

УДК 621.314

**К ВЫБОРУ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА НЕПОСРЕДСТВЕННОГО
ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ОДНОКОНТУРНОЙ
СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ С УЧЕТОМ ДИНАМИЧЕСКИХ
НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ****А.И. Андриянов***Брянский государственный технический университет*

Статья посвящена вопросам выбора параметров пропорционально-интегрально-дифференцирующего регулятора одноконтурной системы управления с непосредственным понижающим преобразователем напряжения с учетом динамических нелинейностей. Данная задача возникает при необходимости проектирования импульсных преобразователей напряжения с повышенным быстродействием, когда приходится повышать частоту среза разомкнутого контура управления без возможности повышения несущей частоты широтно-импульсной модуляции из-за ограничений элементной базы, что приводит в ряде случаев к появлению нелинейных эффектов. Это требуется учитывать при выборе как частоты среза разомкнутого контура, так и запаса устойчивости. В статье предложена нелинейная динамическая модель непосредственного понижающего преобразователя с пропорционально-интегрально-дифференцирующим регулятором как в форме кусочно-гладкой системы дифференциальных уравнений, так и форме отображения Пуанкаре. Предлагается методика выбора параметров регулятора при заданной частоте среза разомкнутого контура и заданном запасе устойчивости, а также заданных диапазонах изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки, базирующаяся на применении численных методов решения систем нелинейных уравнений с заданными ограничениями. Исследована нелинейная динамика системы при различных наборах параметров регулятора. Показано, что при увеличении частоты среза и малых запасах устойчивости в системе могут возникать нежелательные динамические режимы при падении емкости фильтра в пределах расчетных значений, в то время как линейные динамические модели показывают устойчивость системы. Для устранения возможности появления нежелательных режимов необходимо повышать запас устойчивости с последующим контролем результатов с применением нелинейной динамической модели. Предлагаемая методика выбора частоты среза разомкнутого контура и запаса устойчивости по фазе, базирующаяся на анализе нелинейной динамики, позволяет проектировать источники питания с повышенным быстродействием.

Ключевые слова: непосредственный понижающий преобразователь напряжения, источник питания, система управления, пропорционально-интегрально-дифференцирующий регулятор, замкнутая система, запас устойчивости, нелинейная динамика.

DOI: 10.17212/1727-2769-2024-2-7-23

Введение

Импульсные стабилизированные источники питания (ИСИП) строятся как системы с отрицательной обратной связью по выходному напряжению с целью его стабилизации в условиях воздействия внешних возмущений. При этом наиболее значимыми возмущениями являются изменение входного напряжения и сопротивления нагрузки [1–6]. Такой подход к построению ИСИП является традиционным и давно применяется при их проектировании.

Основной задачей при разработке ИСИП является расчет контура стабилизации выходного напряжения, при котором основным критерием является обеспечение устойчивости системы в рабочей точке [1–6]. При этом внимание обраща-

ется на обеспечение запаса устойчивости по фазе. Также в ряде случаев требуется обеспечить и заданную быстроту реакции системы управления на изменение внешних возмущений с целью скорейшего восстановления заданного значения выходного напряжения после переходных процессов.

Желаемые показатели контура стабилизации выходного напряжения достигаются введением последовательной коррекции контура, т. е. последовательно с объектом управления включается регулятор того или иного типа. В этом случае расчет контура стабилизации сводится к выбору его параметров.

При расчете регулятора, как правило, используются малосигнальные модели объекта управления (в данном случае импульсного преобразователя напряжения), который в общем случае демонстрирует нелинейность [7, 8]. Здесь в малой окрестности рабочей точки производится линеаризация системы с последующим построением малосигнальных передаточных функций объекта управления. Это позволяет использовать при выборе параметров регулятора методы теории линейных систем автоматического управления (например, частотный метод Найквиста [9]). Такой подход в большинстве случаев дает приемлемые результаты проектирования. При этом существующие методики [3, 6, 10], как правило, ориентированы на выбор оптимального расположения нулей и полюсов передаточной функции регулятора с целью формирования желаемой передаточной функции разомкнутого контура. Основные параметры желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) разомкнутого контура, как правило, подбираются на основе известных рекомендаций [3].

1. Средний наклон ЛАЧХ разомкнутой системы должен быть -20 дБ/дек (особенно на частоте среза).

2. Частота среза должна быть как можно более высокой с целью повышения быстродействия (по рекомендациям она должна быть в 5–10 раз меньше несущей частоты широтно-импульсной модуляции).

3. Запас устойчивости по фазе должен быть достаточен для обеспечения устойчивости системы при дрейфе ее параметров в определенных пределах.

Наиболее критическим показателем является частота среза, поскольку именно она определяет быстродействие системы. Также важен и запас устойчивости по фазе, поскольку его избыточность может повлиять на качество переходных процессов при воздействии внешних возмущений, а недостаток может привести к потере устойчивости.

Приведенные в существующей литературе [3, 6, 10] рекомендации по выбору частоты среза и запаса устойчивости по фазе можно отнести скорее к источникам питания общего назначения, к которым не предъявляются повышенные требования к быстродействию. Кроме того, в литературе как правило не указывается, на основе каких четких критериев сформированы рекомендации по выбору частоты среза и как можно корректировать указанные критерии с целью достижения требуемых целевых показателей системы стабилизации выходного напряжения.

В данной работе будет изучена динамика одноконтурной системы стабилизации напряжения на основе непосредственного понижающего преобразователя постоянного напряжения с пропорционально-интегрально-дифференцирующим (ПИД) регулятором [6, 11] с использованием нелинейной динамической модели системы. Особенность данного типа регулятора заключается в том, что его применение позволяет расширить полосу пропускания системы автоматического управления по сравнению с полосой пропускания объекта управления [6], что важно при построении быстродействующих ИСИП. Это обусловлено большим количеством параметров регулятора, доступных для настройки.

Обширные исследования непосредственного понижающего преобразователя напряжения с данным типом регулятора с точки зрения теории нелинейных динамических систем ранее не проводились. Наиболее близкой является работа [6], где верификация результатов, полученных с применением традиционных линейных малосигнальных моделей, производилась на основе малосигнальных частотных характеристик разомкнутого контура, снятых на нелинейной импульсной модели методом замкнутого контура, что тоже имеет свои ограничения с точки зрения точности результатов. В [6] эмпирически показано, что проблемы с устойчивостью системы полностью исчезают при выборе частоты среза разомкнутого контура в примерно 10 раз меньше частоты ШИМ, но даже в этом случае рекомендуется проверять результаты на нелинейной модели с использованием метода замкнутого контура.

