
СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ И КОНСТРУКТОРСКАЯ РАЗРАБОТКА ЭЛЕМЕНТОВ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

УДК 621.314

Н. Н. Горяшин, М. В. Лукьяненко, А. А. Соломатова, А. Ю. Хорошко

АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Представлены результаты теоретического и экспериментального анализа режимов работы квазирезонансного преобразователя напряжения. Исследовано влияние переменной составляющей тока дросселя выходного фильтра преобразователя на его регулировочную характеристику. Рассмотрены два варианта исследуемого режима — с половинным и полным резонансным циклом преобразования напряжения.

Ключевые слова: квазирезонансный преобразователь, электронный ключ, дроссель фильтра, резонансный контур, коэффициент преобразования.

Совершенствование источников вторичного электропитания, построенных на базе высокочастотных импульсных преобразователей напряжения (ПН), направлено на улучшение их энергетических характеристик, повышение КПД и качества выходной электроэнергии, что особенно актуально при создании автономных систем электроснабжения космических аппаратов. Одним из перспективных направлений развития энергопреобразовательной техники является применение резонансных контуров (РК) в цепи электронных ключевых элементов (КЭ). Это позволяет распределить энергию между элементами РК в течение одного цикла переключения КЭ и тем самым осуществлять коммутацию при нулевом значении тока, снижая таким образом динамические потери в силовых полупроводниковых ключах практически до нуля. Форма тока и напряжения становится близкой к синусоидальной, что способствует снижению потерь в магнитопроводах силовых трансформаторов и дросселях выходных фильтров при воздействиях высших гармоник [1, 2].

Преобразователи с РК имеют существенные преимущества по сравнению с классическими импульсными ПН с прямоугольной формой тока и напряжения. Это, однако, не позволяет использовать их взамен последних из-за более сложной схемотехники и неконтролируемых процессов в цепи КЭ. Таким образом, возникает задача определения таких параметров элементов силовой части ПН, при которых выполняется коммутация КЭ при нулевых значениях мощности в заданном диапазоне регулирования. Это, в свою очередь, обуславливает необходимость исследования электромагнитных процессов, происходящих в цепях КЭ и РК при работе совместно с выходным фильтром.

В настоящей статье приведены результаты теоретического и экспериментального анализа режимов работы квазирезонансного ПН с переключением КЭ при нулевых значениях тока (что обозначим как ПНТ) [2—6]. Упрощенная схема такого преобразователя напряжения

представлена на рис. 1. Приведем краткое описание его работы. Пусть первоначально КЭ, в качестве которого используется МДП-транзистор VTI , заперт. Выходной ток протекает через рекуперативный диод $VD3$ за счет энергии, запасенной в дросселе выходного фильтра L_ϕ . В момент времени, определяемый схемой управления, КЭ открывается. Колебательный контур, образованный катушкой индуктивности L_p и конденсатором C_p , начинает получать энергию от первичного источника. Заряд конденсатора C_p и последующий его разряд будут происходить по синусоидальному закону с частотой, равной собственной частоте РК. Одновременно ток I_{L_p} , протекающий через индуктивность L_p , также будет изменяться по синусоидальному закону — вначале увеличиваться, затем уменьшаться. Когда ток I_{L_p} достигает нулевого значения,

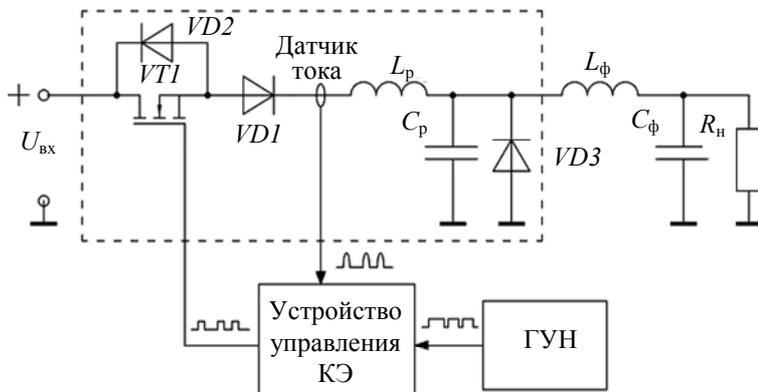


Рис. 1

при этом возможны два варианта описанного режима: — режим половинного резонансного цикла (ПНТ-1), когда диод $VD1$ предотвращает протекание тока через диод $VD2$ в обратном направлении, что может быть вызвано продолжением резонансного процесса; — режим полного резонансного цикла (ПНТ-2) при отсутствии диода $VD1$ и наличии шунтирующего диода $VD2$.

