

УДК 621.373.5

В.В. ПЕЧЕНИН, А.Р. САРАМОЛКИ

*Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина*

## СЛЕДЯЩИЙ ФИЛЬТР ДОПЛЕРОВСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ СИНХРОНИЗИРОВАННОГО АВТОГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО ПО ДВУМ ВХОДАМ

*Рассмотрена резонансная структура следящего доплеровского фильтра, реализованного на основе автогенератора с синхронизацией прямым информационным сигналом и установкой генерируемой частоты напряжением вырабатываемым частотным дискриминантом. Разработан резонансный фильтрующий тракт доплеровского сигнала на основе автогенератора, синхронизированного по высокой частоте внешним узкополосным сигналом, содержащим информационный параметр – доплеровский сдвиг. При этом частотная перестройка автогенератора осуществляется управляющим напряжением, воздействующим на элемент электронной перестройки – вариакп. Приведены функциональные схемы и расчетные соотношения, пригодные для практического применения.*

**Ключевые слова:** объекты, системы, прием, следящий, радиосистема, фильтр, частота, генератор, шум, детектор, резонанс, спектр, элемент, характеристика, дискриминатор.

### Введение

Для современных измерительных радиотехнических радиосистем (РТС) характерны некоторые особенности функционирования, связанные с появлением и использованием высокоскоростных и интенсивно маневрирующих воздушных объектов.

Из анализа содержания ряда монографий [1 – 3] следует, что при измерениях параметров движения таких объектов, а именно, скорости движения в основном используются импульсно-доплеровские (ИД РТС) [4 – 6] с повышенным быстродействием измерителя. При этом минимальное время обработки ошибок измерений составляет 3...5с, а доплеровское изменение частоты принимаемого сигнала – десятки кГц.

Существующие ИД РТС в основном используют два метода доплеровской фильтрации. Первый метод основан на многоканальной резонансной фильтрации в полосе наблюдаемых доплеровских сигналов. Второй метод основан на следящем приеме. Основные преимущества и недостатки этих методов подробно анализируются в [7]. В частности следящему методу присущ основной недостаток, связанный с повышенной вероятностью срыва слежения при непредсказуемом маневре воздушного объекта.

**Цель статьи:** Разработка резонансного фильтрующего тракта доплеровского сигнала на основе автогенератора, синхронизированного по высокой частоте внешним узкополосным сигналом, содержащим информационный параметр – доплеровский

сдвиг. При этом частотная перестройка автогенератора осуществляется управляющим напряжением, воздействующим на элемент электронной перестройки – вариакп.

Снижение эффекта срыва слежения доплеровского сигнала достигается за счет применения в управляющем тракте частотного дискриминатора, рассмотренного в [8], а повышение качества синхронизирующего сигнала достигается применением фильтрующей системы, рассмотренной в [9].

### Содержание исследований, выполненных в работе

Блок-схема следящего доплеровского фильтра, анализируемого в настоящей статье, приведена на рис. 1.

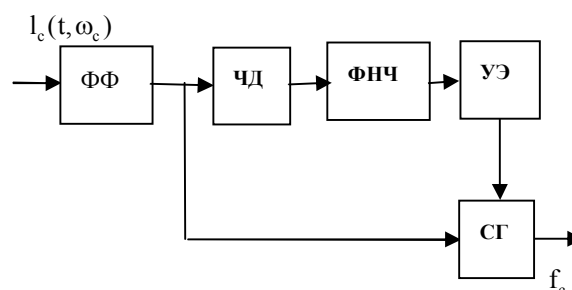


Рис. 1. Блок-схема доплеровского следящего фильтра: ФФ – формирующий фильтр, ЧД – частотный детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот, УЭ – управляющий элемент, СГ – синхронизированный генератор

Следящий доплеровский фильтр работает следующим образом.

Входной сигнал  $I_c(t, \omega_c)$  поступает на вход формирующего фильтра ФФ, выполненного на резонансном контуре, настроенном на частоту  $\omega_0 = \omega_c \pm \Omega_{\max}$  ( $\Delta\omega = 2/\Omega_{g\max}$ ) и корректирующей схемы, выполненной на линии задержки ЛЗ [9]. Данный вариант предварительной обработки входного сигнала улучшает помехоустойчивость (отношение сигнал/шум) на входе частотного детектора ЧД [8], выполненного, как и ФФ, на электромагнитной линии задержки. Данная схема ЧД обеспечивает хорошую помехоустойчивость и линейность дискриминационной характеристики в широкой полосе частот, по сравнению с существующими.

