a_2 b_0 \omega^3 \sin(\varphi) + a_0 b_0 \omega \sin(\varphi)}{b_0^2 + b_1^2 \omega^2}, \\ K_{\text{р1}}(\omega, \varphi) &= \frac{a_2 b_0 \omega^2 \cos(\varphi) - a_1 b_1 \omega^2 \cos(\varphi) - a_0 b_0 \cos(\varphi) + a_2 b_1 \omega^3 \sin(\varphi) - a_0 b_1 \omega \sin(\varphi) + a_1 b_0 \omega \sin(\varphi)}{b_0^2 + b_1^2 \omega^2}, \end{aligned}$$

где $K_{\text{и}} = 1 / T_{\text{и}}$; φ – запас устойчивости по фазе.

Подставляя в данные выражения $j\omega$ (при частоте ω изменяющейся в диапазоне от 0 до 100 000 рад/с) построим $K_{\text{и}}(\omega, \varphi)$ и $K_{\text{р1}}(\omega, \varphi)$ при запасе устойчивости $\varphi = 0$ для четырех наборов параметров системы: $U_{\text{вхmax}}, R_{\text{нmin}}$; $U_{\text{вхmax}}, R_{\text{нmax}}$; $U_{\text{вхmin}}, R_{\text{нmin}}$; $U_{\text{вхmin}}, R_{\text{нmax}}$. Полученные четыре границы областей устойчивости малосигнальной модели L_{Li} представлены на рис. 3 (точечные кривые). Возле каждой кривой указаны условия, при которых она была построена.

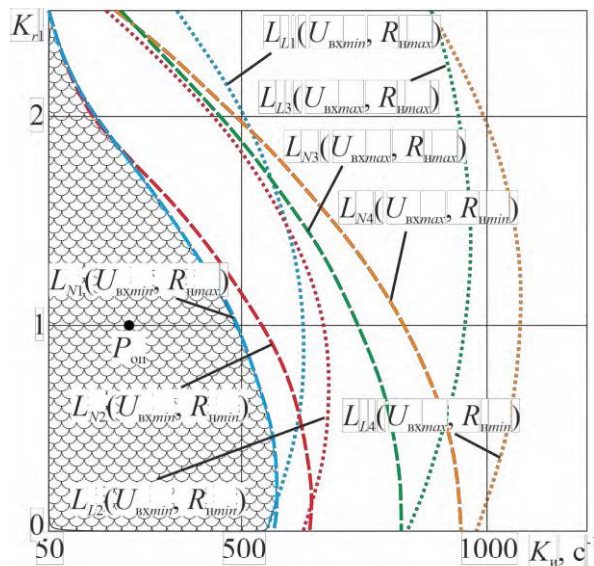


Рис. 3. Области устойчивости малосигнальной динамической модели и области существования желаемого динамического режима
 Fig. 3. Domains of Stability of a Small-Signal Dynamic Model and Domains of Existence of a Desired Dynamic Mode

Штриховыми кривыми L_{Ni} на рис. 3 ограничены области существования желаемого динамического режима, рассчитанные с использованием нелинейной динамической модели [2]. Как видно, они не совпадают с границами, рассчитанными с помощью малосигнальной динамической модели. Пересечение восьми областей на рис. 3 дает область допустимых параметров регулятора, при которых устойчива как малосигнальная динамическая модель, так и устойчив и единственен желаемый 1-цикл. Данная область на рис. 3 заштрихована. Она ограничена справа кривой L_{Ni} и при малых значения K_{r1} кривой L_{L1} .

Выбираем параметры ПИ-регулятора $K_{r1} = 1$ и $K_{и} = 200$, лежащие в данной области (точка $P_{оп}$), для которых на рис. 4 представлена временная диаграмма выходного напряжения (линия 1).

