

УДК 621.314

АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ПОВЫШАЮЩЕГО ТИПА С РЕЗОНАНСНЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОМ ВКЛЮЧЕНИИ*

Н. Н. Горяшин, А. Н. Зорин, М. В. Лукьяненко, А. А. Соломатова

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева
Россия, 660014, Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31. E-mail: gorkolya@mail.ru

Рассмотрена проблема параллельной работы преобразователей напряжения (ПН) повышающего типа с переключением при нулевых значениях тока. В работе показано, что большое внутреннее сопротивление исследуемого ПН, определяемое параметрами резонансного контура (РК), позволяет выравнивать входные токи между параллельно работающими ячейками ПН без дополнительных контуров управления. Сформулированы критерии с использованием функций чувствительности по каждому параметру резонансного контура (РК) исследуемого преобразователя напряжения и управляющему параметру, которые позволяют определить границы выравнивания мощности между параллельно работающими ячейками ПН при стабилизации напряжения на выходной шине с заданным разбросом параметров РК и параметров импульсов, управляющих силовыми ключами. В подтверждение теоретическому анализу приведены результаты имитационного моделирования стабилизатора напряжения, построенного на базе двух ячеек ПН повышающего типа с переключением при нулевых значениях тока, в формате P-spice с разбросом параметров РК между ячейками.

Ключевые слова: повышающий преобразователь напряжения, резонансный преобразователь.

PARALLEL OPERATING OF ZCT STEP-UP BOOST CONVERTERS

N. N. Goryashin, A. N. Zorin, M. V. Lukyanenko, A. A. Solomatova

Siberian State Aerospace University named after academician M.F. Reshetnev
31 "Krasnoyarskiy Rabochiy" prosp., Krasnoyarsk, 660014, Russia. E-mail: gorkolya@mail.ru

In the paper the problem of zero-current transition (ZCT) step-up boost converter parallel operating is considered. It is shown that high output resistance of the ZCT converter depends on resonant tank parameters and allows to iron out the input currents between converter cells without additional control loops. The criteria, which allow to define the range of input currents imbalance according to resonant tank parameters spread under ZCT converters parallel operating at output voltage regulation operation mode, are proposed. The criteria are based on sensitivity functions for each of resonant tank parameters and duty cycle of active switching transistor. To verify the theoretical analysis the paper presents P-spice simulation results of voltage regulator based on two step-up boost ZCT converters connected in parallel where resonant tank parameters spread between the corresponding elements.

Keywords: step-up boost converter, resonant converter.

Как известно, в системах электроснабжения (СЭС) космических аппаратов (КА) используются два типа первичных источников электроэнергии, которые имеют нестабильное выходное напряжение это аккумуляторная батарея (АБ) и солнечная батарея (СБ) [1–3]. Для обеспечения стабильного напряжения на выходной шине СЭС, питающей полезную нагрузку, необходимо энергопреобразующее стабилизирующее устройство. В качестве стабилизирующих регуляторов мощности СБ традиционно используются шунтовые стабилизаторы (ШС) напряжения короткозамыкающего типа, которые имеют минимальный набор компонентов, не требуют дросселей для сглаживания пульсаций входного и выходного токов, что обуславливает их высокие удельные характеристики

[3; 4]. Для обеспечения стабильного напряжения при питании аппаратуры КА на теновом участке орбиты, при дефиците энергии, получаемой от СБ, используется энергия, накопленная в АБ. В связи с тем, что напряжение на АБ в зависимости от степени заряженности может значительно меняться, в этом случае так же необходимо энергопреобразующее устройство, обеспечивающее стабилизацию выходного напряжения. При больших мощностях СЭС целесообразно переходить на повышенные значения напряжения стабилизированной выходной шины СЭС 100 В и более. В связи с этим чтобы обеспечить стабильное напряжение, например 100 В и длительный ресурс АБ, целесообразно использовать преобразователи электроэнергии повышающего типа.

*Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, государственный контракт № 14.740.11.1124 от 30 мая 2011 г. «Методы повышения эффективности энергопреобразующих устройств энергосистем космических аппаратов».

Это позволит ограничить количество последовательно включенных аккумуляторов в батарее и тем самым уменьшить проблему разбалансировки между элементами АБ.