Управляющее напряжение, переходя через ФНЧ фильтруется от помех и поступает на УЭ, устанавливающий частоту синхронизированного генератора СГ в области  $\omega_c \neq \omega_0$ . По второму синхронизирующему входу синхронизируется, т.е. «захватывает» частоту  $\omega_c$ , содержащую доплеровскую частоту  $\Omega_g$ .

Отличительной особенностью рассматриваемого доплеровского фильтра является управляющее СГ по двум независимым входам, в то время как аналогичные следящие фильтры на основе фазовой или частотной автонастройки управляются по одному входу сигналом рассогласования по фазе для ФАП и по частоте ЧАП.

Используя результаты исследований, заимствованные из [8, 9], приведем основные соотношения, описывающие их помехоустойчивые характеристики, т.е. улучшение отношения сигнал/шум по сравнению с резонансным фильтром и частотным дискриминантом на расстроенных контурах.

Резонансный контур, входящий в состав ФФ, формирует аддитивную смесь гармонического сигнала при наличии доплеровской частоты  $\omega_c \neq \omega_{\Pi}$ . При этом

$$U(t) = E_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}) + E_C \cos(\omega_C t + \varphi_C), \quad (1)$$

где  $E_{\Pi}, \omega_{\Pi}, \varphi_{\Pi}$  – случайные параметры помехи;

$E_C, \omega_C, \varphi_C$  – параметры сигнала.

Обрабатывающая (алгоритмическая) часть ФФ формирует на выходе сигнал:

$$e(t) = v(t - \hat{O}/2) + \gamma [U(t) + U(t - T)], \quad (2)$$

где  $T$  – общее время задержки входной смеси, реализуемое с помощью электромагнитной линии задержки;  $\gamma$  – коэффициент усиления линейного усилителя.

Выражение (2) представляет собой алгоритм (математическую модель) работы обрабатывающей части ФФ.

Выбирая определенным образом величины  $T$  и  $\gamma$  можно существенно улучшить отношение сигнал/шум по сравнению с одиночным резонансным фильтром в области расстроек доплеровского сигнала. Основываясь на результатах, полученных в [9] оценим помехоустойчивость схемы ФФ по сравнению с одиночным резонансным фильтром в полосе расстройки доплеровского сигнала.

Приведем некоторые расчетные данные по помехоустойчивости ФФ.

1. Пусть на входе ФФ действует сумма детерминированного гармонического сигнала  $S(t) = E_C \cos \omega_C t$  и нормального стационарного белого шума  $n(t)$  со спектральной плотностью  $S_n(f) = N_0$ . Квадрат модуля передаточной характеристики фильтра, формирующего узкополосный шум имеет вид гауссовой кривой:

$$|K_1(j\omega)|^2 = K_1^2 \exp\left[-\pi\left(\frac{f - f_0}{\Delta f}\right)^2\right], \quad \Delta f \ll f_0, \quad \omega = 2\pi f, \quad (3)$$

где  $\Delta f$  – энергетическая полоса формирователя узкополосного шума.

Для пассивного узкополосного фильтра с гауссовой огибающей резонансной характеристики  $K_1 \leq 1$ . Положим  $K_1 = 1$ . Введем отношение сигнал/шум на выходе резонансного контура:

$$q_0^2 = E_C^2 / \sigma_1^2, \quad \sigma_1^2 = N_0 \Delta f_1, \quad f = f_0. \quad (4)$$

При наличии расстройки  $f \neq f_0$ , обусловленной доплеровским сдвигом:

$$q_p^2 = \frac{E_C^2 |K_1(j\omega)|^2}{\sigma_1^2} = \frac{E_C^2 \exp[-\pi]}{\sigma_1^2}, \quad \Delta f_C = \frac{\Delta f}{2}, \quad (5)$$

где  $\Delta f_C$  – максимальная расстройка доплеровского сигнала в одну сторону.

Ухудшение отношения сигнал/шум при максимальной расстройке  $|\pm \Delta f|$  составит:

$$\beta = q_p^2 / q_0^2 = \exp(-\pi) \approx 0,05. \quad (6)$$

Из формулы (6) следует, что  $\gamma = 0$  и любом  $T$  (формула 2), полученном по  $q^2$  и максимальной расстройке составит 20 раз по сравнению с  $f \neq f_0$ .