Когда ток I_{L_p} становится равным нулю и КЭ заперт, выходной ток протекает через дроссель фильтра L_ϕ и конденсатор C_p . Как только последний разрядится до нуля, открывается диод $VD3$. На этом резонансный цикл заканчивается и начинается следующий.

Выходное напряжение в обоих указанных режимах определяется средним по времени значением напряжения на конденсаторе РК и регулируется изменением длительности закрытого состояния КЭ. При этом посредством генератора, управляемого напряжением (ГУН), изменяется частота переключения КЭ, поскольку интервал времени, в течение которого осуществляется колебательный процесс в РК, практически постоянен при фиксированных значениях тока нагрузки и входного напряжения. Идеализированные временные диаграммы, поясняющие работу исследуемого ПН в режимах ПНТ-1 и ПНТ-2, приведены на рис. 2, а и б соответственно [3, 4].

В традиционном варианте, предложенном в [6], математическое описание работы ПН дано при допущении, что ток дросселя выходного фильтра является постоянной величиной,

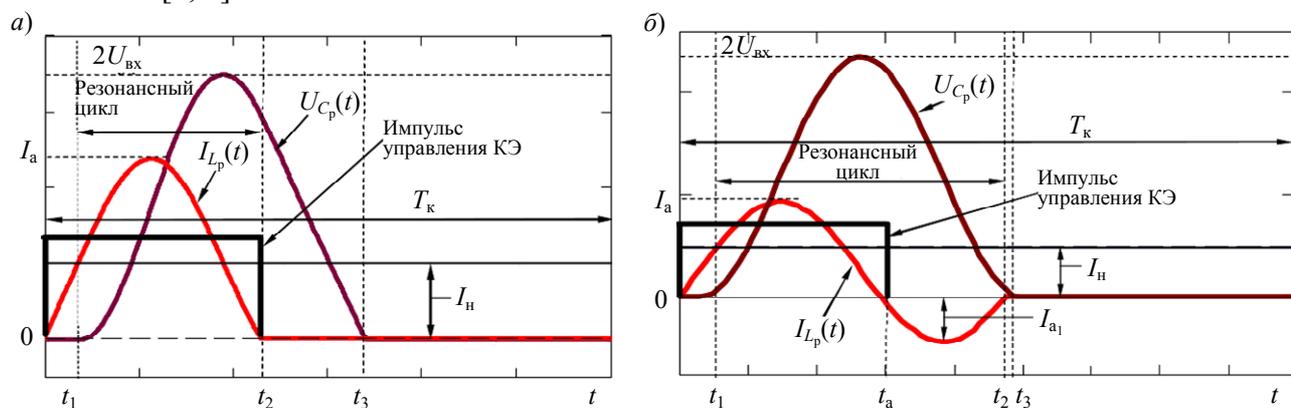


Рис. 2

В традиционном варианте, предложенном в [6], математическое описание работы ПН дано при допущении, что ток дросселя выходного фильтра является постоянной величиной,

равной току нагрузки в установившемся режиме. Один период работы КЭ в цепи РК преобразователя в режиме ПНТ-1 можно подразделить на четыре временных интервала (см. рис. 2, а), которые описываются следующими соотношениями:

$$0 \leq t < t_1 \begin{cases} I_{L_p}(t) = \frac{U_{\text{ВХ}} t}{L_p}, \\ U_{C_p}(t) = 0, \\ \Delta t_1 = t_1 = \frac{I_H L_p}{U_{\text{ВХ}}}; \end{cases} \quad (1)$$

$$t_1 \leq t < t_2 \begin{cases} I_{L_p}(t) = I_H + U_{\text{ВХ}} \frac{\sin(\omega_0(t-t_1))}{Z_0}, \\ U_{C_p}(t) = U_{\text{ВХ}} (1 - \cos(\omega_0(t-t_1))), \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_0} \arcsin\left(\frac{Z_0 I_H}{U_{\text{ВХ}}}\right); \end{cases} \quad (2)$$