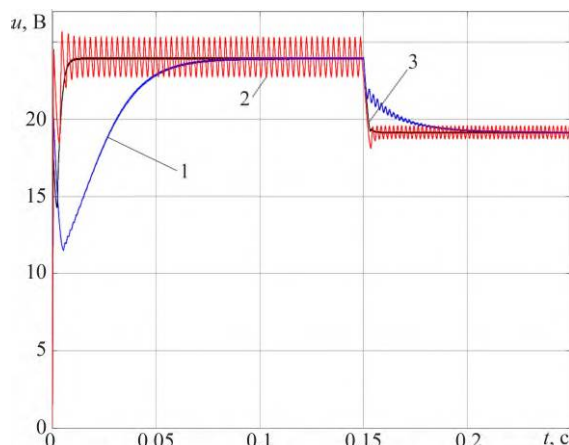


Рис. 4. Переходные процессы в непосредственном повышающем преобразователе напряжения при $U_{вх} = 9 \text{ В}$ и $R_{и} = 3,84 \text{ Ом}$:

1 – $K_{и} = 200 \text{ с}^{-1}$ без использования МЗОС; 2 – $K_{и} = 3000 \text{ с}^{-1}$ без использования МЗОС; 3 – $K_{и} = 3000 \text{ с}^{-1}$ с использованием МЗОС

Fig. 4. Transients in boost converter:

1 – $K_i = 200 \text{ s}^{-1}$ without using time-delayed feedback control; 2 – $K_i = 3000 \text{ s}^{-1}$ without using time-delayed feedback control; 3 – $K_i = 3000 \text{ s}^{-1}$ using time-delayed feedback control

Как видно из рисунка, время переходного процесса составляет 100 мс, что не соответствует техническому заданию. В случае соответствия данного показателя техническому заданию и при приемлемом перерегулировании процесс выбора параметров регулятора можно завершить.

С целью повышения быстродействия системы произвольно увеличиваем коэффициент интегратора ПИ-регулятора до $K_{и} = 3000 \text{ с}^{-1}$. Переходный процесс при данном значении $K_{и}$ представлен на рис. 5 (линия 2). Видно, что при выбранном значении $K_{и}$ система неустойчива и наблюдаются колебания большой амплитуды.

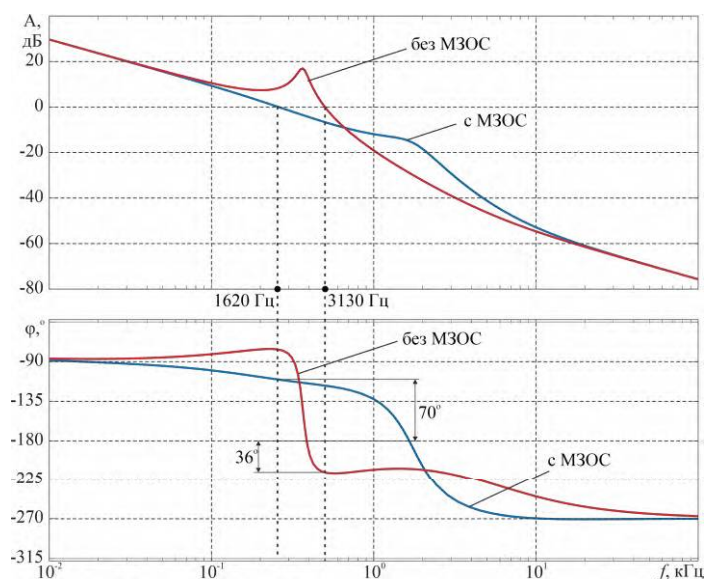


Рис. 5. Диаграммы Бode разомкнутой системы автоматического управления
Fig. 5. Bode diagrams of an open-loop automatic control system

Для поиска оптимальных значений коэффициентов $K_{\beta i}$ в составе СУНДП были применены алгоритмы [13 – 18] с целью обеспечения запаса устойчивости по фазе 70° малосигнальной структурной динамической модели (см. рис. 2). Получены следующие оптимальные значения коэффициентов СУНДП: $K_{\beta 1} = -1,488522256115798 \cdot 10^{-04}$; $K_{\beta 2} = 1,7344$; $K_{\beta 3} = -0,2936$.

