

УДК 621.314.1:001.891.573

В.И. Апасов, Ю.А. Шурыгин

Влияние коэффициента усиления сигнала ошибки звена обратной связи на характер работы комбинированного преобразователя

Рассмотрен комбинированный преобразователь со стабилизацией выходного напряжения. Дана математическая модель подобного устройства, основанная на обыкновенных дифференциальных уравнениях. Проведено бифуркационное исследование влияния изменения коэффициента усиления на качество выходного напряжения. Определен допустимый диапазон значений коэффициента усиления, обеспечивающий работоспособность устройства при различных режимах функционирования.

Ключевые слова: система электропитания, комбинированный преобразователь напряжения, коммутационная функция, бифуркационные диаграммы.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-3-123-127

Современный космический аппарат (КА) является сложнейшим электротехническим комплексом, соединяющим в себе множество устройств [1]. При его проектировании и изготовлении используются самые передовые достижения науки и техники. Основопологающим для гарантированной работы КА на орбите в течение всего заданного срока активного существования является наличие на борту системы электропитания (СЭП), обеспечивающей энергией заданного качества всех потребителей. Подобные системы должны иметь высокую надежность, поэтому в СЭП применяют различные приемы как аппаратного, так и программного резервирования.

В большинстве разработок СЭП КА строятся на параллельно-последовательной структуре (рис. 1), которая позволяет наиболее полно использовать энергию первичных источников, а также обеспечить индивидуальные зарядно-разрядные характеристики батарей [1]. Поддержание напряжения на выходных шинах при работе от солнечной батареи (СБ) обеспечивается стабилизатором напряжения (СН), а при работе от аккумуляторной батареи (АБ) – разрядным устройством (РУ), для восполнения энергии АБ служит зарядное устройство (ЗУ).

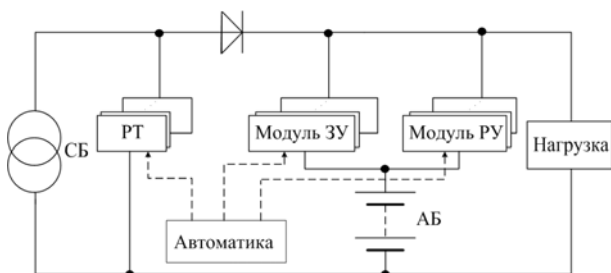


Рис. 1. Параллельно-последовательная структура

В качестве основы для построения модулей подсистем СН, ЗУ и РУ выступают импульсные преобразователи напряжения (ИПН), применение которых в данной схеме обусловлено их хорошими удельными характеристиками. В последних разработках как отечественных, так и зарубежных приборостроителей достигнут уровень коэффициента полезного действия примерно 96–97% [2–6]. Благодаря

таким показателям можно существенно снизить энергопотери в мощных комплексах и уменьшить массу бортовых теплоотводящих систем. При проектировании подобных СЭП имеется тенденция унификации силовых модулей, что позволяет использовать для каждой платформы КА конкретную архитектуру и избежать излишней аппаратной избыточности. К тому же применение унифицированных модулей существенно сокращает сроки и стоимость разработки СЭП. Так, согласно открытым источникам, цена выведения 1 кг полезной нагрузки на околоземную орбиту составляет от 5 000 до 11 000 долларов.

Постановка задачи

Рассматриваемый комбинированный преобразователь (структурная схема преобразователя приведена на рис. 2) может быть использован при построении унифицированного модуля СЭП КА.