Нелинейная динамика ИСИП активно изучается с 80-х годов прошлого века за рубежом [12] и в нашей стране [7, 8]. На данный момент получен достаточный теоретический опыт для расширения практического внедрения полученных результатов. Основной проблемой применения нелинейных динамических моделей является их сложность и неудобство при инженерном проектировании, но в связи с развитием вычислительной техники эта проблема постепенно уходит.

Актуальность данной работы обуславливается тем, что нелинейная динамическая модель учитывает возможность возникновения в импульсных преобразователях напряжения нелинейных колебаний с повышенной амплитудой [7, 8]. Как было показано ранее [13], такие колебания как правило возникают при уменьшении запаса устойчивости по фазе, а также при приближении частоты среза разомкнутого контура к несущей частоте широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в условиях дрейфа параметров системы или величин внешних воздействий. Именно эти особенности делают актуальным при выборе запаса устойчивости и частоты среза учет возможности возникновения нелинейных эффектов в импульсных системах стабилизации напряжения. В то же время стоит отметить, что повышение частоты среза с целью повышения быстродействия можно проводить, одновременно повышая несущую частоту ШИМ, что исключает указанные проблемы, но в ряде случаев из-за ограничений компонентной базы это сделать невозможно. Именно такое случается рассматривается в данной работе.

1. Математические модели импульсного источника питания

В данном разделе будут рассмотрены нелинейная динамическая и малосигнальные модели ИСИП, которые будут использованы в дальнейшем.

На рис. 1 представлена схема замещения импульсного преобразователя напряжения, учитывающая паразитные параметры отдельных компонентов системы.

Непосредственный преобразователь напряжения состоит из силового транзистора VT , силового диода VD , дросселя D с индуктивностью L и активным сопротивлением R_L , конденсатора КОН с емкостью C и последовательным сопротивлением R_C . Нагрузка преобразователя активная и представлена на рис. 1 сопротивлением R_H . На вход преобразователя поступает постоянное напряжение $u_{вх}$.

Сигнал обратной связи $u_{ос}$ формируется с помощью усилителя сигнала обратной связи УОС и поступает на инвертирующий вход усилителя ошибки, реализованного на основе операционного усилителя ОУ и компонентов C_1 , C_2 , C_3 , R_1 , R_2 , R_3 , определяющих параметры регулятора. Также в схеме замещения учтены

[illegible]

Fig. 1 – Equivalent circuit of the switching stabilized power supply

Передаточная функция ПИД-регулятора имеет вид [5]

$$\text{где } \tau_1 = R_2 C_1, \quad \tau_2 = (R_1 + R_3) C_3, \quad T_1 = C_1 C_2 R_2 / (C_1 + C_2), \quad T_2 = R_3 C_3, \quad K_{y0} = 1 / (R_1 (C_1 + C_2)).$$

Таким образом, изменяя длительность интервала открытого состояния силового ключа, дозируется энергия, передаваемая в нагрузку. Выходное напряжение преобразователя в этом случае определяется по выражению

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \gamma,$$

где $\gamma = t_{\text{и}} / T$, $t_{\text{и}}$ – длительность импульса управления $u_{\text{иу}}$; T – период ШИМ.

При рассмотрении принципа действия непосредственного понижающего преобразователя напряжения в пределах k -го тактового интервала ШИМ выделяют три участка постоянства структуры силовой части.

1. Участок $(k-1)T \leq t < t_{k1}$, где t_{k1} – момент коммутации силового ключа. На данном участке силовой ключ VT открыт и на вход LC -фильтра поступает напряжение, что ведет к передаче энергии от входа к выходу.

2. Участок $t_{k1} \leq t < t_{k2}$, где t_{k2} – момент коммутации силового диода. На данном участке силовой ключ закрыт и открыт силовой диод VD . В этом случае на входе LC -фильтра наблюдается нулевое напряжение. Ток дросселя фильтра замыкается через диод VD .

3. Участок $t_{k2} \leq t < kT$. На данном участке силовой ключ и силовой диод закрыты. Данный участок появляется в режиме прерывистого тока.

Более подробное описание работы преобразователя приведено в [1–3].

Математическая модель систем рассматриваемого класса является кусочно-гладкой [7, 8], т. е. на i -м участке постоянства структуры силовой части (участке гладкости) движения описываются системой линейных дифференциальных уравнений с припасовыванием при переходе от участка к участку. Она имеет вид

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i \mathbf{v}_i, \quad (2)$$

где $i = 1, 2, 3$; $\mathbf{A}_i$ – системная матрица на i -м участке гладкости; $\mathbf{B}_i$ – матрица управления на i -м участке гладкости; $\mathbf{v}_i$ – вектор управляющих воздействий; $\mathbf{X} = (i_L, u_c, u_{c1}, u_{c2}, u_{c3})^T$ – вектор переменных состояния (рис. 1); i_L – ток дросселя; u_c – напряжение на конденсаторе; u_{cj} – напряжение на конденсаторе C_j , где $j = 1, 2, 3$.

Описание динамики силовой части непосредственного понижающего преобразователя широко известно и имеет вид [4]

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \begin{cases} -\frac{R_L + R_{\text{н}} \parallel R_c}{L} i_L - \frac{R_L}{(R + R_c)L} u_c + \frac{u_{\text{вх}}}{L} & \text{на участке 1;} \\ -\frac{R_L + R_{\text{н}} \parallel R_c}{L} i_L - \frac{R_L}{(R + R_c)L} u_c & \text{на участке 2;} \\ 0 & \text{на участке 3;} \end{cases} \\ \frac{du_c}{dt} &= \begin{cases} \frac{R}{(R_{\text{н}} + R_c)C} i_L - \frac{1}{(R_{\text{н}} + R_c)C} u_c & \text{на участках 1, 2;} \\ -\frac{1}{(R_{\text{н}} + R_c)C} u_c & \text{на участке 3.} \end{cases} \end{aligned} \quad (3)$$

Выражение для расчета выходного напряжения непосредственного понижающего преобразователя имеет вид [4]

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} \frac{R_H}{R_H + R_c} u_c + (R_H \parallel R_c) i_L & \text{на участках 1, 2;} \\ \frac{R_H}{R_H + R_c} u_c & \text{на участке 3.} \end{cases} \quad (4)$$

