

УДК 621.373.52

М. П. Савченко, О. В. Старовойтова

МЕТОД АНАЛИЗА
ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

Предложен метод анализа автогенератора (АГ) с контуром между коллектором и базой, основанный на графическом решении уравнения АГ и позволяющий целенаправленным выбором параметров элементов схемы добиваться требуемых характеристик автогенератора.

100

The method for analyzing the oscillator with the circuit between collector and base is suggested. It based on graphic solution the generator equation and allow us to make realiaized choise of electric scheme parameters to achieve the required oscillator characteristics.

Ключевые слова: транзисторный высокочастотный генератор, стационарный режим, годограф.

Key words: transistor high-frequency generator, stationary mode, hodograph.

На высоких частотах широко применяются транзисторные автогенераторы (АГ) с контуром между коллектором и базой, эквивалентная схема которого приведена на рисунке 1, а, где КС – высокодобротная колебательная система. Для расчета характеристик такого генератора в работах [1–3] изложен метод, основанный на представлении АГ в виде двух параллельно соединенных двухполосников, один из которых является колебательной системой, а другой – отрицательным активным двухполосником, содержащим транзистор с элементами эмиттерного автосмещения и конденсаторы обратной связи C_1 , C_2 . На практике для обеспечения большей добротности КС широко используется частичное включение транзистора в контур. Эквивалентная высокочастотная схема такого АГ при гармоническом напряжении на КС изображена на рисунке 1, б, где $\dot{Y}_a(\omega_0, U)$ – комплексная проводимость нелинейного транзисторно-емкостного активного (ТЕА) двухполосника [2].

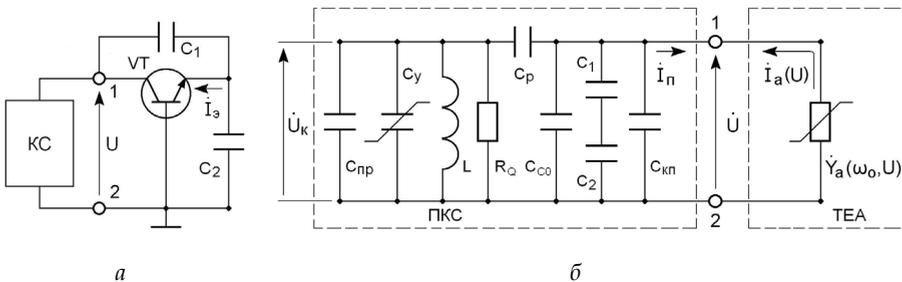


Рис. 1. Эквивалентные схемы:

а – транзисторного АГ с контуром между коллектором и базой;

б – высокочастотная схема АГ с ТЕА-двухполосником



Полная колебательная система (ПКС) включает в себя высокодобротный параллельный контур с индуктивностью L , перестраиваемой емкостью C_V и отображающим влияние потерь в контуре сопротивлением R_Q , $C_{ПР}$, включающую в себя паразитную емкость монтажа и разделительную емкость C_P , емкость в контуре C_{C0} , к которой подключен транзистор, пассивную составляющую $C_{КП}$ емкости коллектора транзистора C_K , последовательно соединенные C_1, C_2 . Причем $R_Q = \rho Q_k$, где Q_k – добротность ПКС, $\rho = \omega_0 L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – собственная частота ПКС, $C = C_V + C_{ПР} + C_P C_C / (C_P + C_C)$, где $C_C = C_{C0} + C_{КП} + C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ – полная емкость. Проводимость ПКС между точками 1 и 2 вблизи резонансной частоты ω_0 есть $\dot{Y}_{П}(j\Delta\omega)$.

В модели АГ используется кусочно-линейная аппроксимация ВАХ транзистора. При гармоническом анализе токов и напряжений в этих случаях применяют коэффициенты, являющиеся функциями угла отсечки θ . Угол отсечки и амплитуда напряжения воздействия связаны однозначно. Это позволяет перейти от $\dot{Y}_a(\omega_0, U)$ к $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$, подразумевая, что $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ дополнено соответствующим выражением для $U(\theta)$.