На рис. 5 представлены диаграммы Бode разомкнутой системы автоматического управления (см. рис. 2) при $K_{и} = 3000 \text{ с}^{-1}$. Как видно из рисунка, без применения МЗОС система является неустойчивой и сдвиг по фазе разомкнутой системы составляет -216° . После применения СУНДП на основе МЗОС сдвиг по фазе составил -110° , что соответствует исходной постановке задачи, т.е. система стала устойчивой с запасом устойчивости по фазе 70° .

Также стоит заметить, что применение МЗОС несколько снизило частоту среза разомкнутой системы с 3130 Гц до 1620 Гц (см. рис. 5).

На рис. 4 представлен переходный процесс в замкнутой системе при использовании МЗОС (линия 3). Очевидно, что применение СУНДП обеспечило работу системы в желаемом динамическом режиме с малой амплитудой пульсаций, а время переходного процесса составило 10 мс, что соответствует техническому заданию.

На заключительном этапе оценим динамику системы с использованием нелинейной динамической модели [2]. Результаты расчета диаграммы амплитуды колебаний выходного напряжения представлены на рис. 6. Как видно из рисунка, максимальное значение амплитуды колебаний достигает $\Delta U_{\text{вых}} = 0,8 \text{ В}$. Таким образом можно сделать вывод о соответствии показателей качества выходного напряжения техническому заданию в выбранном диапазоне изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки.

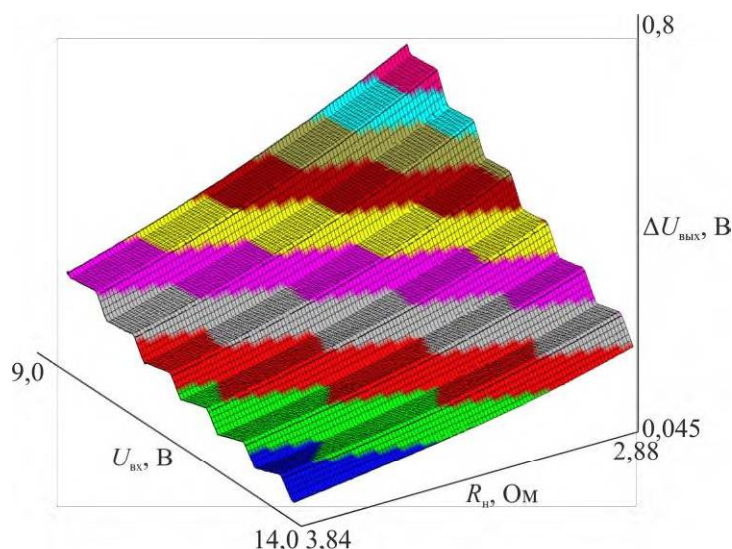


Рис. 6. Диаграмма амплитуды колебаний выходного напряжения
Fig. 6. Output voltage peak-to-peak diagram

Заключение

В статье рассмотрена методика расчета оптимальных параметров системы управления непосредственным повышающим преобразователем с запаздывающей обратной связью, которая позволяет достигать заданного быстродействия и реализации желаемого динамического режима в широком диапазоне изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки. При этом обеспечивается требуемая амплитуда колебаний выходного напряжения.

Показана возможность использования методов теории линейных систем автоматического управления при выборе оптимальных параметров систем управления нелинейными динамическими процессами, но при этом необходим контроль результатов расчета путем анализа динамики системы в широком диапазоне изменения ее параметров с использованием нелинейной динамической модели.