При этом стоит заметить (рис. 1), что

$$u_{\text{ос}} = \beta u_{\text{вых}}. \quad (5)$$

На следующем этапе получим математическое описание регулятора в форме дифференциальных уравнений. На основании анализа рис. 1 имеем

$$\begin{aligned} u_{\text{ос}} - u_3 &= R_3 \left(C_3 \frac{du_{c3}}{dt} + \frac{u_{c3}}{R_{LC}} \right) + u_{c3}; \\ R_2 \left(C_1 \frac{du_{c1}}{dt} + \frac{u_{c1}}{R_{LC}} \right) + u_{c1} &= u_{c2}; \\ C_3 \frac{du_{c3}}{dt} + \frac{u_{\text{ос}} - u_3}{R_1} + \frac{u_{c3}}{R_{LC}} &= C_2 \frac{du_{c2}}{dt} + \frac{u_{c2}}{R_{LC}} + C_1 \frac{du_{c1}}{dt} + \frac{u_{c1}}{R_{LC}}. \end{aligned}$$

Приведя данную систему к каноническому виду с учетом (4), (5), имеем

$$\begin{aligned} \frac{du_{c1}}{dt} &= \left(-\frac{1}{R_2 C_1} - \frac{1}{C_1 R_{LC}} \right) u_{c1} + \frac{1}{R_2 C_1} u_{c2}; \\ \frac{du_{c2}}{dt} &= \begin{cases} \frac{u_{c1}}{R_2 C_2} - \frac{(R_2 + R_{LC})}{C_2 R_2 R_{LC}} u_{c2} - \frac{u_{c3}}{C_2 R_3} + \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 C_2} \frac{R_H \beta}{R_H + R_c} u_c + \\ + \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 C_2} \frac{R_H R_c \beta}{R_H + R_c} i_L - \left(\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_3} \right) u_3 & \text{на участках 1, 2;} \\ \frac{u_{c1}}{R_2 C_2} - \frac{(R_2 + R_{LC})}{C_2 R_2 R_{LC}} u_{c2} - \frac{u_{c3}}{C_2 R_3} + \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 C_2} \frac{R_H \beta}{R_H + R_c} u_c - \\ - \left(\frac{1}{C_2 R_1} + \frac{1}{C_2 R_3} \right) u_3 & \text{на участке 3;} \end{cases} \quad (6) \\ \frac{du_{c3}}{dt} &= \left(-\frac{1}{R_3 C_3} - \frac{1}{C_3 R_{LC}} \right) u_{c3} + \frac{1}{R_3 C_3} \frac{R_H \beta}{R_H + R_c} u_c - \frac{u_3}{R_3 C_3}. \end{aligned}$$

Матрицы $\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}_i$ и вектора $\mathbf{v}_i$ могут быть получены из (3) и (6).

Основным режимом работы импульсных преобразователей напряжения является периодический режим, поэтому для их анализа целесообразно использовать метод точечных отображений [8]. В этом случае от систем дифференциальных уравнений (2) осуществляют переход к отображению Пуанкаре, которое для базовых импульсных преобразователей постоянного напряжения универсально и имеет вид [13]

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1}) = & e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})^a} e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})^a} e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}^a} \mathbf{X}_{k-1} + \\ & + e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})^a} e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})^a} (e^{\mathbf{A}_3 z_{k1}^a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} + \\ & + e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})^a} [e^{\mathbf{A}_2(z_{k2}-z_{k1})^a} - \mathbf{E}] \mathbf{V}_{AB2} + (e^{\mathbf{A}_3(1-z_{k2})^a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB3}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $\mathbf{V}_{ABi} = \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i$; $\mathbf{E}$ – единичная матрица; $z_{ki} = (t_{ki} - (k-1)T)/T$ – моменты коммутации в пределах тактового k -го интервала в относительном времени.

Очевидно, что выражение (7) связывает вектор переменных $\mathbf{X}_{k-1}$ состояния в начале k -го интервала с вектором переменных состояния в конце k -го тактового интервала $\mathbf{X}_k$. С точки зрения метода точечных отображения анализируется устойчивость неподвижных точек периодических режимов [7, 8], а не состояний равновесия, как при линейном подходе.

При выполнении итераций по выражению (7) на каждой итерации необходимо рассчитывать z_{k1} и z_{k2} . Момент z_{k1} определяется по факту пересечения сигнала u_y и развертывающего пилообразного сигнала $u_{грн}$. При этом сигнал управления (рис. 1) $u_y = u_3 - u_{c2}$. Таким образом, z_{k1} находится из трансцендентного уравнения

$$\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_{k1}) = 0,$$

где $\xi_{k1}(\mathbf{X}, z_{k1}) = u_3 - \mathbf{c}_1 (e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}^a} \mathbf{X}_{k-1} + (e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}^a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1}) - u_{грн,m} z_{k1}$ – переключающая функция, $\mathbf{c}_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$ – вектор-строка выборки u_{c2} из вектора переменных состояния $\mathbf{X}$; $u_{грн,m}$ – амплитуда развертывающего напряжения.

Момент z_{k2} определяется по факту пересечения током дросселя i_L нуля и также определяется на основании трансцендентного уравнения при известном z_{k1} :

$$\xi_{k2}(\mathbf{X}, z_{k2}) = 0,$$

где $\xi_{k2}(\mathbf{X}, z_{k2}) = \mathbf{c}_2 \left(e^{\mathbf{A}_2 z_{k2}^a} \left(e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}^a} \mathbf{X}_{k-1} + (e^{\mathbf{A}_1 z_{k1}^a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB1} \right) + (e^{\mathbf{A}_2 z_{k2}^a} - \mathbf{E}) \mathbf{V}_{AB2} \right)$, $\mathbf{c}_2 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ – вектор-строка выборки i_L из вектора переменных состояния $\mathbf{X}$.

Далее приведем математическую модель преобразователя в форме малосигнальной передаточной функции [1]:

$$W_{\Pi}(p) = \frac{u_{\text{вых}}(p)}{u_y(p)} = \frac{K(\tau_c p + 1)}{T_{\Phi}^2 p^2 + 2\xi T_{\Phi} p + 1}, \quad (8)$$

где $T_{\Phi} = \sqrt{\frac{LC(R_{\text{н}} + R_c)}{R_L + R_{\text{н}}}}$; $\xi = \frac{L + C[R_L(R_c + R_{\text{н}}) + R_c R_{\text{н}}]}{2\sqrt{LC(R_c + R_{\text{н}})(R_L + R_{\text{н}})}}$; $K = \frac{R_{\text{н}}}{R_L + R_{\text{н}}} \frac{u_{\text{вх}}}{U_{\text{грн,m}}}$, $\tau_c = R_c C$.