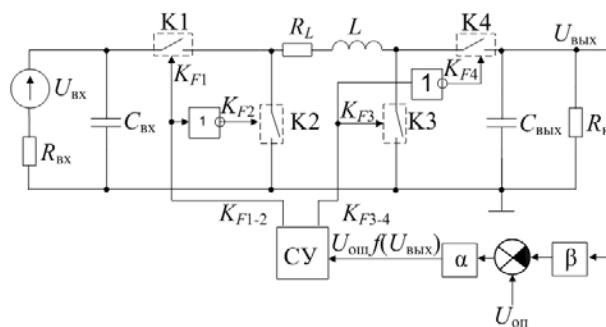


Рис. 2. Структурная схема комбинированного преобразователя со стабилизацией входного напряжения

На рис. 2 $U_{вх}$ – напряжение входного источника; K1–K4 – силовые коммутационные компоненты; L – индуктивность накопительного дросселя; $C_{вх}$, $C_{вых}$ – емкости входного и выходного фильтра соответственно; R_L , $R_{вх}$, $R_н$ – активные сопротивления обмотки дросселя, входного источника и выходной нагрузки соответственно; $U_{ош} f(U_{вых})$ – сигнал ошибки системы управления; α – коэффициент усиления сигнала ошибки звена обратной связи; $U_{оп}$ – напряжение опорного источника напряжения; β – коэффициент пропорционального звена обратной связи.

Силовой преобразователь строится из последовательно соединенных понижающего и повышающего ИПН с общим дросселем [7–9]. Данная схема позволяет получать выходное напряжение той же полярности, что и входное, как ниже, так и выше его по номиналу. Основным ее недостатком является наличие четырех коммутационных компонентов при одновременном протекании тока как минимум по двум из них. Такое свойство схемы снижает ее КПД, повысить который возможно применением полностью управляемых полупроводниковых ключей с «мягкой» коммутацией и снижением динамических потерь преобразователя.

В большинстве разработок СЭП КА (как отечественных, так и зарубежных) для обеспечения гарантированной работы КА во время всего срока активного существования напряжения СБ и АБ должны быть или больше, или меньше выходного напряжения. Нарушение же подобного соотношения вследствие того, что параметры первичных источников энергии со временем претерпевают существенную деградацию (так, напряжение холостого хода СБ после года эксплуатации снижается на 20–30%), ведет к отказу подсистем СЭП (РУ, СН, ЗУ) и, в зависимости от ситуации, к полной потере работоспособности всего КА. Построение же модулей этих подсистем на основе комбинированного преобразователя позволяет избежать такого развития.

Исходя из вышеизложенного, разработка высоконадежного унифицированного силового модуля для применения в подсистемах СЭП КА является актуальной задачей.

Теория

При проектировании модулей для разработчика важно уже на этапе разработки максимально полно изучить как линейную, так и нелинейную динамику работы комбинированного преобразователя, которая описывается нелинейными кусочно-непрерывными уравнениями [10]. Также в ходе разработки устройства важно провести его бифуркационное исследование, которое позволяет определить границы допустимых значений параметров схемы, обеспечивающих работу устройства в наиболее оптимальных (одноцикловых) режимах [11–13].

Математическая модель комбинированного преобразователя записывается в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений с переменными матрицами состояний **A** и **B** для каждого из возможных состояний схемы, зависящих от коммутационных функций $K_F(\xi)$ [14, 15]:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{X}}{dt} &= \mathbf{A}_1(K_F(\xi))\mathbf{X} + \mathbf{B}_1(K_F(\xi)), \text{ при } t \in ((k-1)\tau; t_{k1}); \\ \frac{d\mathbf{X}}{dt} &= \mathbf{A}_2(K_F(\xi))\mathbf{X} + \mathbf{B}_2(K_F(\xi)), \text{ при } t \in (t_{k1}; t_{k2}); \\ \frac{d\mathbf{X}}{dt} &= \mathbf{A}_3(K_F(\xi))\mathbf{X} + \mathbf{B}_3(K_F(\xi)), \text{ при } t \in (t_{k2}; k\tau), \end{aligned} \quad (1)$$

где **X** – вектор состояний; t_{k1} – момент коммутации ключа К1; t_{k2} – момент коммутации ключа К3; τ – тактовый интервал.

В свою очередь, вектор состояний $\mathbf{X} = \{i_L, U_{\text{вх}}, U_{\text{вых}}\}$, включает в себя i_L – ток в дросселе; $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входном конденсаторе; $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходном конденсаторе. По причине того, что в схеме присутствует как выходной, так и входной фильтр, матрицы состояний данного преобразователя имеют три компонента (таблица). Для упрощения расчетов принято, что в схеме отсутствуют режимы прерывистых токов.