Рассмотрим свойства одночастотного АГ с частичным включением ТЕА-двухполосника в линейный контур, схема которого изображена на рисунке 1, б. Найдем проводимость ПКС $\dot{Y}_{П}(p + j\Delta\omega)$ между узлами 1–2. Представим обведенную пунктиром на рисунке 1, б линейную ПКС П-образным четырехполосником в системе Y-параметров рисунка 2.

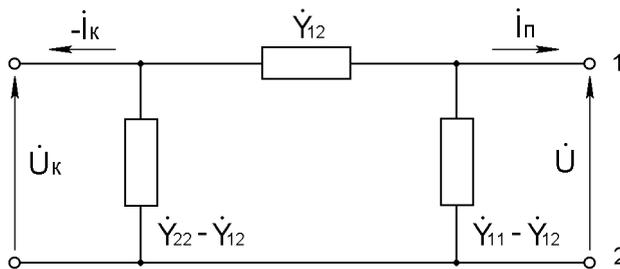


Рис. 2. ПКС рисунка 1, б в виде четырехполосника

Используя известные соотношения для линейных четырехполосников [4], получим

$$\dot{Y}_{П}(p + j\Delta\omega) = \dot{Y}_{11}(p + j\Delta\omega) - \frac{\dot{Y}_{12}(p + j\Delta\omega)}{\dot{Y}_{22}(p + j\Delta\omega)} \cdot \dot{Y}_{12}(p + j\Delta\omega), \quad (1)$$

или



$$\dot{Y}_{\Pi}(p + j\Delta\omega) = \dot{Y}_{\text{ex}} \sqrt{\left[\frac{1}{1 + (p + j\Delta\omega)T_Q} + \frac{1}{ja} \right]}, \quad (2)$$

где $Y_{\text{ex}} = 1/p_{cp}^2 R_Q$ – проводимость ПКС на собственной частоте ω_0 ; $a \approx p_{cp} p_{кр} Q_{\kappa}$ – обобщенный параметр, характеризующий степень включения активного двухполосника в контур (при полном включении, т.е. для одиночного параллельного контура $1/a = Q_{\kappa}^{-1} \approx 0$; $T_Q = 2Q_{\kappa} / \omega_0$ – постоянная времени ПКС.

Расчетные соотношения для \dot{Y}_{Π} даны в таблице 1 (r_L – последовательное сопротивление потерь катушки индуктивности L).

102

Таблица 1

Соотношения для расчета проводимости ПКС

Форма представления	Составляющие величины
$\dot{Y}_{\Pi}(p + j\Delta\omega) =$ $= G_{\Pi}(p + j\Delta\omega) + jB_{\Pi}(p + j\Delta\omega)$	$G_{\Pi} = Y_{\text{ex}} \cdot \frac{1 + pT_Q}{\left(1 + \frac{1}{a} \Delta\omega T_Q\right)^2 + \frac{1}{a^2} (1 + pT_Q)^2}$ $B_{\Pi} = Y_{\text{ex}} \cdot \frac{\Delta\omega T_Q + \frac{1}{a} (\Delta\omega T_Q)^2 + \frac{1}{a} (1 + pT_Q)^2}{\left(1 + \frac{1}{a} \Delta\omega T_Q\right)^2 + \frac{1}{a^2} (1 + pT_Q)^2}$
$Q_{\kappa} = \rho / r_L; p_{кр} = C_p / (C_p + C_y + C_{np}); p_{cp} = C_p / (C_p + C_c); a \approx p_{cp} p_{кр} Q_{\kappa};$ $T_Q = 2Q_{\kappa} / \omega_0; C = C_y + C_{np} + C_p C_c / (C_p + C_c); Y_{\text{ex}} = 1 / p_{cp}^2 R_Q$	

Очевидно, что при уменьшении включения активного двухполосника в контур, например за счет снижения p_{cp} и $p_{кр}$ от полного, когда $1/a = 0$, до бесконечно слабого, когда $1/a = \infty$, годографы ПКС переходят от прямой линии параллельной мнимой оси к окружности, причем в области значений $1/a \geq 0,5$ составляющая B_{Π} всегда остается положительной. Такое поведение годографа ПКС должно существенным образом сказываться на характеристиках автогенератора.

Свойства ТЕА-двухполосника исследованы в работе [1]. Соотношения для расчета проводимости $\dot{Y}_a(\omega_0, \theta)$ приведены в таблице 2.