Как известно, блочно-модульный принцип построения автономных СЭС, состоящих из идентичных ячеек преобразователей электроэнергии, работающих на общую выходную шину питания, целесообразен с точки зрения обеспечения надежности СЭС в условиях длительной работы в необслуживаемом режиме, как например СЭС КА [1; 2]. В качестве энергопреобразующего устройства для стабилизации напряжения на шине СЭС при питании от АБ возможно использовать набор идентичных преобразователей напряжения (ПН) повышающего типа, включенных параллельно. Традиционно для организации равномерного распределения мощности между ячейками ПН применяются дополнительные контуры обратной связи по импульсному току ключевого элемента либо по среднему току для каждой ячейки ПН, как показано на рис. 1, где КЯ – коммутационная ячейка, СУ – схема управления, КУ – корректирующее устройство, обеспечивающее динамическую устойчивость стабилизатора напряжения в целом.

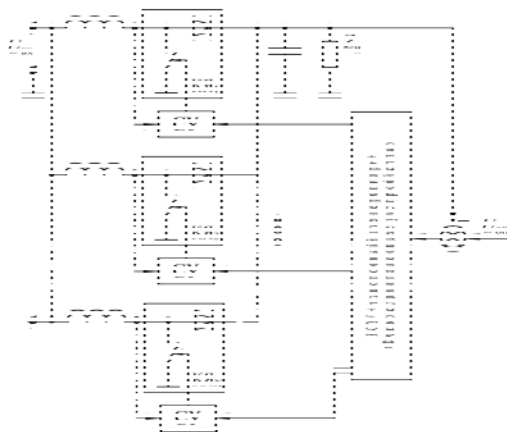


Рис. 1. Упрощенная схема многофазного импульсного стабилизатора напряжения с активным токовыравниванием между ячейками повышающего типа

В рассматриваемом далее варианте возможность обеспечения распределения токов между ячейками ПН предполагается осуществлять за счет свойств резонансного режима, используемого в преобразователях [5–7].

Возможность применения резонансных (квазирезонансных) преобразователей в СЭС КА обусловлена рядом преимуществ работы ключевого элемента (КЭ) в резонансном режиме по следующим характеристикам в сравнении с обычными импульсными преобразователями на ту же мощность, работающими с той же частотой коммутации: значительно меньшие потери на переключение; сниженные электромагнитные помехи; более низкие требования к элементам, особенно в отношении максимально-допустимых скоростей нарастания напряжений и токов; для организации резонансных процессов переключения могут

использоваться паразитные емкости и индуктивности; возможность параллельной работы на общую нагрузку без дополнительных средств по токовыравниванию. В настоящей работе исследуется последнее высказанное предположение, что использование резонансных режимов в параллельно работающих ПН позволяет распределить преобразуемую мощность между ячейками с приемлемой равномерностью без использования дополнительных контуров управления, как это реализовано при использовании традиционных импульсных ПН с «жестким» переключением с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Основанием к данному предположению является то, что часть преобразуемой энергии в ПН рассматриваемого типа за один период коммутации запасается в элементах резонансного контура (РК), причем запасаемая энергия слабо зависит от преобразуемой мощности при прочих фиксированных параметрах (входное и выходное напряжения, параметры РК). Таким образом, скорость расхода энергии, запасаемой в элементах РК, будет зависеть от мощности нагрузки, т. е. например, с уменьшением сопротивления нагрузки средняя мощность за период коммутации будет снижаться при прочих фиксированных параметрах (напряжение на входе ПН, длительность импульсов управления активными ключами). Данный эффект можно интерпретировать как отрицательную обратную связь (ООС) по току нагрузки, назовем ее параметрической ООС.

В качестве объекта исследования возьмем преобразователь напряжения повышающего типа с переключением КЭ при нулевых значениях тока (далее ПНТ-преобразователь) [6], схема силовой части которого представлена на рис. 2.