Матрицы состояния комбинированного преобразователя с трехкомпонентным вектором неизвестных состояний

Интервал	Состояние ключевых компонентов	Матрица A	Матрица B
I $((k-1)\tau; t_{k1})$	$K_{F1} = 0;$ $K_{F2} = 1;$ $K_{F3} = 0;$ $K_{F4} = 1$	$\begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C_{\text{вх}}R_{\text{вх}}} & 0 \\ \frac{1}{C_{\text{вых}}} & 0 & \frac{1}{R_H C_{\text{вых}}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{\text{вх}}}{C_{\text{вх}}R_{\text{вх}}} \\ 0 \end{bmatrix}$
II $(t_{k1}; t_{k2})$	$K_{F1} = 1;$ $K_{F2} = 0;$ $K_{F3} = 0;$ $K_{F4} = 1$	$\begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{\text{вх}}} & -\frac{1}{C_{\text{вх}}R_{\text{вх}}} & 0 \\ \frac{1}{C_{\text{вых}}} & 0 & \frac{1}{R_H C_{\text{вых}}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{\text{вх}}}{C_{\text{вх}}R_{\text{вх}}} \\ 0 \end{bmatrix}$
III $(t_{k2}; k\tau)$	$K_{F1} = 1;$ $K_{F2} = 0;$ $K_{F3} = 1;$ $K_{F4} = 0$	$\begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_{\text{вх}}} & -\frac{1}{C_{\text{вх}}R_{\text{вх}}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_H C_{\text{вых}}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{\text{вх}}}{C_{\text{вх}}R_{\text{вх}}} \\ 0 \end{bmatrix}$

В системе управления применена многозонная модуляция для управления ключами К1–К4 с условием, что ключ повышающего преобразователя К3 может переходить в замкнутое состояние только тогда, когда ключ понижающего преобразователя К1 также находится в замкнутом состоянии. При этом коммутационные функции могут принимать единичное значение только в начале тактового интервала (рис. 3).

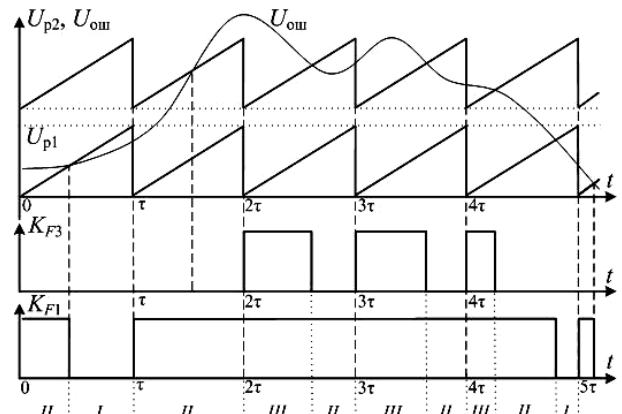


Рис. 3. Формирование коммутационных функций ключей К1, К3

Управление ключевыми компонентами комбинированного преобразователя осуществляется следующим образом. Коммутационные функции формируются для ключей К1 и К3, состояние же ключей К2, К4 противофазно коммутационным функциям ключей К1, К3 соответственно. С учетом принципов непрерывности формирования импульсной последовательности система уравнений (1) по вычислению вектора состояний \mathbf{X} для силовой части на k -м тактовом интервале $[(k-1)\tau, k\tau]$ распадается на три интервала линейности: 1) от начала тактового интервала $((k-1)\tau)$ до момента коммутации ключа К1 (t_{k1}); 2) от момента коммутации ключа К1 (t_{k1}) до момента коммутации ключа К3 (t_{k2}); 3) от момента коммутации ключа К3 (t_{k2}) до окончания тактового интервала ($k\tau$). Теоретически для представленной схемы с четырьмя коммутационными элементами возможны 16 различных состояний. Матрицы \mathbf{A} и \mathbf{B} получены в ходе анализа работы преобразователя, но существование некоторых состояний невозможно, а другие состояния могут возникать только при работе в прерывистых режимах.