В соотношениях использованы параметры транзистора: $S_{\Sigma}, \varphi_{\Sigma}$ – модуль и фаза крутизны тока эмиттера [1]; $\alpha_0, \beta_0 = 1/(1 - \alpha_0)$ – статические коэффициенты передачи токов; $\nu_{\alpha} = \alpha_0 \omega_0 / \omega_T, \nu_{\beta} = \beta_0 \omega_0 / \omega_T$ – безразмерные частоты; $\omega_T = 2\pi f_T$ – граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ; $G_1(\theta), \varphi_T(\theta)$ – модуль и фаза высокочастотного коэффициента разложения импульса тока по первой гармонике [1]. Стационарный режим АГ рисунка 1, б возможен, если годографы ТЕА и ПКС пересекаются. В точке пересечения годографов суммы ве-



щественных и мнимых составляющих двухполюсников соответственно равны нулю

$$G_{II}(\Delta\omega) + G_a^0 = 0; \quad B_{II}(\Delta\omega) + B_a^0 = 0, \quad (3)$$

где $G_a^0 = G_a(\omega_0, \theta^0)$, $B_a^0 = B_a(\omega_0, \theta^0)$, θ^0 – угол отсечки в стационарном режиме.

Таблица 2

Соотношения для расчета ТЕА-двухполюсника

Форма представления	Составляющие величины
$\dot{Y}_a(\omega_0, \theta) = G_a(\omega_0, \theta) + jB_a(\omega_0, \theta)$	$G_a = -qS_3\Gamma_1 \frac{\cos[\varphi_3 + \varphi_T(\theta) + \varphi_q] - a_\sigma\Gamma_1 \sin \varphi_q}{1 + a_\sigma^2\Gamma_1^2 + 2a_\sigma\Gamma_1 \sin[\varphi_3 + \varphi_T(\theta)]}$ $B_a = -qS_3\Gamma_1 \frac{\sin[\varphi_3 + \varphi_T(\theta) + \varphi_q] + a_\sigma\Gamma_1 \cos \varphi_q}{1 + a_\sigma^2\Gamma_1^2 + 2a_\sigma\Gamma_1 \sin[\varphi_3 + \varphi_T(\theta)]}$
$\dot{q} = qe^{j\varphi_q}$	$q = p_\beta \sqrt{\frac{(p_\kappa\beta_0 - p_\delta)^2 / (1 + \beta_0)^2 + p_\delta^2 v_\alpha^2}{1 + v_\alpha^2}},$ $\varphi_q = -\arctg \frac{\alpha_0 v_\beta}{(p_\kappa\beta_0 - p_\delta) - p_\delta v_\beta v_\alpha}$
$p_\kappa = C_2 / C_\Sigma; \quad p_\delta = C_1 / C_\Sigma; \quad C_\Sigma = C_1 + C_2;$ $p_\kappa + p_\delta = 1; \quad x_\sigma = 1 / \omega_0 C_\Sigma; \quad a_\sigma = S_3 / \omega_0 C_\Sigma$	

Подставим в (3) выражения для G_{II} и B_{II} из таблицы 1 при $p = 0$:

$$G_a^0 + \frac{Y_{ex}}{(1 + \frac{1}{a} \Delta\omega T_Q)^2 + \frac{1}{a^2}} = 0; \quad B_a^0 + Y_{ex} \frac{\Delta\omega T_Q (1 + \frac{1}{a} \Delta\omega T_Q) + \frac{1}{a}}{(1 + \frac{1}{a} \Delta\omega T_Q)^2 + \frac{1}{a^2}} = 0. \quad (4)$$

Поделив в (4) B_a^0 на G_a^0 , получим

$$\Delta\omega^0 T_Q (1 + \frac{1}{a} \Delta\omega^0 T_Q) + \frac{1}{a} = B_a^0 / G_a^0. \quad (5)$$

Решая уравнения (5) совместно с одним из (4), найдем значения $\Delta\omega^0$ и θ^0 в стационарном режиме. Этот режим будет устойчивым, если в точке пересечения годографов выполняются условия [3]:

$$\partial(-G_a) / \partial U < 0, \quad \partial(-B_{II}) / \partial \omega < 0. \quad (6)$$

Из уравнений (4) и (5) как частный случай при $1/a = 0$ получаются уравнения для АГ с полным включением транзистора в контур.