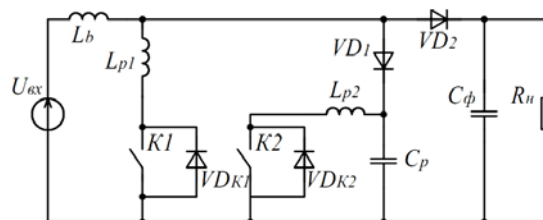


Рис. 2. Упрощенная схема силовой части ПНТ-преобразователя повышающего типа

Регулировочная характеристика данного преобразователя определена в [8] и имеет следующий вид

$$q = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{K_{\text{РХ}} - \gamma_1} \quad (1)$$

$$K_{\text{РХ}} = 1 + F_{\text{К}} \times \left(\frac{L_{\text{P1}} I_{\text{ВХ}}}{2U_{\text{ВЫХ}}} - \left(\frac{C_{\text{P}} U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \sqrt{\frac{L_{\text{P1}}}{C_{\text{P}}}} \right)^2} \right] + \arccos \left(\frac{L_{\text{P2}}}{L_{\text{P1}}} \right) - \arcsin \left(\sqrt{\frac{L_{\text{P2}}}{L_{\text{P1}}}} \right) \right) \right) \omega_{\text{ЭКВ}} \quad (2)$$

На рис. 3 представлено семейство передаточных характеристик в зависимости от регулирующего параметра (относительный коэффициент заполнения основного силового ключа К1 на рис. 2) при разных значениях входного тока с параметрами РК, приведенными в табл. 1. Также на данном графике представлена характеристика для классического повышающего ПН. Из графика видно, что характеристики ПН с резонансным режимом находятся выше, чем характеристика для классического ПН, при этом с уменьшением входного тока характеристика становится более крутой. Данный эффект говорит о том, что дифференциальное выходное сопротивление ПНТ-преобразователя выше, чем у классического ПН, что дает возможность реализовать параметрическое выравнивание входных токов.

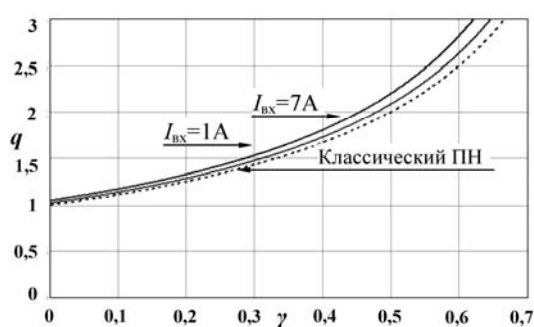


Рис. 3. Семейство передаточных характеристик

Далее определим, какой из элементов, входящих в РК, оказывает наибольшее влияние на выходное сопротивление. Для этого построим семейства характеристик, показывающих изменение коэффициента передачи ПНТ-преобразователя от входного тока при разных значениях L_{p1} (рис. 4) и L_{p2} (рис. 5). Резонансная емкость C_p согласно [9] должна быть как можно меньше для уменьшения статических потерь в цепи РК, поэтому оставляем её фиксированной. Из графиков, приведенных на рис. 4, видно, что увеличение индуктивности РК, последовательно включенной с основным ключом К1, приводит к увеличению выходного сопротивления, что в свою очередь улучшает выравнивание входных токов между параллельно включенными ячейками ПНТ-преобразователей.

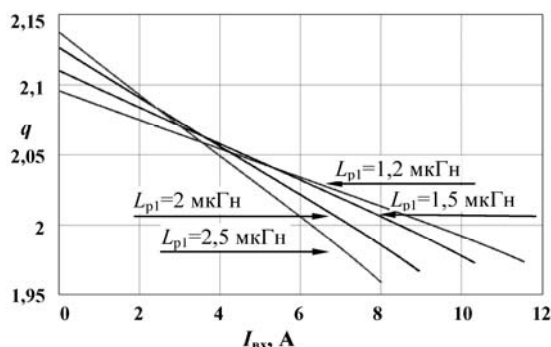


Рис. 4. Коэффициент передачи преобразователя в зависимости от входного тока при разных значениях L_{p1} при прочих фиксированных параметрах

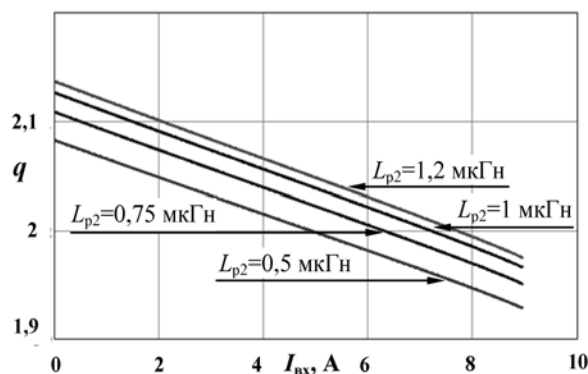


Рис. 5. Коэффициент передачи преобразователя в зависимости от входного тока при разных значениях L_{p2} при прочих фиксированных параметрах