Состояния ключей К1, К3 в зависимости от коммутационных функций $\xi(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$ определяются принципами формирования импульсной последовательности, рассмотренными ранее в [15].

Проверка полученной математической модели проводилась с помощью программной модели, построенной в симуляционном пакете LTSpice IV, основанной на языке программирования Spice. Управление преобразователем задано алгоритмически с целью минимизации ошибки встроенных управляющих микросхем. На основании этой программной модели проведена верификация математической модели, были получены нагрузочные характеристики преобразователя при разных входных напряжениях [15, 16].

Результаты математического эксперимента

Используя методики расчета силовой части параметров элементов комбинированного преобразователя и его системы управления [7, 17], проведем расчет, задавая следующие требования:

- напряжение входного источника от 20 до 40 В;
- выходное напряжение 30 В;
- статическая стабильность выходного напряжения не менее 1%;
- частота работы преобразователя 200 кГц;
- ток нагрузки до 20 А.

В результате расчета были получены следующие параметры элементов схемы:

- емкость входного фильтра $C_{вх} = 20$ мкФ;
- индуктивность дросселя $L = 30$ мкГн;
- емкость выходного фильтра $C_{вых} = 100$ мкФ.

Результаты расчета согласно [7, 17] не учитывают, что характеристики и параметры компонентов изменяются в зависимости от многих факторов (временная деградация, температурная нестабильность, воздействие тяжелых заряженных частиц и др.). Зачастую проведение такой оценки является довольно трудоемкой многопараметрической зада-

чей, поэтому в большинстве случаев инженеры-разработчики при проектировании приборов выбирают номиналы компонентов схемы с учетом коэффициентов запаса, равных от 1,5 до 2,0. Но подобный подход не отвечает на вопрос об устойчивости работы устройства во время всего времени активного функционирования.

Частично данную задачу можно разрешить при помощи построения бифуркационных диаграмм поведения требуемого параметра устройства в зависимости от иных параметров схемы. Подобный анализ позволяет определить границы номинала исследуемого компонента, обеспечивающие работу устройства в устойчивом режиме с минимальными пульсациями требуемого стабилизированного параметра [16].

В нашем случае таким исследуемым параметром является выходное напряжение преобразователя. На рис. 4–7 представлены бифуркационные диаграммы выходного напряжения в зависимости от коэффициента усиления сигнала ошибки звена обратной связи.

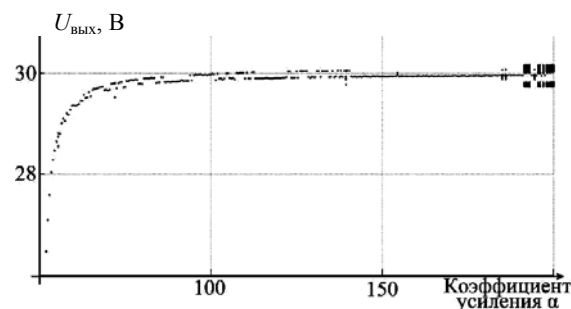


Рис. 4. Бифуркационная диаграмма выходного напряжения при $U_{вх} = 20$ В, $I_n = 15$ А, $C_{вх} = C_{вых} = 100$ мкФ и изменении коэффициента усиления от 0 до 200

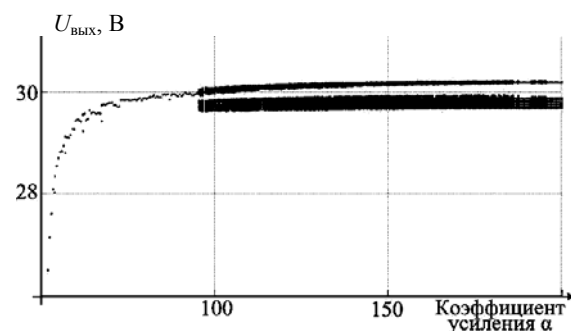


Рис. 5. Бифуркационная диаграмма выходного напряжения при $U_{вх} = 20$ В, $I_n = 1$ А, $C_{вх} = C_{вых} = 100$ мкФ и изменении коэффициента усиления от 0 до 200