$$t_2 \leq t < t_3 \begin{cases} U_{C_p}(t) = -\frac{(t-t_2)I_H}{C_p} + U_{\text{ВХ}} (1 - \cos(\omega_0(t-t_2))), \\ I_{L_p}(t) = 0, \\ \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{C_p}{I_H} U_{\text{ВХ}} (1 - \cos(\omega_0(t-t_2))); \end{cases} \quad (3)$$

$$t_3 \leq t < T_k \begin{cases} I_{L_p}(t) = 0, \\ U_{C_p}(t) = 0, \end{cases} \quad (4)$$

где $I_{L_p}(t)$ — ток, протекающий через индуктивность L_p ; $U_{C_p}(t)$ — напряжение на конденсаторе РК; $Z_0 = (L_p/C_p)^{0,5}$; $\omega_0 = (L_p C_p)^{-0,5}$; I_H — ток нагрузки, равный среднему току дросселя в установившемся режиме; T_k — период коммутации.

Период работы ПН в режиме ПНТ-2 также можно разбить на четыре интервала (см. рис. 2, б); от предыдущего случая отличаются только интервалы $[t_1; t_2]$ и $[t_2; t_3]$, которые описываются выражениями [6]

$$t_1^* \leq t < t_2^* \begin{cases} I_{L_p}(t) = I_H + U_{\text{ВХ}} \frac{\sin(\omega_0(t-t_1))}{Z_0}, \\ U_{C_p}(t) = U_{\text{ВХ}} (1 - \cos(\omega_0(t-t_1))), \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{I_H Z_0}{U_{\text{ВХ}}}\right)}{\omega_0}; \end{cases} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned}
 & U_{C_p}(t) = U_{Bx} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_H Z_0}{U_{Bx}} \right)^2} \right] - \frac{I_H}{C_p} (t - t_2), \\
 & t_2^* \leq t < t_3^* \left\{ \begin{aligned}
 & I_{L_p}(t) = 0, \\
 & \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{U_{Bx} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_H Z_0}{U_{Bx}} \right)^2} \right]}{I_H Z_0 \omega_0}.
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned} \right. \quad (6)$$

Здесь для отрицательной и положительной полуволн тока резонансного цикла интервал $[t_1; t_2]$ может быть разбит на $[t_1; t_a]$ и $[t_a; t_2]$.

Кривая тока диода $VD3$ применительно к обоим рассматриваемым режимам имеет в идеальном случае трапецеидальную форму и определяется кусочной функцией

$$I_{VD3}(t) = \begin{cases} I_H, & t_3 \leq t < T_K, \\ I_H - \frac{U_{Bx} t}{L_p}, & 0 \leq t \leq t_1. \end{cases} \quad (7)$$

Проверка корректности приведенного аналитического описания работы КЭ в цепи РК была проведена на экспериментальном макете последовательного понижающего квазирезонансного ПН. Исходя из условий $Z_0 I_{H \max} / U_{Bx \min} < 1$, $\omega_0 \gg (L_\phi C_\phi)^{-0,5}$, где $I_{H \max}$ — максимальный ток нагрузки, $U_{Bx \min}$ — минимальное входное напряжение, определены параметры элементов резонансного контура и выходного фильтра: $L_p = 1,04$ мкГн; $C_p = 22$ нФ; $L_\phi = 45$ мкГн, $C_\phi = 22,2$ мкФ.

На рис. 3, а, б приведены осциллограммы токов и напряжений для режимов соответственно ПНТ-1 и ПНТ-2, полученные при $I_H = 3,3 \pm 0,15$ А и $U_{Bx} = 56 \pm 1$ В, $U_{Bx \max} = 24 \pm 0,2$ В; сплошные кривые соответствуют экспериментальным данным, штриховые — аналитическому описанию (при $\Delta I_{L_\phi} = 0$), пунктирные — уточненному аналитическому описанию.