2. Пусть как и в первом случае, на входе ФФ действует сумма детерминированного гармонического сигнала и нормального шума, передаточная характеристика формирователя – гауссовская,  $\gamma \neq 0$ .

Тогда мощность шума на выходе ФФ можно рассчитать по формуле:

$$\sigma_{1\text{ФФ}}^2 = N_0 \Delta f \left[ 1 - 4\gamma \exp\left\{-\frac{\pi(\Delta f T)^2}{8}\right\} \sin \frac{\pi \Delta f_C \Theta}{2f_C} + 2\gamma^2 \left\{ 1 - \exp\left\{-\frac{\pi(\Delta f T)^2}{2}\right\} \cos \pi \frac{\Delta f_C \Theta}{f_C} \right\} \right], \quad (7)$$

где  $\Delta f_{C\Omega}$  – ширина энергетического спектра сигнала.

В идеальном случае для гармонического монохроматического сигнала  $\Delta f_{C\Omega} = 0$ . Тогда из выражения (7) следует

$$\sigma_{\dot{O}\dot{O}}^2 = N_0 \Delta f \left[ 2\gamma \left\{ 1 - (\pi \Delta f T)^2 / 2 \right\} \right]. \quad (8)$$

Коэффициент  $\gamma$  рассчитывается по формуле:

$$\gamma = 1 / \left\{ 1 - \exp \left\{ -\pi (\Delta f T)^2 / 2 \right\} \right\}. \quad (9)$$

Мощность доплеровского сигнала на выходе формирующего фильтра рассчитывается по формуле

$$U_C^2 = E_0^2 \left| 1 + \gamma^2 \cos 2\pi f \frac{T}{2} \right| \cdot |K_1(j\omega)|^2. \quad (10)$$

Из анализа соотношения (10) видно, что при фиксированной величине  $T \cos 2\pi(T/2)$  обращается в ноль при  $T = 2/f$ . Так, например, если  $f = f_0$ , а  $T = 1/(2f_0)$ , то на частоте настройки резонансного фильтра, т.е. при  $f_C = f_0$  мощность сигнала на выходе ФФ будет минимальной.

В случае настройки  $f = f_{\Pi}$ , т.е.  $T = 1/(2f_{\Pi})$ , дисперсия узкополосного квазигармонического шума на выходе ФФ будет минимальной. Но поскольку имеет место неравенство  $f_C \neq f_{\Pi}$  при узкополосной фильтрации  $[\Delta f_{C\Pi} = (f_C - f_{\Pi}) \ll \Delta f]$ , то при минимизации уровня мощности помехи ослабляется и мощность сигнала.

В [9] получено достаточно сложное аналитическое соотношение для оценки эффективности использования алгоритмической обработки [2] в зависимости от параметров настройки  $\gamma$  и  $T$ . При этом, для монохроматического сигнала ( $\Delta f_{C\Omega} / \Delta f = 0$ ) во всей области расстройек доплеровского сигнала  $\Delta f_C \leq \Delta f$ , отношение сигнал/шум остается неизменным и равным по величине отношению сигнал/шум для случая  $f_C = f_0$ . Конкретные величины  $\gamma$  и  $T$  зависят от диапазона изменения доплеровских частот, требований к точности измерительной части доплеровской системы и ее конкретной практической реализации.

Таким образом, на основе проведенного анализа эффективности применения формирующего фильтра с алгоритмической обработкой (2) и сравнения помехоустойчивости ФФ с одиночным резонансным контуром, можно оценить эффективность применения ФФ относительным выигрышем на частотах максимальной расстройки доплеровского сигнала  $\Delta f_C = \pm \Delta f$  коэффициентам  $\beta'$ , равным:

$$\beta' = 1/\beta = 20. \quad (11)$$

Как показано в [11], точность синхронизации генератора, настроенного на заданную частоту  $f_0$ ,

характеризуется остаточной шумовой девиацией частоты  $\Delta f_{III}$ , дисперсия которого равна:

$$\sigma_{III}^2 = \frac{\pi}{3} \frac{1}{q^2} \frac{\alpha^2}{\sqrt{(\alpha T_{\Sigma})^3}}, \quad (12)$$

где  $\alpha$  – стабильность частоты синхронизированного автогенератора в установившемся режиме;  $T_{\Sigma}$  – постоянная времени цепи управления по высокой частоте.