2. Расчет параметров импульсного источника питания

В данном разделе приведены методики расчета параметров силового фильтра преобразователя и регулятора, поскольку последние напрямую влияют на динамику системы.

Для расчета силового фильтра будет применена известная методика [14].
Произведение LC рассчитывается по выражению.

$$LC = \frac{U_{\text{вх max}} (1 - \gamma_{\text{min}}) \gamma_{\text{min}}}{16 f_{\text{ШИМ}} \Delta U_{\text{вых}}}, \quad (9)$$

где $U_{\text{вх max}}$ – максимальное входное напряжение; γ_{min} – минимальное значение коэффициента заполнения; $\Delta U_{\text{вых}}$ – допустимая амплитуда пульсаций выходного напряжения.

Индуктивность дросселя рассчитывается по выражению

$$L = \frac{U_{\text{вх max}} (1 - \gamma_{\text{min}}) \gamma_{\text{min}}}{2 f_{\text{ШИМ}} I_{\text{н min}}}, \quad (10)$$

где $I_{\text{н min}} = P_{\text{н min}} / U_{\text{вых}}$, $P_{\text{н min}}$ – минимальная мощность нагрузки.

Очевидно, что значения L и C , полученные на основании (9) и (10), требуется увеличить на некоторую величину для обеспечения надежности работы преобразователя. В частности выражение (9) дает значение индуктивности дросселя на границе прерывистого тока при минимальном токе нагрузки, что в принципе допустимо, но требуется определенный запас. При расчете емкости по указанной методике не учитываются дополнительные пульсации выходного напряжения из-за паразитного последовательного сопротивления конденсатора и технологический разброс номиналов конденсаторов, который может быть большим при использовании электролитических конденсаторов. Так что емкость тоже нужно увеличить относительно расчетной.

Расчет параметров регулятора осуществляется исходя из необходимости получения ЛАЧХ разомкнутого контура наиболее близкой к желаемой. В [3, 6] представлена методика выбора параметров регулятора, которая связана с определенным размещением нулей и полюсов регулятора. На рис. 2 представлены ЛАЧХ и фазочастотная характеристика (ФЧХ), позволяющие понять принцип выбора положения нулей и полюсов. Как видно из рисунка, частоты нулей регулятора ω_{ez1} и ω_{ez2} располагаются таким образом, чтобы изгиб ЛАЧХ регулятора хотя бы частично компенсировал выброс ЛАЧХ преобразователя на резонансной частоте $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$. Частота первого полюса ω_{ep1} располагается выше частоты среза, чтобы подъем ЛАЧХ регулятора на участке $(\omega_{ez2}, \omega_{ep1})$ обеспечил наклон ЛАЧХ разомкнутого контура скорректированной системы на уровне -20 дБ/дек.

Частота второго полюса принимается равной частоте, обусловленной паразитным сопротивлением конденсатора $\omega_{esr} = 1/R_C C$. При этом в [3] даны рекомендуемые диапазоны частот, к которым должны принадлежать частоты ω_{ez1} , ω_{ez2} , ω_{ep1} . При этом указанные диапазоны для f_{ez1} и f_{ez2} лежат вблизи ω_p , а диапазон для ω_{ep1} лежит вблизи частоты среза ЛАЧХ разомкнутой системы ω_{x0} . Очевидно, что такой подход позволят достичь приемлемых показателей качества системы автоматического управления, но при этом не позволяет с заданной точностью обеспечить требуемый запас устойчивости по фазе, что делает его несколько непредсказуемым (запас устойчивости уже проверяется по факту распределения нулей и полюсов, а не является исходным данным). Альтернативным

подходом является использованием методики, упомянутой в [6], которая на основе аналитических выражений при заданной частоте среза разомкнутого контура и запаса устойчивости по фазе позволяет выбрать параметры регулятора, но при этом существенно сужает диапазон задаваемой перед началом расчета частоты среза, что в данной работе недопустимо.

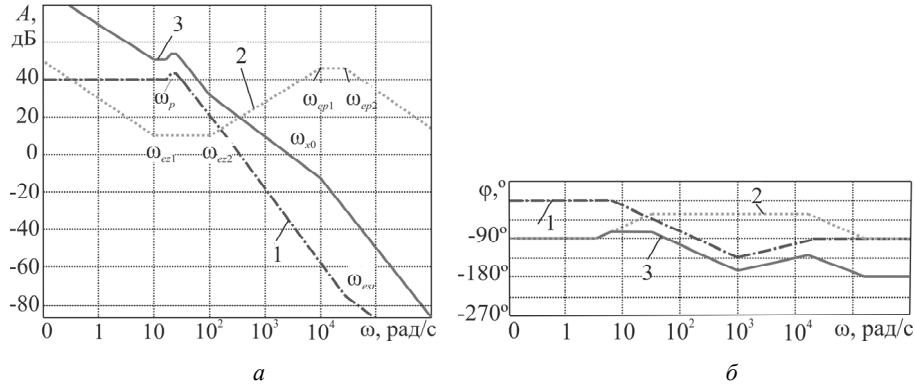


Рис. 2 – Частотные характеристики (1 – преобразователь, 2 – регулятор, 3 – скорректированная система):
а – ЛАЧХ; б – ФЧХ

Fig. 2 – Bode plot (1 is a converter, 2 is a regulator, 3 is an adjusted system):
a is a Bode magnitude plot; b is a Bode phase plot

Для обеспечения предсказуемости получаемого запаса устойчивости по фазе при использовании методики с размещением нулей и полюсов регулятора предлагается применять численные методы, потому что аналитически это сделать в силу специфики математического описания системы затруднительно.

Для расчета регулятора составим систему уравнений с заданными ограничениями. Для начала введем две функции:

$$f_A(\omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}, \omega) = 20 \log \left(\left| W_{\text{рег}}(j\omega, \omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}) W_{\text{п}}(j\omega) \beta \right| \right);$$

$$f_{\varphi}(\omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}, \omega) = \arg \left(W_{\text{рег}}(j\omega, \omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}) W_{\text{п}}(j\omega) \beta \right),$$

где передаточная функция регулятора на основе (1) имеет вид

$$W_{\text{рег}}(p, \omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}) = \frac{K_{y0} \left(1 + \frac{1}{\omega_{ez1}} p \right) \left(1 + \frac{1}{\omega_{ez2}} p \right)}{p \left(1 + \frac{1}{\omega_{ep1}} p \right) \left(1 + \frac{1}{\omega_{ep2}} p \right)}.$$

Функция f_A представляет собой зависимость коэффициента передачи разомкнутого контура, выраженного в децибелах от частоты ω , а функция f_{φ} представляет собой зависимость сдвига фазы разомкнутого контура, выраженного в градусах от частоты ω . Также параметрами указанных функций являются частоты нулей и полюсов регулятора, которые требуется найти.