Из полученных бифуркационных диаграмм выходного напряжения преобразователя при токе нагрузки 1 А (см. рис. 5, 7) видно, что минимальное значение коэффициента усиления, при котором происходит переход от одноциклового режима к многоцикловому, постепенно уменьшается. При напряжении входного источника $U_{вх} = 20$ В граничное значение $\alpha_{гр} = 95$, а при $U_{вх} = 40$ В $\alpha_{гр} = 75$.

Бифуркационные диаграммы выходного напряжения при токе нагрузки 15 А (см. рис. 4, 6) иллюстрируют уменьшение значения граничной точки коэффициента усиления в зависимости от роста входного напряжения: $\alpha_{\text{гр}} = 138$ при $U_{\text{вх}} = 20$ В, $\alpha_{\text{гр}} = 78$ при $U_{\text{вх}} = 40$ В.

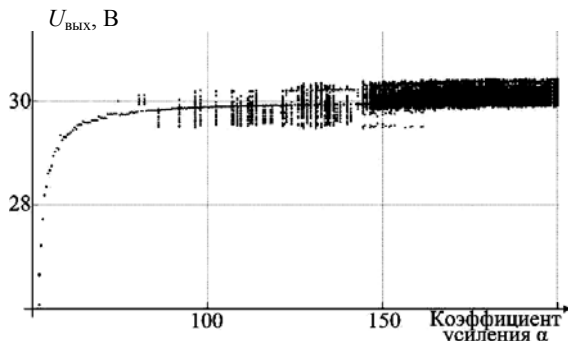


Рис. 6. Бифуркационная диаграмма выходного напряжения при $U_{\text{вх}} = 40$ В, $I_{\text{н}} = 15$ А, $C_{\text{вх}} = C_{\text{вых}} = 100$ мкФ и изменении коэффициента усиления от 0 до 200

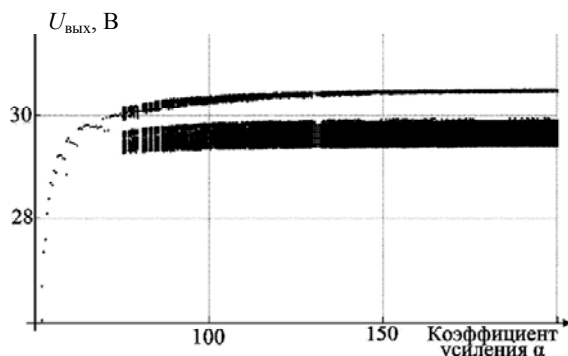


Рис. 7. Бифуркационная диаграмма выходного напряжения при $U_{\text{вх}} = 40$ В, $I_{\text{н}} = 1$ А, $C_{\text{вх}} = C_{\text{вых}} = 100$ мкФ и изменении коэффициента усиления от 0 до 200

Заключение

Таким образом, в статье определены параметры комбинированного преобразователя, а также допустимые границы выбора коэффициента усиления, обеспечивающие работу устройства в устойчивых одноцикловых режимах. Расчеты были проверены в симуляционном пакете LTspice и подтверждены положительными результатами испытаний силовых модулей комплексов автоматики и стабилизации СЭП КА разработки АО «НПЦ «Полнос». Таким образом, данная методика и математическая модель пригодны для проектирования устройств подобного рода.

Показано, что построение бифуркационных диаграмм позволяет оценить поведение системы в зависимости от изменения параметров системы и определить границы допустимых значений номиналов компонентов схемы, благодаря чему повышается качество разработки и ее работоспособность в зависимости от влияния внешних факторов.

Благодарность

Выражаю благодарность своему научному руководителю С.Г. Михальченко, д.т.н., заведующему

кафедрой промышленной электроники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, который оказал существенную помощь в разработке математической модели комбинированного преобразователя и проведении исследований.