Ширина спектра синхронизированного генератора рассчитывается по формуле:

$$W(\Delta S_{III}) = \left[ 1 - \frac{1}{2\mu} \delta(f_0) + S_{\Phi}(f_0) \right], \quad (13)$$

где  $E_0$  – амплитуда сигнала на выходе СГ;  $\mu = P/D$ ;  $S_{\Phi}(f_0)$  – ширина спектра фазовых флуктуаций.

Значение  $P$  и  $D$  рассчитываются по формулам:

$$P = \frac{\omega_0 E_C}{E_0} \sin \Phi_C, D = \pi C_0 \frac{\omega_0^2}{E_0}, \quad (14)$$

где  $C_0$  – спектральная плотность мощности собственных шумов несинхронизированного генератора.

Тракт управления автогенератором по второму низкочастотному входу содержит частотный дискриминатор (ЧД), фильтр низкой частоты (ФНЧ) и управляющий элемент (УГ).

Основное влияние на помехоустойчивость управляющего воздействия на СГ оказывает частотный дискриминатор. Идеология ЧД ничем не отличается от построения оптимального частотного дискриминатора.

Отличие имеет место лишь в способе реализации двухканальной структуры ЧД и формирования дискриминационной характеристики.

Для формирования дискриминационной характеристики воспользуемся алгоритмическими действиями согласно выражению

$$U_{\hat{u}\hat{o}}(t) = K_{g_2} U(t - T/2) - K_{g_1} \gamma [U(t) + U(t - T)], \quad (15)$$

где  $U(t)$  – сигнал на выходе узкополосной резонансной системы (формирователя квазигармонического шума);  $T$  – фиксированная задержка, выполненная на электромагнитной ЛЗ;  $K_{g_1}, K_{g_2}$  – коэффициенты передачи детекторов;  $U_{\text{вых}}(t)$  – выходное напряжение (дискриминационная характеристика).

Соотношение (15) по форме записи совпадает с соотношением (2).

Приведем некоторые расчетные соотношения по  $U_{\text{вых}}(t) U(t)$  оценке помехоустойчивости ЧД [8].

Дискриминационную характеристику ЧД можно представить в виде суммы регулярной и флуктуационной частей.

Регулярная, без учетов шумов, дискриминационная характеристика описывается соотношением:

$$A(y) = \frac{2E^2 K_g}{\pi} \left[ 1 - \frac{\sin^2 [\pi k y T + \pi / 2 \cdot \Delta f_C / f_C]}{\sin^2 \pi / 2 \cdot \Delta f_C / f_C} \right]. \quad (16)$$

Величина  $\gamma$  рассчитывается по формуле:

$$\gamma^2 = (4 \sin^2 \pi / 2 \Delta f_C / f_C)^{-1}. \quad (17)$$

Точки перегиба дискриминационной характеристики определяется из соотношения

$$\frac{\Delta y}{\Delta f} = \frac{(n \cdot \Delta f_C / f_C - \Delta f_C / f_C) \cdot (1 + \mu^2)}{\mu^2}, \quad (18)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;  $\mu = \Delta f_C / f_C$ ;  $\Delta f_{C\dot{y}}$  – эффективная полоса пропускания узкополосного фильтра.

Коэффициент  $k$  в (16) определяется соотношением

$$k = \mu^2 (1 + \mu^2)^{-1}. \quad (19)$$

Помехоустойчивые свойства частотного дискриминатора можно оценить по эквивалентной спектральной плотности помехи  $S_{\text{ЭКВ}}$  и коэффициенту ухудшения качества дискриминатора  $\chi = S_{y_{\text{дд}}} / S_{y_{\text{дд,опт}}}$  ( $S_{\text{ЭКВ,опт}}$  – эквивалентная спектральная плотность помехи на выходе оптимального дискриминатора) в зависимости от отношения сигнал/помеха на входе дискриминатора. Из приведенных в [9] графических зависимостей видно, что ухудшение качества  $\chi$  начинается при отношениях сигнал/шум  $h = 2E_C^2 / N_0$ , больших 1,5. При  $h \approx 100$  проигрыш составляет примерно в 5 раз.