Далее составляем систему уравнений с ограничениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_A(\omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}, \omega_{x0}) = 0; \\ f_\varphi(\omega_{ez1}, \omega_{ez2}, \omega_{ep1}, \omega_{x0}) = -180 + \varphi_{\text{зап}}; \\ \omega_{ez2} > \omega_{ez1} > 0,5\omega_p; \\ \omega_{ez1} < \omega_{ep1}; \\ \omega_{ez2} > 1\omega_p; \\ \omega_{ep1} > 3\omega_{x0}. \end{array} \right. \quad (11)$$

Логика введенных ограничений качественно объясняется рис. 2. При этом коэффициенты 0,5, 3 и 1 в (11) являются лишь рекомендацией и в частных случаях могут быть изменены на более оптимальные. Данная система решается с помощью численных методов и позволяет однозначно обеспечить заданную частоту среза ω_{x0} и запас устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}}$.

При расчете регулятора в условиях изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки в широком диапазоне от $u_{\text{вх min}}$ до $u_{\text{вх max}}$ и от $R_{\text{н min}}$ до $R_{\text{н max}}$ необходимо решить вопрос о том, при каких значениях указанных параметров нужно вести расчет с использованием (11). Для этого выполним анализ передаточной функции (8). Здесь необходимо определить, как влияют указанные параметры на частоту среза и сдвиг фазы разомкнутого контура вблизи частоты среза. Очевидно, что дрейф входного напряжения и сопротивления нагрузки не должен приводить к повышению частоты среза ω_{x0} выше заданной, а сдвиг фазы не должен приблизиться к -180° , уменьшая тем самым запас устойчивости меньше заданного.

Как следует из (8), от входного напряжения прямо пропорционально зависит только коэффициент K , т. е. увеличение $u_{\text{вх}}$ ведет к подъему ЛАЧХ и, соответственно, к увеличению частоты среза, что нежелательно, поскольку приближает ее к частоте ШИМ. Таким образом, очевидно, что расчет регулятора необходимо вести при $u_{\text{вх max}}$, что является наихудшим случаем, поскольку при снижении напряжения f_{x0} будет только уменьшаться. Также стоит заметить, что коэффициент K , а следовательно, и $u_{\text{вх}}$ не влияет на сдвиг фазы разомкнутого контура.

Оценить влияние значения сопротивления нагрузки на сдвиг фазы разомкнутого контура можно, анализируя коэффициент демпфирования ξ в (8). Как известно из теории линейных систем управления, чем меньше коэффициент ξ в передаточной функции второго порядка, тем резче спадает фаза вблизи резонансной частоты f_p [9] и тем меньше будет запас по фазе разомкнутого контура. Как следует из (8), знаменатель выражения для ξ содержит слагаемое, соответствующее квадрату сопротивления нагрузки. Это говорит о том, что при росте этого сопротивления знаменатель будет расти быстрее числителя, т. е. сдвиг фазы будет приближаться к -180° и, следовательно, будет падать запас устойчивости. Таким образом, расчет регулятора следует вести при максимальном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н max}}$.

Рассмотренная выше методика выбора параметров регулятора будет применена в дальнейшем.

3. Анализ динамики импульсного источника питания

В данном разделе исследована динамика импульсного преобразователя напряжения в условиях изменяющихся параметров системы. Рассматривается непосредственный понижающий преобразователь напряжения с ПИД-регулятором, имеющий следующие характеристики: входное напряжение $u_{вх\ min} = 12\ В$, $u_{вх\ max} = 30\ В$, выходное напряжение $u_{вых} = 5\ В$, мощность нагрузки $P_{н\ min} = 3\ Вт$, $P_{н\ max} = 20\ Вт$, несущая частота ШИМ $f_{шим} = 100\ кГц$ ($\omega_{шим} = 628\ 000\ рад/с$), требуемый коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{п} = 1\ \%$, коэффициент обратной связи $\beta = 1$, размах переменной составляющей пилообразного развертывающего напряжения $U_{гн\ m} = 3\ В$. На основе выражений (9) и (10) с учетом сделанного запаса $L = 40\ мкГн$, $R_L = 0,005\ Ом$, $C = 40\ мкФ$, $R_c = 5\ мОм$. При этом индуктивность была увеличена на 20 % относительно расчетной (33 мкГн), а емкость на 100 % относительно расчетной (20 мкФ).

На основе (11) были получены параметры регулятора при различных исходных данных, а именно частоты среза $\omega_{х0}$ и запаса устойчивости $\varphi_{зап}$ (см. таблицу). При этом $R_{LC} = 6 \cdot 10^8\ Ом$.

Результаты расчета регулятора

Regulator calculation results

Частота среза, рад/с	Запас устойчивости, град	$\tau_1, с$	$\tau_2, с$	$T_1, с$	$T_2, с$	Относительная площадь области нежелательных режимов, %
60000	20	0,00008	0,0000175	0,0000055	0,0000002	0
60000	30	0,0000517	0,0000321	0,0000055	0,0000002	0
60000	40	0,0000765	0,0000392	0,0000055	0,0000002	0
60000	50	0,0000800	0,0000397	0,0000027	0,0000002	0
120000	20	0,0000800	0,0000074	0,0000026	0,0000002	0
120000	30	0,0000800	0,0000106	0,0000026	0,0000002	0
120000	40	0,0000800	0,0000160	0,0000027	0,0000002	0
120000	50	0,0000588	0,0000340	0,0000028	0,0000002	0
170000	20	0,0000779	0,0000052	0,0000020	0,0000002	6,2
170000	30	0,0000800	0,0000067	0,0000017	0,0000002	1,0
170000	40	0,0000800	0,0000107	0,0000019	0,0000002	0,363
170000	50	0,0000426	0,0000279	0,0000019	0,0000002	0
200000	20	0,0000712	0,0000044	0,0000017	0,0000002	35,52
200000	30	0,0000800	0,0000056	0,0000014	0,0000002	15,05
200000	40	0,0000800	0,0000085	0,0000015	0,0000002	7,43
200000	50	0,0000800	0,0000141	0,0000016	0,0000002	0

Для анализа динамики системы на рис. 3 приведены двухпараметрические диаграммы, построенные с помощью нелинейной динамической модели для указанных в подписи параметров ЛАЧХ разомкнутого контура.