Литература

1. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соусти, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО «Наука». Сиб. изд. фирма, 1994. – 318 с.
2. Shamsi P. Design and development of very high frequency resonant DC-DC boost converters' / P. Shamsi, B. Fahimi // IEEE Trans. Power Electron. – 2012. – Vol. 27, № 8. – P. 3725–3373.
3. Lee I.-O. Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio / I.-O. Lee, S.-Y. Cho, G.-W. Moon // IEEE Trans. Power Electron. – 2012. – Vol. 27, № 8. – P. 3664–3675.
4. Pan C.-T. A novel transformerless interleaved high step-down conversion ratio DC-DC converter with low switch voltage stress / C.-T. Pan, C.-F. Chuang, C.-C. Chu // IEEE Trans. Power Electron. – 2014. – Vol. 61, №.10. – P. 5290–5300.
5. Analog Devices provides a broad product portfolio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/ru/products>, свободный (дата обращения: 01.06.2016).
6. Linear Technology Corporation Product Categories [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.linear.com/products>, свободный (дата обращения: 01.06.2016).
7. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М. : Техносфера, 2006. – 632 с.
8. Design of an average-current-mode noninverting buck-boost DC-DC converter with reduced switching and conduction losses / C.-L. Wei, C.-H. Chen, K.-C. Wu, I.-T. Ko // IEEE Trans. Power Electron. – 2012. – Vol. 27, № 12. – P. 4934–4943.
9. Hybrid buck-boost feedforward and reduced average inductor current techniques in fast line transient and high-efficiency buck-boost converter / P.-C. Huang, W.-Q. Wu, H.-H. Ho, K.-H. Chen // IEEE Trans. Power Electron. – 2010. – Vol. 25, № 3. – P. 719–730.
10. Баушев В. С. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев // Электричество. – 1992. – №. 8. – С. 59–68.
11. Эрроусмит Д. Обыкновенные дифференциальные уравнения. Качественная теория с приложениями / Д. Эрроусмит, Л. Плейс. – М. : Мир, 1986. – 243 с.
12. Оценка нелинейных динамических свойств полупроводниковых преобразователей с дозированием энергии по коэффициентам пульсаций тока и напряжения / К.В. Бородин, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, В.П. Обрусник // Науч. вестник НГТУ. – 2012. – № 2(47). – С. 79–90.
13. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
14. Михальченко С. Г. Автоматизация анализа и синтез импульсных преобразователей энергии с двухполярной реверсивной модуляцией: дис. ... канд. техн. наук. – Брянск, 2001. – 200 с.

15. Апасов В. И. Математическое моделирование комбинированного преобразователя напряжения со стабилизацией выходного напряжения / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко, В.П. Коцубинский // Докл. ТУСУРа. – 2013. – № 4(30). – С. 96–102.

16. Апасов В. И. Бифуркационный анализ комбинированного преобразователя при изменении емкости выходного фильтра / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко // Решетневские чтения: матер. XVIII Междунар. науч. конф.: в 3 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2014. – Ч. 2. – С. 15–17.

17. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: учеб. пособие. – 2-е изд., испр. и доп. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2003. – 664 с.

Апасов Владимир Иванович

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа
Инженер-конструктор 2-й категории АО «НПП «Полус»
Тел.: +7-923-428-54-26
Эл. почта: info@polus-tomsk.ru, vovaap@mail.ru

Шурыгин Юрий Алексеевич

Д-р техн. наук, профессор, директор департамента управления и стратегического развития
Тел.: 8 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: office@tusur.ru

Апасов V.I., Shurygin Y.A.

Impact of the gain changes on the behavior of the combined converter

This paper presents features of a combined converter with stabilization output voltage. A mathematical model of a converter is given, based on ordinary differential equations. A bifurcation study of the impact the gain of changes on the quality of the output voltage is carried out. The permissible range of gain values, providing efficiency of the device in different modes of operation is identified.

Keywords: power system, combined voltage converter, switching function, bifurcation diagrams.