Используя приведенные выше соотношения, рассчитаем характеристики реального АГ и сравним с результатами экспериментального исследования. Макет высокочастотного АГ с контуром между коллек-



тором и базой был изготовлен на транзисторе 2Т371А [5]. Для повышения нагруженной добротности резонансной системы использовано частичное включение цепи коллектора в контур. Программа расчета характеристик АГ составлена на языке *Visual Basic*. Соотношения для расчета параметров транзистора $S_{\Sigma}, \varphi_{\Sigma}, \nu_{\alpha}, \nu_{\beta}$ и коэффициентов $\Gamma_1(\theta), \varphi_{\Gamma}(\theta)$ взяты из [1]. Паспортные данные транзистора взяты из [6]: $\beta_0 = 80, f_T = 4,2$ ГГц, $C_K = 0,72$ пФ, постоянная времени коллектора $\tau_{CK} = 7,6$ пс, индуктивность эмиттера $L_{\Sigma} = 6$ нГн, ток коллектора максимальный $I_{K\text{ MAX}} = 20$ мА, напряжение коллектор – база максимальное $E_{КБ\text{ MAX}} = 15$ В. Напряжение отсечки E' тока коллектора выбрано 0,675 В.

На рисунке 3, а сплошной линией представлена экспериментальная зависимость эффективной амплитуды колебаний на коллекторе транзистора U от величины постоянного тока эмиттера $I_{\Sigma 0}$ транзистора для $C_y = 5,6$ пФ, нагруженной добротности контура $Q_k = 113$. При изменении тока $I_{\Sigma 0}$ от 1,5 мА до 12 мА частота колебаний изменялась не более чем на 0,1 %. Поэтому ее можно полагать постоянной.

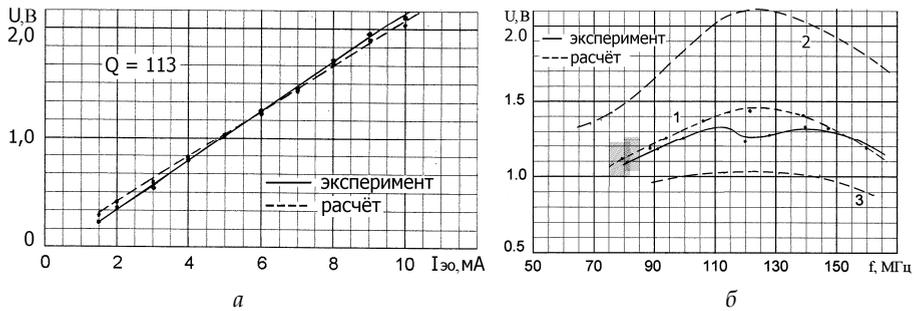


Рис. 3. Зависимости эффективной амплитуды колебаний на коллекторе: а – от величины постоянного тока эмиттера; б – при перестройке частоты АГ

Рассчитанная зависимость построена на рисунке 3, а пунктиром. Некоторые контрольные точки и условия расчета приведены в таблице 3, где $\Delta f_0 = \Delta \omega^0 / 2\pi, f_{кол} = (\omega_0 + \Delta \omega^0) / 2\pi$, смысл угла γ пояснен далее. Из рисунка 3 видно, что рассчитанные и экспериментальные зависимости практически совпадают.

Таблица 3

Результаты расчета АГ при изменении тока эмиттера

$I_{\Sigma 0}, \text{мА}$	$\theta^0, \text{град}$	$\Delta f_0, \text{кГц}$	$U_{эфф}, \text{В}$	$f_{кол}, \text{МГц}$	$\gamma, \text{град}$
3	85,96	-97,07	0,641	118,22	88,43
7	78,86	-182,61	1,44	118,11	75,77
11	77,51	-214,44	2,22	118,07	71,16
15	76,99	-231,99	3,01	118,06	68,81

$C_1 = 15 \text{ пФ}, C_2 = 75 \text{ пФ}, C_y = 5,6 \text{ пФ}, C_{ПР} = 2,2 \text{ пФ}, C_p = 3,3 \text{ пФ}, C_{C0} = 8,2 \text{ пФ},$
 $C_{КП} = 0,36 \text{ пФ}, r_L = 1,0 \text{ Ом}, L_k = 0,153 \text{ мкГн}, Q_k = 113$



Можно считать, что полученные выражения верно описывают амплитуду колебаний в АГ при изменении тока транзистора на постоянной частоте.