Двухпараметрические диаграммы на рис. 3, а построены при $u_{вх} = 30\ В$ и при изменении сопротивления нагрузки от 1,25 до 8,3 Ом, что соответствует исходным данным. Также варьировалась емкость конденсатора фильтра от 20 до 40 мкФ. При этом, как указывалось ранее, 20 мкФ – это расчетное значение емкости, а 40 мкФ – выбранное значение емкости, увеличенное в два раза относительно расчетного. Необходимость исследования влияния падения емкости на

динамику системы связана с возможностью потери емкости при ее старении и технологического разброса при производстве. Особенно это актуально для электролитических конденсаторов.

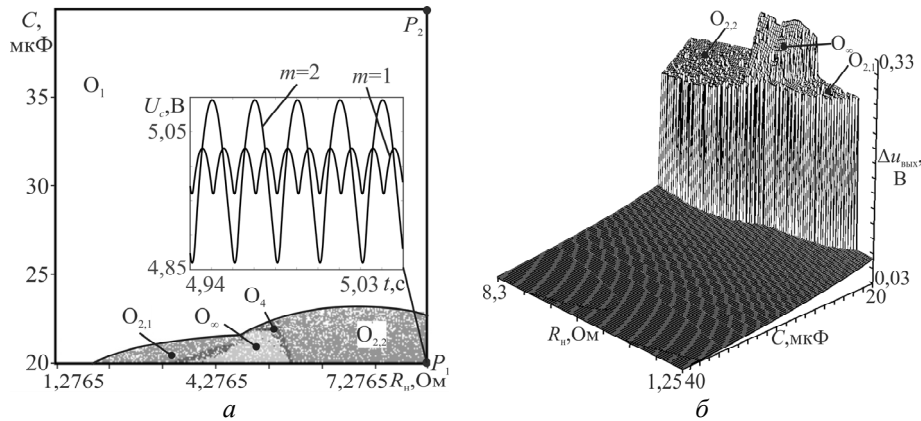


Рис. 3 – Двухпараметрические диаграммы:

a – карта динамических режимов; b – диаграмма размаха колебаний выходного напряжения при $\omega_{x0} = 200\,000$ рад/с, $\varphi_{зап} = 40^\circ$

Fig. 3 – Two-parameter diagrams:

a is a dynamic modes map; b is a peak-to-peak diagram of the output voltage at $\omega_{x0} = 200\,000$ rad/s, $\varphi_{зап} = 40$ deg

Поскольку импульсные преобразователи напряжения относятся к классу нелинейных динамических систем с внешним периодическим воздействием $u_{зг}$ от задающего генератора ЗГ (рис. 1), основным режимом их работы является колебательный режим, когда частота колебаний равна несущей частоте ШИМ $f_{шим}$. Однако при дрейфе параметров системы или внешних воздействий в виде входного напряжения или сопротивления нагрузки возможно возникновение колебаний с частотой $f_{шим}/m$, где m – кратность цикла, $m = 1, 2, 3, \dots$. Такие режимы в общем случае называются циклами периода m или m -циклами [8]. Также возможно возникновение хаотических колебаний.

На карте динамических режимов (рис. 3, a) O_1 – это область желаемого динамического режима (1-цикла), $O_{2,1}$, $O_{2,2}$ – области 2-циклов, O_4 – область 4-цикла, O_∞ – область хаотических колебаний. Если сопоставить карту динамических режимов (рис. 3, a) с диаграммой размаха колебаний (рис. 3, b), то видно, что при работе системы в нежелательных режимах размах колебаний существенно больше, чем в желаемом 1-цикле (светлая область O_1 на рис. 3, a). Также стоит отметить, что область нежелательных режимов $O_{2,1}$, $O_{2,2}$, O_4 , O_∞ на рис. 3, a является областью мультистабильности [7, 8], когда одновременно устойчив желаемый 1-цикл, а также нежелательные m -циклы. Об этом говорят белые вкрапления на рис. 3, a . Построение карты велось со случайных начальных условий, и система в этих областях попадала то в желаемый режим, то в нежелательный. В реальности переход в тот или иной режим может произойти под действием помех. Так, в точке P_1 устойчив желаемый 1-цикл ($m = 1$) и нежелательный 2-цикл ($m = 2$). Временные диаграммы выходного напряжения в данных режимах приведены на рис. 3, a . Явление мультистабильности характерно именно для нелинейных динамических систем.

Каждую карту динамических режимов будем характеризовать относительной площадью области нежелательных режимов $S_{нр}$, которая показывает, сколько процентов составляет площадь области нежелательных режимов от площади всей карты. Чем меньше $S_{нр}$, тем меньше вероятность возникновения нежелательных режимов при дрейфе параметров системы: входного напряжения, сопротивления нагрузки или емкости фильтра. Анализ таблицы показывает, что снижение частоты среза до 120 000 рад/с полностью исключает нежелательные режимы в выбранных диапазонах параметров (рис. 3) при всех подставленных в таблице запасах устойчивости. При достижении частоты среза 170 000 рад/с при малых запасах устойчивости в системе возможны нежелательные режимы, но при повышении $\varphi_{зап}$ до 50° нежелательные режимы полностью исключаются. То же самое наблюдается и при частоте среза 200 000 рад/с, но там площади областей нежелательных режимов больше.

Продолжим рассмотрение карты динамических режимов на рис. 3. Построим ЛАЧХ разомкнутого контура для наборов параметров, соответствующих точкам P_1 ($C = 20$ мкФ) и P_2 ($C = 40$ мкФ) на рис. 3. Обе точки соответствуют $R_n = 8,3$ Ом. Указанные ЛАЧХ приведены на рис. 4. Что характерно, система устойчива в обеих точках, даже в точке P_1 , где наблюдаются нежелательные режимы с большой амплитудой колебаний. Это говорит об ограниченности малосигнальных моделей и подтверждает необходимость применения нелинейных динамических моделей для верификации результатов. При этом, как следует из рис. 4, б, $\varphi_{зап1} = 40,5^\circ$, $\varphi_{зап2} = 40^\circ$, т. е. запас устойчивости по фазе при уменьшении емкости фильтра в 2 раза изменился незначительно.