Для организации распределения мощности между параллельно работающими ячейками ПН повышающего типа необходимо контролировать распределение входных токов ячеек. Для параметрического токовыравнивания необходимо, чтобы во всем диапазоне допустимых отклонений величин, влияющих на выходной ток каждой из ячеек ПН, входной ток каждой ячейки находился в диапазоне допустимых значений. Оценку будем проводить с помощью функций полуотносительных чувствительностей (3)–(6) [10]. Здесь каждая из функций показывает отклонение входного тока, отнесенное к процентному отклонению значения одного из четырех параметров (L_{p1} , L_{p2} , C_p , γ) соответственно. Так как выразить входной ток из выражения (2) в явном виде затруднительно, для построения функций чувствительности воспользуемся Р-spice моделью ПНТ-преобразователя, которая была ранее разработана авторами, а ее адекватность подтверждена сопоставлением результатов моделирования и экспериментальных осциллограмм резонансных циклов данного ПН, что отражено в [8]. На рис. 6–8 показаны графики функций полуотносительных чувствительностей по каждому параметру РК и управляющему параметру γ в зависимости от изменения выходного напряжения при прочих фиксированных параметрах. Все кривые построены по точкам, полученным при имитационном моделировании в формате Р-spice для стационарных режимов, где все фиксированные параметры принимались из табл. 1.

$$Q_{L_{p1}}^r(I) = L_{p1} \cdot \frac{d}{dL_{p1}} I(\gamma_u, L_{p1}) \Big|_{\gamma_u = \gamma(I)} \quad (3)$$

$$Q_{L_{p2}}^r(I) = L_{p2} \cdot \frac{d}{dL_{p2}} I(\gamma_u, L_{p2}) \Big|_{\gamma_u = \gamma(I)} \quad (4)$$

$$Q_{C_p}^r(I) = C_p \cdot \frac{d}{dC_p} I(\gamma_u, C_p) \Big|_{\gamma_u = \gamma(U_{вх}, I)} \quad (5)$$

$$Q_{\gamma}^r(I) = \gamma_u \cdot \frac{d}{d\gamma_u} I(U_{вх}, \gamma_u) \Big|_{\gamma_u = \gamma(U_{вх}, I)} \quad (6)$$

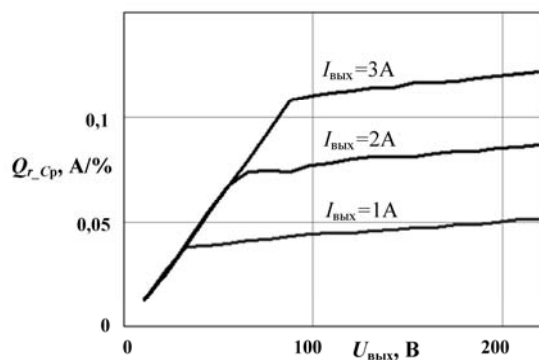


Рис. 6. График отклонения входного тока по отношению к отклонению емкости C_p в зависимости от выходного напряжения при разных средних значениях выходного тока

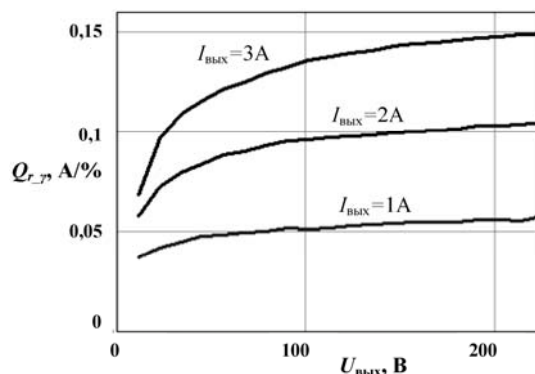
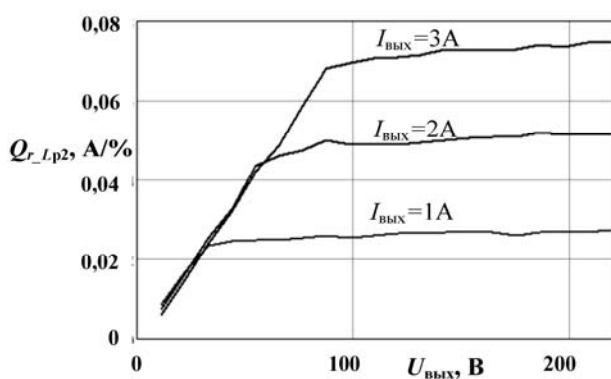
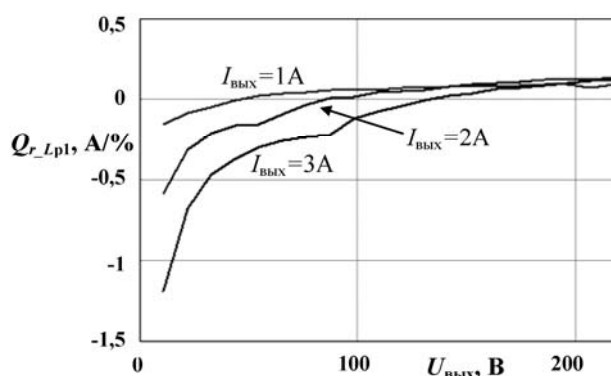