На рисунке 3, б сплошной линией представлена экспериментальная зависимость амплитуды колебаний при перестройке частоты автогенератора путем изменения емкости C_y . Ток транзистора неизменный $I_{Э0} = 7 \text{ мА}$. Штриховкой в интервале 80–85 МГц обозначена область жесткого самовозбуждения АГ. Из графика (рис. 3, б) видно, что коэффициент перекрытия по частоте более двух. Для таких широких пределов перестройки необходимо учитывать зависимость сопротивления потерь катушки индуктивности $r_L = \omega L / Q_k$ от частоты [5]. В исследуемом макете АГ эта зависимость хорошо аппроксимируется выражением вида:

$$r_L = r_0 \left[1 + \alpha_f (f/100)^n \right], \quad (7)$$

где r_0 – начальное сопротивление потерь контура; α_f – коэффициент при частотной компоненте; n – показатель степени; f – частота в МГц.

Результаты расчета амплитуды колебаний с использованием аппроксимации (7) при $r_0 = 0,72 \text{ Ом}$, $\alpha_f = 0,181$, $n = 4,7$ построены на рисунке 3, б пунктирной линией 1. Некоторые контрольные точки и условия расчета представлены в таблице 4.

Таблица 4

Результаты расчета АГ при перестройке частоты колебаний

C_y , пФ	θ^0 , град	γ , град	Δf_0 , кГц	$U_{эфф}$, В	$f_{кол}$, МГц	Q_k
0	89,53	60,48	-576,50	1,17	162,41	77,90
4	79,91	71,80	-230,40	1,45	126,97	108,91
10	78,52	87,87	-102,94	1,32	100,89	114,38
20	82,96	59,69	27,58	1,12	79,47	99,95
$C_1=15\text{пФ}, C_2=75\text{пФ}, C_{ПР}=2,2\text{пФ}, C_p=3,3\text{пФ}, C_{C0}=8,2\text{пФ}, C_{КП}=0,36\text{пФ},$ $r_0=0,72 \text{ Ом}, L_k= 0,153 \text{ мкГн}, I_{0Э}=7 \text{ мА},$						

Линии 2 и 3 на рисунке 3, б будут описаны дальше. Область жесткого самовозбуждения находится в интервале 70–82 МГц. Из рисунка видно, что рассчитанные и экспериментальные зависимости хорошо согласуются.

Можно считать, что полученные выражения верно описывают амплитуду колебаний в АГ при перестройке по частоте для фиксированного значения тока транзистора.

На рисунках 4 а, б, в приведены графические решения уравнений автогенератора. На комплексной плоскости в миллисименсах по вертикальной оси отложены значения мнимых ($B_{П}, B_a$), а по горизонтальной

оси вещественных (G_{II}, G_a) составляющих. Вдоль линий ТЕА проставлены углы отсечки θ в градусах. Годографы ПКС построены с отрицательным знаком с указанием значений обобщенных расстроек $\Delta\omega T_Q$. Векторы $\bar{\omega}$ и \bar{U} показывают направления роста частоты и амплитуды колебаний соответственно. Угол пересечения годографов γ отсчитывается от вектора \bar{U} по часовой стрелке до вектора $\bar{\omega}$.

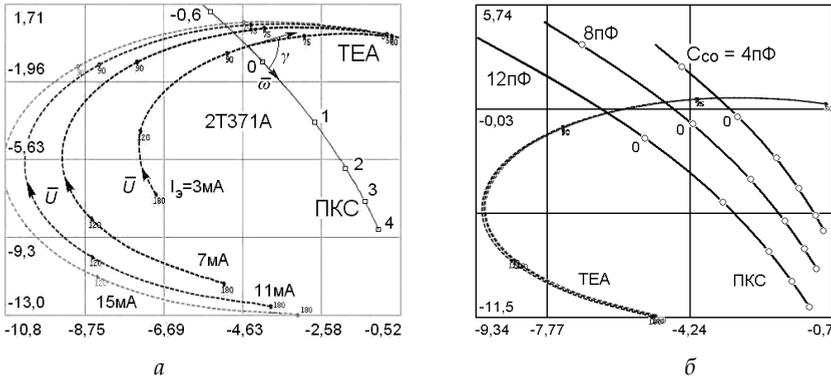


Рис. 4. Графические решения уравнений генератора:
 а – для различных значений $I_{Э0}$; б – для различных значений C_{C0}