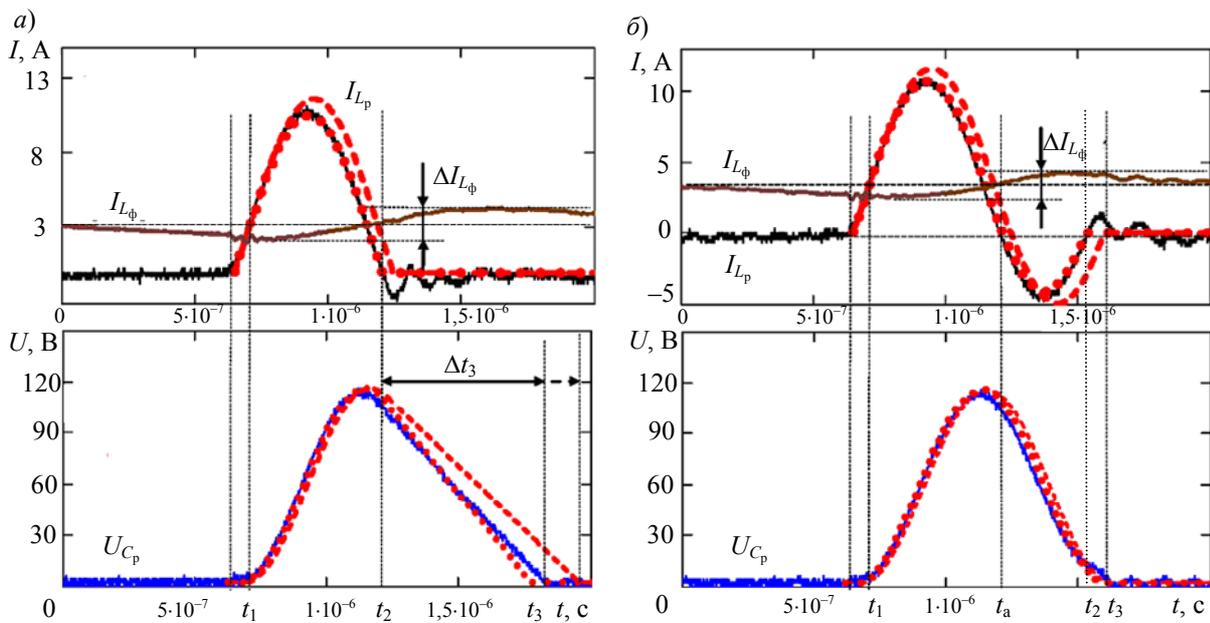


Рис. 3

Как видно из экспериментальных диаграмм, ток дросселя выходного фильтра I_{L_ϕ} изменяется в течение одного цикла преобразования и принимает различные значения на каждом

из трех интервалов резонансного цикла, при этом аналитические кривые, рассчитанные с использованием функций (1)—(6), имеют заметные расхождения с экспериментальными, что свидетельствует о влиянии работы дросселя фильтра на форму кривых тока и напряжения РК.

Решение задачи об оценке влияния переменной составляющей тока дросселя выходного фильтра на форму кривых тока и напряжения в течение резонансного цикла можно свести к определению фиксированного значения тока на каждом интервале в течение одного цикла коммутации. Далее, чтобы построить теоретические кривые тока и напряжения максимально близкими к экспериментальным, на интервале $[t_2; t_3]$ для режима ПНТ-1 и интервале $[t_a; t_3]$ для режима ПНТ-2 можно произвести замену I_H на $(I_H + \Delta I_{L\phi}/2)$, где $\Delta I_{L\phi}$ — размах пульсаций тока дросселя фильтра, так как на большей части интервала $[t_2; t_3]$ в режиме ПНТ-1 и интервала $[t_a; t_3]$ в режиме ПНТ-2 ток $I_{L\phi}$ изменяется незначительно. На интервале $[0; t_1)$ параметр I_H заменяется на $(I_H - \Delta I_{L\phi}/2)$ для обоих режимов. На интервале $[t_1; t_2)$ для режима ПНТ-1 и интервале $[t_1; t_a)$ для режима ПНТ-2 в функциях, описывающих ток и напряжение, также может быть произведена замена I_H на $(I_H - \Delta I_{L\phi}/2)$, а при малых значениях пульсаций тока дросселя выходного фильтра, когда $\Delta I_{L\phi} \ll I_H$, может сохраняться параметр I_H . Размах пульсаций тока дросселя в установившемся состоянии может быть определен как

$$\Delta I_{L\phi} = \frac{\int_{t_{L1}}^{t_{L2}} U_{Cp}(t) dt}{L_{\phi}},$$

где $(t_{L2} - t_{L1})$ — длительность положительной части полуволны напряжения на дросселе выходного фильтра при условии $U_{Cp}(t_{L1}) = U_{Cp}(t_{L2}) = U_{\text{вых}}$.