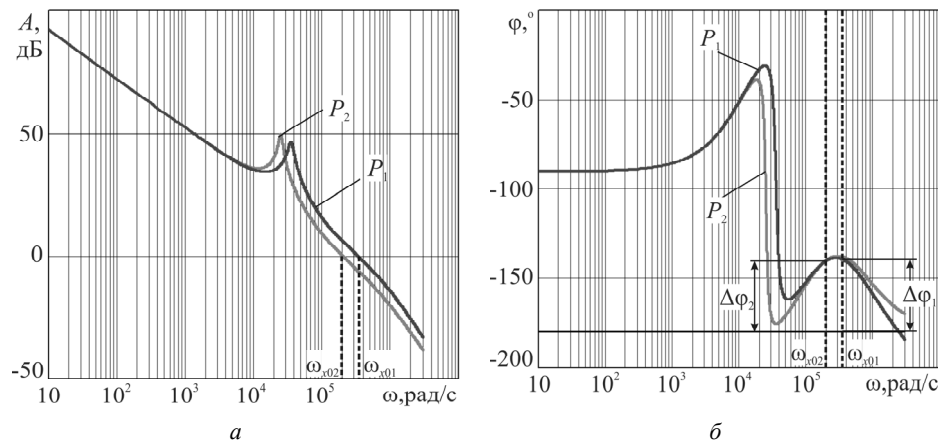


Рис. 4 – Частотные характеристики:

a – ЛАЧХ; $б$ – ФЧХ

Fig. 4 – Bode plot:

a is a Bode magnitude plot; b is a Bode phase plot

Анализ таблицы показывает, что для устранения нежелательных динамических режимов нужно уменьшать частоту среза ω_{x0} и увеличивать запас устойчивости, что в общем очевидно. Но как говорилось ранее, от частоты ω_{x0} зависит быстродействие контура регулирования. Так что чрезмерное уменьшение частоты

среза может привести к нежелательным результатам с точки зрения быстродействия.

На рис. 5 приведены переходные процессы при ступенчатом изменении сопротивления нагрузки от 2,4 до 8 Ом. Наброс сопротивления нагрузки происходит в момент $t_{\text{возм}} = 5$ мс. При этом рассматривается два случая, когда регулятор был рассчитан: 1) при $\omega_{x0} = 200\,000$ рад/с и $\varphi_{\text{зап}} = 50^\circ$; 2) при $\omega_{x0} = 60\,000$ рад/с и $\varphi_{\text{зап}} = 50^\circ$. Из рисунка видно, что наиболее оптимальный процесс наблюдается при высокой частоте среза разомкнутого контура. В этом случае меньше как перерегулирование, так и длительность переходного процесса после наброса нагрузки. В первом случае $t_{n1} = 3,5$ мс, а во втором $t_{n2} = 5,6$ мс. Также выбросы напряжения в переходном процессе (рис. 5) составляют $U_{\text{вых1 m}} = 5,21$ В, а $U_{\text{вых2 m}} = 5,58$ В.

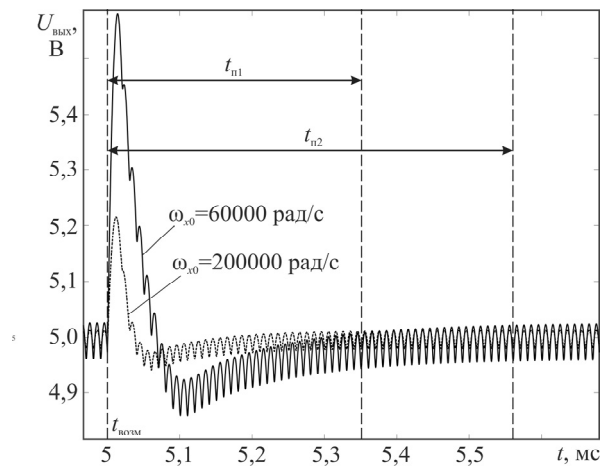


Рис. 5 – Временные диаграммы выходного напряжения

Fig. 5 – Output voltage timing diagrams

Заключение

Выбор параметров регулятора при разработке стабилизированных источников питания в общем случае является нетривиальной задачей. Особые проблемы возникают, когда предъявляются повышенные требования к быстродействию контура регулирования, где требуется повышение частоты среза разомкнутого контура часто без возможности повышения несущей частоты ШИМ и, соответственно, в полной мере проявляются недостатки малосигнальных моделей, которые чаще всего используются при расчете регуляторов. Таким образом, при решении подобных задач необходимо дополнительно использовать нелинейные динамические модели, которые в полной мере способны оценить динамику системы в условиях возможности возникновения нелинейных колебаний. И, как показано в данной работе, запас устойчивости уже выбирается не только на основе частотного анализа малосигнальных моделей разомкнутого контура, а также и на основе моделирования с использованием нелинейной модели. Кроме того, стоит учесть, что снижение частоты среза в рамках существующих в литературе рекомендаций может приводить не только к недостаточному быстродействию, но и к большим выбросам напряжения в переходном процессе, что требует более осмысленного

подхода. Также в статье показано, что расчет регуляторов требуется проводить при максимальном входном напряжении и максимальном сопротивлении нагрузки, что является наихудшим случаем.

Подходы, представленные в статье, могут применяться к широкому классу источников постоянного напряжения после соответствующего анализа и дополнительной модификации в частных случаях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
3. Brown M. Power supply cookbook. – 2nd ed. – Boston: Newnes, 2001. – 265 p.
4. Белов Г.А. Теория импульсных преобразователей. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. – 330 с.
5. Белов Г.А. Импульсные преобразователи с системами управления на серийных микросхемах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – 330 с.
6. Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. – М.: Горячая линия-Телеком, 2019. – 540 с.
7. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т., Михальченко С.Г. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. – 1996. – № 3. – С. 47–53.
8. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. Bifurcations and chaos in piece-wise-smooth dynamical systems. – Singapore: World Scientific, 2003. – 376 p. – DOI: 10.1142/5313.
9. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. – М.: Наука, 1989. – 304 с.
10. Белов Г.А., Серебрянников А.В., Павлова А.А. Синтез одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 3 (51). – С. 9–15.
11. Daniel Meeks. Loop stability analysis of voltage mode buck regulator with different output capacitor types – continuous and discontinuous modes: Application Report SLVA301. – Texas Instruments, 2008.
12. Wu H. Stability analysis and control of DC-DC converters using nonlinear methodologies: diss. ... doct. of philosophy / Newcastle University. – Newcastle, 2016. – 187 p.
13. Андриянов А.И. Развитие теории управления нелинейными динамическими процессами импульсных систем электропитания: дис. ... д-ра техн. наук. – Брянск, 2022. – 515 с.
14. Кобзев А.В., Коновалов Б.И., Семенов В.Д. Энергетическая электроника: учебное пособие. – Томск: Том. межвуз. центр дистанц. образования, 2010. – 164 с.