Рис. 7. График отклонения входного тока по отношению к отклонению коэффициента заполнения управляющего сигнала в зависимости от выходного напряжения при разных средних значениях выходного тока



а



б

Рис. 8. Графики отклонения входного тока по отношению к отклонению значений индуктивности L_{p2} (а) и L_{p1} (б) в зависимости от выходного напряжения при разных средних значениях выходного тока

Таблица 1

Параметр	C_p	L_{p1}	L_{p2}	$R_{н, мин}$	L_p	C_f	$U_{вх}$	$U_{вых}$	f_k
Значение	16 нФ	2 мкГн	1 мкГн	33,33 Ом	200 мкГн	47 мкФ	50...80 В	100 В	200 кГц

Приведенные результаты моделирования показывают, что наибольшую чувствительность по разбалансировке входных токов имеет управляющий параметр – относительный коэффициент заполнения импульса управления основным ключом (К1 на рис. 2).

Таким образом, если при параметрах ПН, заданных в табл. 1, разбалансировку по входным токам задать не более 10 % (под разбалансировкой тока имеется ввиду отклонение входного тока N -ой ячейки ПН относительно суммы значений входных токов, поделенной на количество ячеек), то максимальная разница между параметрами L_{p1} ячеек ПН не должна превышать 7 %, а между параметрами L_{p2} и C_p – 5 % и 4 % соответственно.

Максимальное отклонение относительного коэффициента заполнения управляющих импульсов друг относительно друга не должно превышать также 4 %.

На рис. 9 показана внешняя характеристика, полученная в результате имитационного моделирования в формате P-spice, отражающая зависимость выходного напряжения от входного тока, т. е. от мощности нагрузки, что также подтверждает наличие повышенного дифференциального выходного сопротивления ПНТ-преобразователя повышающего типа.

На рис.10 показан результат имитационного моделирования в формате P-spice двух параллельно включенных ячеек ПНТ-преобразователей, работающих в режиме стабилизации выходного напряжения при ступенчатом изменении мощности. Между параметрами РК был введен разброс в пределах 10 % для L_{p1} и L_{p2} и 14 % для C_p по отношению к наименьшему значению из двух (табл. 2). Из представленных диаграмм видно, что как в установившемся, так и в переходном режиме разбалансировка входных токов, является не значительной и не превышает 10%-го отклонения.

Таблица 2

Ячейка №	L_{p1}	L_{p2}	C_p	$U_{\text{вых}}$	$U_{\text{вх}}$
1	2,2 мкГн	1,1 мкГн	14 нФ	100 В	50 В
2	2 мкГн	1 мкГн	16 нФ		