Аналитические кривые, полученные с учетом указанных уточнений (см. рис. 3, а, б), подтверждают справедливость предыдущих рассуждений, что характеризуется совпадением с экспериментальными осциллограммами.

Для учета пульсаций тока дросселя фильтра необходимо рассчитать коэффициент передачи K_U преобразователя напряжения данного типа [6]. Коэффициентом передачи по напряжению исследуемого преобразователя является величина $U_{Cp}/U_{\text{вх}}$, где U_{Cp} — усредненное значение напряжения на конденсаторе РК:

$$U_{Cp} = \frac{1}{T_k} \int_{t_0}^{T_k} U_{Cp}(t) dt = \frac{Q_1 + Q_2}{T_k}.$$

В режиме ПНТ-2 коэффициент K_U слабо зависит от тока нагрузки [6]. Таким образом, в соответствии с временными интервалами для выражений (1)—(4), определяем функции Q_1 и Q_2 только для режима ПНТ-1:

$$Q_1 = \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{вх}} (1 - \cos(t - t_1)) dt = U_{\text{вх}} (t_2 - t_1) - \frac{U_{\text{вх}}}{\omega_0} [\sin \omega_0 (t - t_1)]_{t_1}^{t_2} = \frac{U_{\text{вх}}}{\omega_0} \left[\pi + \frac{I_H Z_0}{U_{\text{вх}}} + \arcsin \left(\frac{I_H Z_0}{U_{\text{вх}}} \right) \right],$$

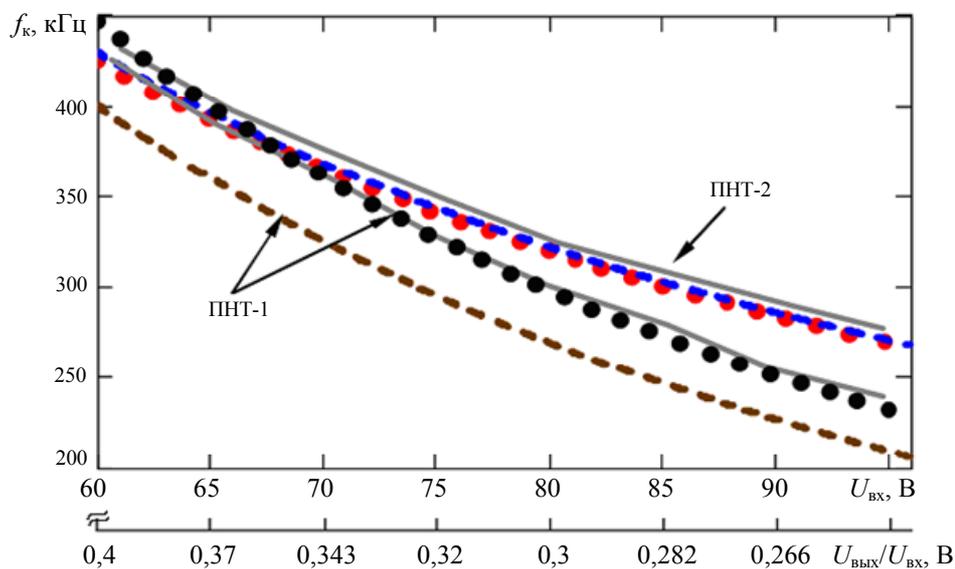
$$Q_2 = U_{Cp}(t_2) \frac{t_3 - t_2}{2} = \frac{(U_{Cp}(t_2))^2}{2 \cdot I_H Z_0 \omega_0} = \frac{U_{\text{вх}}^2 \left[1 + \cos \left(\arcsin \frac{I_H Z_0}{U_{\text{вх}}} \right) \right]^2}{2 \cdot I_H Z_0 \omega_0} = \frac{U_{\text{вх}}^2 \left[1 + \sqrt{1 - \left[\frac{I_H Z_0}{U_{\text{вх}}} \right]^2} \right]^2}{2 \cdot I_H Z_0 \omega_0}.$$