Предлагаемая методика выбора оптимальных параметров систем управления нелинейными динамическими процессами может быть применена к широкому классу импульсных преобразователей постоянного напряжения.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

References:

1. Zhusubaliyev, Zh.T. Bifurcations and chaos in piecewise-smooth dynamical systems / Zh.T. Zhusubaliyev, E. Mosekilde. – Singapore: World Scientific Pub Co Inc, 2003. – 376 p.
2. Кобзев, А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
3. Андриянов, А.И. Применение адаптивного метода с запаздывающей обратной связью для управления транзисторными преобразователями постоянного напряжения / А.И. Андриянов // Вестник Московского энергетического института. – 2015. – № 5. – P. 111-117.
4. Natsheh, A.N. Control of chaos in a DC-DC boost converter / A.N. Natsheh, N.B. Janson, J.G. Kettleborough // 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. – Cambridge, UK: IEEE, 2008. – P. 317-322.
5. Магницкий, Н.А. Новые методы хаотической динамики / Н.А. Магницкий, С.В. Сидоров. – М.: Едиториал УРСС, 2004. – 320 с.
6. Dragan, F. Controlling chaos in a current mode controlled Boost Converter using Ott-Grebogi-Yorke and Derivate methods / F. Dragan // Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Automation & Information. – Stevens Point, Wisconsin, United States: World Scientific and Engineering Academy and Society, 2006. – P. 62-65.
7. Andriyanov, A.I. A comparative analysis of efficiency of nonlinear dynamics control methods for a buck converter / A.I. Andriyanov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – Institute of Physics Publishing, 2017. – P. 1-9.
8. Kavitha, A. Control of chaos by resonant parametric perturbation in a current mode controlled buck-boost DC-DC converter / A. Kavitha, G. Uma // 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – Austin, TX, USA: IEEE, 2008. – P. 323-327.
9. Дмитриков, В.Ф. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания / В.Ф. Дмитриков, Д.В. Шушпанов. – Москва: Научно-техническое издательство «Горячая линия-Телеком», 2019. – 540 с.
10. Andriyanov, A.I. Investigating the dynamics of a buck converter with time-delay feed-back control / A.I. Andriyanov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2022. – Vol. 1227. – № 1. – P. 012011.
11. Severns, R.P. Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits / R.P. Severns, G.E. Bloom. – 1985.
12. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
13. Garg, M.M. An Approach for Buck Converter PI Controller Design Using Stability Boundary Locus / M.M. Garg, Y.V. Hote, M.K. Pathak, L. Behera // 2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T D). – Denver: IEEE, 2018. – P. 1-5.
14. Apkarian, P. Parametric Robust Structured Control Design / P. Apkarian, M.N. Dao, D. Noll // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2015. – Vol. 60. – № 7. – P. 1857-1869.
15. Apkarian, P. Multi-model, multi-objective tuning of fixed-structure controllers / P. Apkarian, P. Gahinet, C. Buhr // 2014 European Control Conference (ECC) 2014
1. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. Bifurcations and Chaos in Piece-Wise-Smooth Dynamical Systems. Singapore: World Scientific Pub Co Inc; 2003.
2. Kobzev A.V. Mikhailchenko G.Ya., Andriyanov A.I., Mikhailchenko S.G. Nonlinear Dynamics of Semiconductor Converters. Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics; 2007.
3. Andriyanov A.I. Application of Adaptive Time Delayed Feedback Control Method for Transistor Power Converters. Bulletin of Moscow Power Engineering Institute. 2015;5:111-117.
4. Natsheh AN, Janson NB, Kettleborough JG. Control of Chaos in a DC-DC Boost Converter. In: 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Cambridge (UK): IEEE; 2008. p. 317-322.
5. Magnitsky N.A., Sidorov S.V. New Methods for Chaotic Dynamics. Moscow: Editorial URSS; 2004.
6. Dragan F. Controlling Chaos in a Current Mode Controlled Boost Converter Using Ott-Grebogi-Yorke and Derivate Methods. In: Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Automation & Information; Stevens Point, Wisconsin (USA): World Scientific and Engineering Academy and Society; 2006. p. 62-65.
7. Andriyanov AI. A Comparative Analysis of Efficiency of Nonlinear Dynamics Control Methods for a Buck Converter. In: Proceedings of IOP Conference. Series: Materials Science and Engineering. Institute of Physics Publishing; 2017. p. 1-9.
8. Kavitha A, Uma G. Control of Chaos by Resonant Parametric Perturbation in a Current Mode Controlled Buck-Boost DC-DC Converter. In: Proceedings of the 23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition; Austin, TX (USA): IEEE; 2008. p. 323-327.
9. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. Stability and Electromagnetic Compatibility of Devices and Power Supply Systems. Moscow: Hot Line-Telecom; 2019.
10. Andriyanov AI. Investigating the Dynamics of a Buck Converter with Time-Delay Feedback Control. In: Proceedings of IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2022;1227(1):012011.
11. Severns R.P., Bloom G.E. Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits; 1985.
12. Meleshin V.I. Transistor Converter Technology. Moscow: Technosfera; 2005.
13. Garg MM, Hote YV, Pathak MK, Behera L. An Approach for Buck Converter PI Controller Design Using Stability Boundary Locus In: Proceedings of IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D). Denver: IEEE; 2018. p. 1-5.
14. Apkarian P., Dao M.N., Noll D. Parametric Robust Structured Control Design. IEEE Transactions on Automatic Control. 2015;60(7):1857-1869.
15. Apkarian P Gahinet P, Buhr C. Multi-Model, Multi-Objective Tuning of Fixed-Structure Controllers. In: Proceedings of European Control Conference (ECC);