На рисунке 4, а годографы ТЕА построены для токов эмиттера $I_{Э0}=3$ мА, 7 мА, 11 мА, 15 мА. Проводимость ПКС с изменением тока транзистора почти не меняется, и годографы для выбранных токов сливаются в один. Относительной расстройке $\Delta\omega T_Q$, равной $-0,6$, соответствует -314 кГц, $\Delta\omega T_Q = 4$ соответствует $2093,5$ кГц. Угол γ , как видно из таблицы 3, меняется от 86° до 69° .

Условия устойчивости стационарного режима (6) трансформируются на комплексной плоскости в условие

$$0^\circ < \gamma < 180^\circ. \quad (8)$$

Следовательно, все точки стационарного режима на рисунке 4, а являются устойчивыми.

На рисунке 4, б приведены графические решения уравнений АГ для значений $C_{C0} = 4,3$ пФ, $8,2$ пФ и 12 пФ при $C_Y = 5,6$ пФ, прочие условия такие же, как при расчете таблицы 4. Из рисунка видно, что годографы ПКС с уменьшением C_{C0} смещаются вправо, а годографы ТЕА практически не изменяются. Расчеты, проиллюстрированные на рисунке 4, б пунктирными линиями 2 для $C_{C0} = 4,3$ пФ и 3 для $C_{C0} = 12$ пФ, показывают, что, как и ожидалось, при уменьшении C_{C0} диапазон перестройки АГ расширяется, а при увеличении – сужается.

Данный пример наглядно показывает, как решение уравнения АГ в графическом виде позволяет целенаправленным выбором параметров



элементов электрической схемы добиваться требуемых характеристик автогенератора.

Таким образом, предлагаемый метод расчета диапазонного АГ с одночастотной линейной колебательной системой, использующий характеристики транзисторно-ёмкостного активного двухполосника, позволяет с достаточной для инженерной практики точностью рассчитывать стационарный режим в автогенераторе с частичным включением транзистора в контур, а графическое представление на комплексной плоскости решения уравнения АГ дает возможность целенаправленным выбором параметров элементов электрической схемы добиваться требуемых характеристик автогенератора и сократить время разработки АГ.

Список литературы

1. Савченко М.П. Активный нелинейный двухполосник с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника. 2008. №2. С. 74–84.
2. Савченко М.П. Шумовые характеристики двухполосника с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника. 2009. №4. С. 34–40.
3. Савченко М.П. Стационарный режим и флуктуации в автогенераторе на транзисторно-ёмкостном двухполоснике с отрицательным сопротивлением // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 5. С. 21–31.
4. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. Изд. 2-е, перераб. и доп. Л., 1972.
5. Савченко М.П., Старовойтова О.В., Тимофеев Ю.А. Влияние частотной зависимости потерь контура на шумовые характеристики перестраиваемого автогенератора // Вестник Российского государственного университета им. И. Канта. 2008. Вып. 4. С. 56–61.
6. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности : справочник. 2-е изд., стереотип / А.А. Зайцев [и др.] ; под ред. А.В. Голомедова. М., 1994.

Об авторах

Михаил Петрович Савченко – канд. техн. наук, доц., Балтийский федеральный университет им. И. Канта, Калининград.

E-mail: savchenkomp@mail.ru

Ольга Владимировна Старовойтова – ст. преп., Балтийский федеральный университет им. И. Канта, Калининград.

E-mail: Ostar39@mail.ru

About authors

Mikhail Savchenko – PhD, associate professor, I. Kant Baltic Federal University, Kaliningrad.

E-mail: savchenkomp@mail.ru

Olga Starovoitova – assistant professor, I. Kant Baltic Federal University, Kaliningrad.

E-mail: Ostar39@mail.ru