Тогда с учетом пульсаций тока дросселя фильтра формула для коэффициента передачи ПН в режиме ПНТ-1 принимает вид

$$K_U = \frac{U_{Cp}}{U_{Bx}} = \frac{f_k}{f_0} \frac{1}{2\pi} \left\{ \pi + \frac{\left(I_H - \frac{\Delta I_{L\phi}}{2} \right) Z_0}{U_{Bx}} + \arcsin \left[\frac{\left(I_H - \frac{\Delta I_{L\phi}}{2} \right) Z_0}{U_{Bx}} \right] + \frac{U_{Bx}}{2 \left(I_H + \frac{\Delta I_{L\phi}}{2} \right) Z_0} \left[1 + \sqrt{1 - \left[\frac{\left(I_H + \frac{\Delta I_{L\phi}}{2} \right) Z_0}{U_{Bx}} \right]^2} \right] \right\},$$

где f_k — частота коммутации, $f_0 = \omega_0/2\pi$.

На рис. 4 представлены экспериментальные (сплошные кривые) и аналитические (без учета пульсаций тока дросселя и с его учетом — штриховые и пунктирные кривые соответственно) графики, показывающие зависимость частоты преобразования f_k от изменения входного напряжения при постоянном $U_{Вых} = 24$ В, $I_H = 6,2$ А для двух рассматриваемых режимов. При построении теоретических характеристик параметр $\Delta I_{L\phi}$ был определен экспериментально для минимальной частоты преобразования, которая в данном случае соответствует максимальному входному напряжению исследуемого ПН.



Известное условие $Z_0 I_{H \max} / U_{Bx \min} < 1$ [4, 6], накладывающее ограничение на диапазон регулирования, преобразуется к виду $Z_0 (I_{H \max} - \Delta I_{L\phi}(f_k)/2) / U_{Bx \min} < 1$ как для режима ПНТ-1, так и для ПНТ-2, где размах пульсаций тока дросселя зависит от частоты преобразования.

В результате исследования установлено, что пульсации тока дросселя выходного фильтра оказывают существенное влияние на регулировочную характеристику квазирезонансного преобразователя напряжения в режиме ПНТ-1. Предложена и подтверждена экспериментально формула для коэффициента передачи ПН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Лукин А. В.* Высокочастотные преобразователи постоянного напряжения и их классификация // *Электроника: наука, технология, бизнес.* 1998. № 1. С. 33—36.
2. *Базилевский А. Б., Горяшин Н. Н.* Исследование энергетических характеристик квазирезонансных преобразователей с целью их использования в системах электроснабжения космических аппаратов // *Вестн. СибГАУ: Сб. науч. тр.* 2004. Вып. 2. С. 63—69.
3. *Abu-Qahouq J., Batareseh I.* Unified steady-state analysis of soft-switching DC-DC converters // *IEEE Trans. Power Electron.* 2002. Vol. 17, N 5. P. 684—691.
4. *Andreycak W.* 1 Megahertz 150 Watt resonant converter design review // *Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook SEM-600A.* 1988.
5. *Mammano R.* Resonant mode converter topologies // *Unitrode Power Supply Design Seminar SEM600.* 1988. Topic 1. P. 1—12.
6. *Erickson R. W.* *Fundamentals of Power Electronics.* N. Y.: Chapman and Hall, 1997. 791 p.

Сведения об авторах

- Николай Николаевич Горяшин** — канд. техн. наук, доцент; Сибирский государственный аэрокосмический университет им. акад. М. Ф. Решетнёва, кафедра автоматического управления, Красноярск; E-mail: gorkolya@mail.ru
- Михаил Васильевич Лукьяненко** — канд. техн. наук, профессор; Сибирский государственный аэрокосмический университет им. акад. М. Ф. Решетнёва, кафедра автоматического управления, Красноярск
- Анна Александровна Соломатова** — аспирант; Сибирский государственный аэрокосмический университет им. акад. М. Ф. Решетнёва, кафедра автоматического управления, Красноярск
- Александр Юрьевич Хорошко** — аспирант; Сибирский государственный аэрокосмический университет им. акад. М. Ф. Решетнёва, кафедра автоматического управления, Красноярск

Рекомендована СибГАУ

Поступила в редакцию
19.11.10 г.