ON THE SELECTION OF PARAMETERS FOR THE CONTROLLER IN A SINGLE LOOP CONTROL SYSTEM FOR A DIRECT DC-TO-DC BUCK CONVERTER WITH RESPECT TO DYNAMIC NONLINEARITY

Andriyanov A.I.

Bryansk State Technical University, Bryansk, Russia

The article is devoted to the issues of choosing the parameters of a proportional-integral-differentiating regulator of a single loop control system with a buck converter taking into account dynamic nonlinearities. This problem arises when it is necessary to design pulsed voltage converters with increased performance, when it is necessary to increase the cutoff frequency of an open-loop control loop without the possibility of increasing the carrier frequency of pulse width modulation due to limitations of the element base, which in some cases leads to the appearance of nonlinear effects. This must be taken into account when choosing both the open-loop cutoff frequency and the stability margin. The article proposes a nonlinear dynamic model of a direct buck

converter with a proportional-integral-differentiating regulator both in the form of a piecewise smooth system of differential equations and in the form of a Poincaré map. A method for selecting controller parameters is proposed for a given open-loop cutoff frequency, and a given stability margin, as well as for given ranges of input voltage and load resistance based on the use of numerical methods for solving systems of nonlinear equations with given restrictions. The nonlinear dynamics of the system was studied for various sets of controller parameters. It is shown that with an increase in the cutoff frequency and small stability margins, undesirable dynamic modes may arise in the system when the filter capacitance drops within the calculated values, while linear dynamic models show the stability of the system. To eliminate the possibility of the emergence of undesirable modes, it is necessary to increase the stability margin with subsequent monitoring of the results using a nonlinear dynamic model. The proposed method for selecting the cutoff frequency of an open loop and the phase stability margin, based on the analysis of nonlinear dynamics, allows you to design power supplies with increased performance.

Keywords: direct buck converter, power supply, control system, proportional-integral-differentiating regulator, closed-loop system, stability margin, nonlinear dynamics.

DOI: 10.17212/1727-2769-2024-2-7-23

REFERENCES

1. Severns R., Bloom G. *Impul'snye preobrazovateli postoyannogo napryazheniya dlya sistem vtorichnogo elektropitaniya* [Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 294 p. (In Russian).
2. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor converter technology]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 632 p.
3. Brown M. *Power supply cookbook*. 2nd ed. Boston, Newnes, 2001. 265 p.
4. Belov G.A. *Teoriya impul'snykh preobrazovatelei* [Pulse converter theory]. Cheboksary, Chuvash State University Publ., 2016. 330 p.
5. Belov G.A. *Impul'snye preobrazovateli s sistemami upravleniya na seriinykh mikrokhemakh* [Pulse converters with control systems based on serial microcircuits]. Cheboksary, Chuvash State University Publ., 2015. 330 p.
6. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Ustoichivost' i elektromagnitnaya sovmestimost' ustroystv i sistem elektropitaniya* [Stability and electromagnetic compatibility of devices and power supply systems]. Moscow, Goryachaya liniya-Telekom Publ., 2019. 540 p.
7. Baushev V.S., Zhusubaliyev Zh.T., Mihal'chenko S.G. Stokhastichnost' v dinamike stabilizatora napryazheniya s shirotno-impul'snym regulirovaniem [Stochasticity in dynamics of a voltage regulator with pulse duration control]. *Elektrichestvo = Electrical Technology Russia*, 1996, no. 3, pp. 69–75.
8. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. *Bifurcations and chaos in piecewise-smooth dynamical systems*. Singapore, World Scientific, 2003. 376 p. DOI: 10.1142/5313.
9. Popov E.P. *Teoriya lineinykh sistem avtomaticheskogo regulirovaniya i upravleniya* [Theory of linear systems of automatic regulation and control: textbook manual for universities]. Moscow, Nauka Publ., 1989. 304 p.
10. Belov G.A., Serebryannikov A.V., Pavlova A.A. Sintez odnokonturnoi sistemy upravleniya ponizhayushchim impul'snym preobrazovatelem [Synthesis of a single-loop control system for buck switch mode converter]. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2013, no. 3 (51), pp. 9–15. (In Russian).
11. Daniel Meeks. *Loop stability analysis of voltage mode buck regulator with different output capacitor types – continuous and discontinuous modes*. Application Report SLVA301. Texas Instruments, 2008.
12. Wu H. *Stability analysis and control of DC-DC converters using nonlinear methodologies*. Dr. of philosophy Diss. Newcastle, 2016. 187 p.
13. Andriyanov A.I. *Razvitie teorii upravleniya nelineinymi dinamicheskimi protsessami impul'snykh sistem elektropitaniya*. Diss. dokt. tekhn. nauk [Development of the theory of control of nonlinear dynamic processes of impulse power supply systems. Dr. eng. sci. diss. Bryansk, 2022. 515 p.
14. Kobzev A.V., Konovalov B.I., Semenov V.D. *Energeticheskaya elektronika* [Energy electronics]. Tomsk, Tomskii mezhvuzovskii tsentr distantsionnogo obrazovaniya Publ., 2010, 164 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ



Андриянов Алексей Иванович – родился в 1979 году, д-р техн. наук, доцент, профессор, кафедра «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы», Брянский государственный технический университет. Область научных интересов: силовая электроника, нелинейная динамика. Опубликовано 139 научных работ. (Адрес: 241035, Россия, г. Брянск, бульвар 50 лет Октября, д. 7. E-mail: mail@ahaos.ru).

Andriyanov Alexey Ivanovich (b. 1979) – Doctor of Sciences (Eng.), associate professor, professor, Department of Electronics, Radioelectronic and Electrotechnical Systems, Bryansk State Technical University. His research interests are currently focused on power electronics and nonlinear dynamics. He is the author of 139 scientific papers. (Address: 7, 50 let Oktyabrya boul, Bryansk, 241035, Russia. E-mail: mail@ahaos.ru).

*Статья поступила 28 февраля 2024 г.
Received February 28, 2024*

To Reference:

Andriyanov A.I. K vyboru parametrov regul'yatora neposredstvennogo ponizhayushchego preobra-zovatelya s odnokonturnoi sistemoi upravleniya s uchetom dinamicheskikh nelineinostei [On the selection of parameters for the controller in a single loop control system for a direct DC-to-DC buck converter with respect to dynamic nonlinearity]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2024, no. 2 (63), pp. 7–23. DOI: 10.17212/1727-2769-2024-2-7-23.