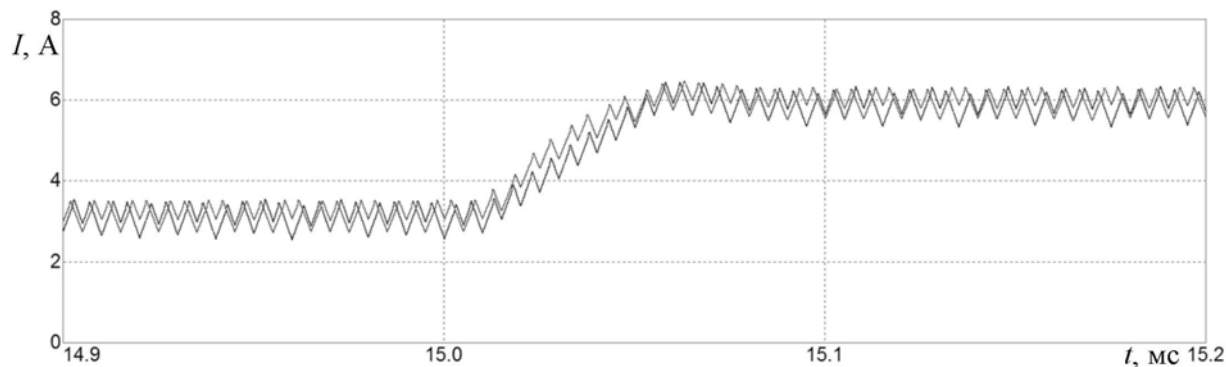


Рис. 10. Переходный процесс по входному току для каждой из двух параллельно включенных ячеек ПНТ-преобразователей, работающих в режиме стабилизации выходного напряжения (100В) при ступенчатом изменении мощности нагрузки

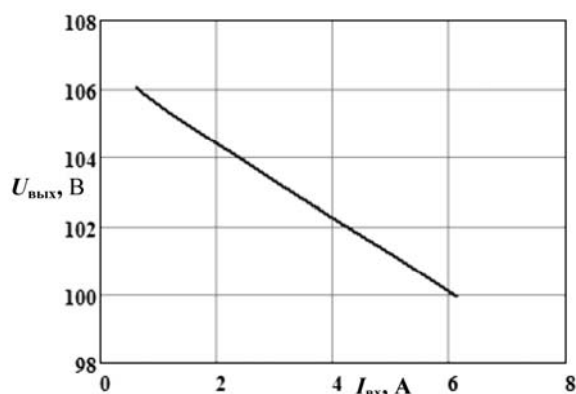


Рис. 9. Внешняя характеристика ПНТ-преобразователя повышающего типа

Теоретическое исследование параллельной работы ПН с резонансным режимом в цепи стабилизатора напряжения показало, что большое внутреннее сопротивление, определяемое параметрами РК, позволяет выравнивать токи между параллельно работающими ячейками ПН без дополнительных контуров управления. Равномерность распределения токов будет тем выше, чем выше значение индуктивности РК, включенной последовательно с основным ключом ПНТ-преобразователя повышающего типа при прочих фиксированных параметрах. При этом, разброс значений коэффициента заполнения γ управляющих сигналов должен быть относительно мал, что не может быть обеспечено отдельными формирователями ШИМ – сигнала. Это, в свою очередь, предполагает применение цифрового способа формирования управляющих импульсов ШИМ-сигналов, сдвинутых друг относительно друга по фазе.

Библиографические ссылки

1. Конев Ю. И., Гулякович Г. Н., Полянин К. П. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике. М.: Радио и связь, 1987. 240 с.
2. Соустин Б. П., Иванчура В. И., Чернышев А. И., Исляев Ш. Н. Системы электропитания космических аппаратов. Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма, 1994. 318 с.
3. Patel M. R. Spacecraft Power System. N. Y.: CRC Press, 2005. 961 p.
4. O'Sullivan D., Weinberg A. The sequential switching shunt regulator S3R // Proceedings of the third ESTEC Spacecraft power conditioning seminar (ESA SP-126), Noordwijk, The Netherlands, 1977. P. 123–131.
5. Лукин А. В. Квазирезонансные преобразователи постоянного напряжения // Электропитание. 1993. Вып. 2. С. 24–37.
6. Cho Bo Hyung. Novel zero-current-switching (ZCS) PWM switch cell minimizing additional conduction loss // IEEE Transactions on industrial electronics. Vol. 49, No. 1, February 2002. P. 165–171.
7. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics. First Edition. New York: Chapman and Hall, May 1997. 791 p.
8. Горяшин Н. Н., Зорин А. Н. Исследование повышающего преобразователя напряжения с переключением при нулевых значениях тока // Вестник СибГАУ. 2013. Вып. 1(47). С. 18–23.
9. Goryashin N., Zorin A. Optimization of Resonant Tank Parameters of Zero-Current-Switch Boost Converter // Proceedings of 14th IEEE International conference on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices at Altai. Russia, July 2013. P. 395–398.
10. Горяшин Н. Н., Лукьяненко М. В., Соломатова А. А., Хорошко А. Ю. Параллельная работа им-

пульсных преобразователей напряжения с резонансным переключением // Вестник МАИ. М., 2012. Вып. 4. С. 141–146.