- European Control Conference (ECC). – Strasbourg, France: IEEE, 2014. – P. 856-861.
16. Apkarian, P. Nonsmooth H^∞ Synthesis / P. Apkarian, D. Noll // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2006. – Vol. 51. – № 1. – P. 71-86.
17. Apkarian, P. Nonsmooth optimization for multiband frequency domain control design / P. Apkarian, D. Noll // Automatica. – 2007. – Vol. 43. – № 4. – P. 724-731.
18. Bruinsma, N.A. A fast algorithm to compute the H -norm of a transfer function matrix / N.A. Bruinsma, M. Steinbuch. – P. 7.
- Strasbourg (France): IEEE: 2014. p. 856-861.
16. Apkarian P. Noll D. Nonsmooth H^∞ Synthesis. IEEE Transactions on Automatic Control. 2006;51(1):71-86.
17. Apkarian P. Noll D. Nonsmooth Optimization for Multiband Frequency Domain Control Design. Automatica. 2007;43(4):724-731.
18. Bruinsma N.A., Steinbuch M. A Fast Algorithm to Compute the H -Norm of a Transfer Function Matrix. Systems and Control Letters. 1990;14(4):7.

Информация об авторах:

Алексей Иванович Андриянов

доктор технических наук, доцент каф. ЭРЭиЭС
Брянского государственного технического университета.

Information about authors:

Alexey Ivanovich Andriyanov

Doctor of Technical Sciences, Assistant Professor of
«Electronics, Radioelectronic and Electrotechnical
Systems Department» of Bryansk State Technical
University.

Статья поступила в редакцию 01.07.2022; одобрена после рецензирования 18.07.2022; принята к публикации 25.07.2022.

The article was submitted 01.07.2022; approved after reviewing 18.07.2022; accepted for publication 25.07.2022.

Рецензент – Михальченко С.Г., доктор технических наук, доцент, Томский университет систем управления и радиоэлектроники.

Reviewer – Mihal'chenko S.G., Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics

Учредитель и издатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Брянский государственный технический университет»

Адрес редакции и издателя: 241035, Брянская область, г. Брянск, бульвар 50 лет Октября, 7

ФГБОУ ВО «Брянский государственный технический университет»

Телефон редакции журнала: (4832) 56-49-90. E-mail: aim-ru@mail.ru

Вёрстка С.В. Морозов. Редактор Д.А. Петраченко.

Сдано в набор 17.12.2022. Выход в свет 30.12.2022.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 11,63.

Тираж 500 экз. Свободная цена.

Отпечатано в лаборатории оперативной полиграфии

Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования

«Брянский государственный технический университет»

241035, Брянская область, г. Брянск, ул. Институтская, 16

12+