References

1. Konev U. I., Gulyakov G. N., Polyanin K. P. *Microelectronnie electrosistemi. Primeneniya v radioelektronike* (Microelectronic electric systems. Application in electronics). М. : Radio i svyaz, 1987, 240 p.
2. Soustin B. P., Ivanchura V. I., Chernishev A. I., Islyayev H. N. *Sistemy elektropitaniya kosmicheskikh apparatov* (Power supply systems of spacecrafts) Novosibirsk, Nauka, Sibirskaya izdatelskaya firma, 1994, 318 p.
3. Patel M. R. *Spacecraft Power System*. N. Y. : CRC Press, 2005, 961 p.
4. O'Sullivan D., Weinberg A. The sequential switching shunt regulator S3R. Proceedings of the third

ESTEC Spacecraft power conditioning seminar (ESA SP-126), Noordwijk, The Netherlands, 1977, pp. 123–131.

5. Lukin A. V. *Elektropitanie*. 1993. № 2. p. 24–37.
6. Cho Bo Hyung. Novel zero-current-switching (ZCS) PWM switch cell minimizing additional conduction loss. IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, February 2002, p. 165–171.
7. Erickson R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. New York : Chapman and Hall, May 1997, 791 p.
8. Goryashin N. N., Zorin A. N. *Vestnik SibGAU*. 2013, no. 47, p. 18–23.
9. Goryashin N. N., Zorin A. N. Proceedings of 14th IEEE International conference on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices at Altai. Russia, July 2013, p. 395–398.
10. Goryashin N. N., Luckyanenko M. V., Solomatova A. A., Khoroshko A. U. *Vestnik MAI*. 2012, no. 4, p. 141–146.

© Горяшин Н. Н., Зорин А. Н., Лукьяненко М. В., Соломатова А. А., 2013

УДК 539.3

УСТОЙЧИВОСТЬ СТЕРЖНЯ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЙ СЛЕДЯЩЕЙ НАГРУЗКИ

Ю. В. Захаров^{1,2}, А. К. Никулин¹, Н. В. Филенкова¹, А. Ю. Власов¹

¹Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева
Россия, 660014, Красноярск, просп. им. газеты «Красноярский рабочий», 31, E-mail: yuzakharov@mail.ru

²Сибирский государственный технологический университет
Россия, 660049, г. Красноярск, просп. Мира, 82. E-mail: yuzakharov@mail.ru

Проблема устойчивости стержня Бека до сих пор актуальна, так как не было однозначно экспериментально подтверждено теоретическое значение критической тангенциальной нагрузки на упругий стержень, например, возникающей при воздействии ракетного двигателя на упругую консоль. В работе приближенными аналитическими методами рассмотрено влияние силы, запаздывающей относительно тангенциального положения, и показано, что такой тип нагрузки может привести к динамической потере устойчивости для состояний, устойчивых в модели Бека. Приведены условия потери устойчивости. Найденные решения расширяют возможности анализа устойчивости и закритического поведения сложных нелинейных систем. Сформулировано новое направление анализа отклонений от идеальной модели Бека.

Ключевые слова: стержень Бека, потеря устойчивости, тангенциальная нагрузка, запаздывание нагрузки.

STABILITY OF A COLUMN UNDER THE RETARDING FOLLOWER LOAD

Yu. V. Zakharov^{1,2}, A. K. Nikulin^{1,2}, N. V. Filenkova², A. Yu. Vlasov²

¹Siberian State Aerospace University named after academician M. F. Reshetnev
31 "Krasnoyarskiy Rabochiy" prosp., Krasnoyarsk, 660014, Russia. E-mail: yuzakharov@mail.ru

²Siberian State Technological University
82 Mira prosp., Krasnoyarsk, 660049, Russia. E-mail: yuzakharov@mail.ru

The problem of stability of Beck's column is still relevant, as there are no any unambiguous experimental confirmations of the theoretically calculated value of the critical tangential load on the elastic column, where the load may be caused by the effect of the rocket engine, for example.

*Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение 14.B37.21.0405 «Моделирование композитных элементов крупногабаритных трансформируемых механических систем космических аппаратов связи и телекоммуникаций».