Как отмечается в [9], основными преимуществами рассмотренного ЧД являются: высокая линейность дискриминационной характеристики в широкой полосе частот, помехоустойчивость близкая к оптимальной при  $h \leq 10$ , стабильность параметров и простота настройки дискриминатора на нулевую точку.

Структурные схемы примененных в разработанном доплеровском фильтре формирующего фильтра и частотного дискриминатора приведены на рис. 2, 3.

Схемы построены по алгоритмам (2) и (15) соответственно.

## Заключение

В настоящей статье приведены результаты теоретической разработки следящего доплеровского фильтра, реализованного на основе использования автогенератора синхронизируемого основным информационным сигналом по высокой измерительной частоте. При этом установка текущей частоты генерации осуществляется по второму управляющему входу. Напряжение установки частоты генерации вырабатывается трактом, включающим частотный дискриминатор, фильтр низкой частоты и

управляющий элемент частотно задающего элемента генерации синхронизированных колебаний.

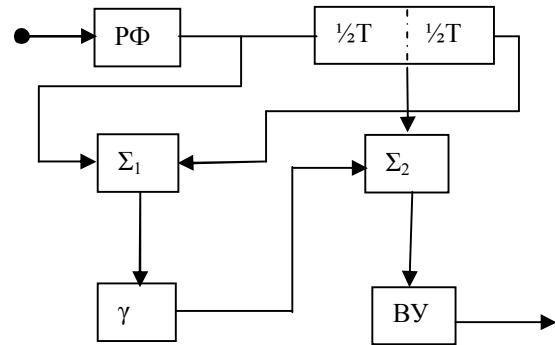


Рис. 2. Структурная схема ФД:  
РФ – резонансный контур, Т – линия задержки,  $\Sigma_1, \Sigma_2$  – сумматоры,  $\gamma$  – усилитель, ВУ – выходной усилитель

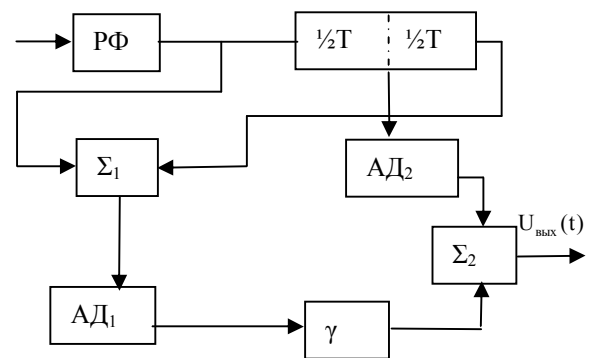


Рис. 3. Структурная схема ЧД:  
РФ – резонансный контур, Т – линия задержки, АД<sub>1</sub>, АД<sub>2</sub> – амплитудные детекторы,  $\gamma$  – усилитель, вычитающее устройство,  $U_{\text{вых}}$  – выходное напряжение

Повышение помехоустойчивости синхронизации как следствие стабильности генерируемой СГ частоты, достигается применением алгоритмической обработки основного синхронизирующего сигнала и использованием частотного дискриминатора, построенного на электромагнитной линии задержки.

Приведенные в статье расчетные соотношения и разработанные функциональные схемы обеспечивают возможность практической реализации следящего фильтра в различных видах радиотехнических измерительных систем, содержащих перестраиваемые резонансные тракты.

## Литература

1. Оценка дальности и скорости в радиолокационных системах 4.1 / В.И. Меркулов, А.И. Канащенков, А.И. Петров и др.; под ред. А.И. Канащенкова и В.А. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2004. – 312 с.

2. *Авиация ПВО России и научно-технический прогресс. Боевые комплексы и системы вчера, сегодня и завтра / под ред. Е.А. Федосеева. – М.: Дрофа, 2004. – 816 с.*

3. *Баханов Л.Э. Режимы и задачи управления истребителями при атаке целей в дальнем воздушном бою // Л.Э. Баханов // Общероссийский научно-технический журнал Полет. – 2002. – № 11. – С. 26-34.*

4. *Сверхманевренность и бортовые радиолокационные системы / А.И. Канащенков, В.М. Корчагин, В.И. Меркулов, О.Д. Самарин // Радиотехника. – 2002. – № 5. – С. 43-45.*

5. *Радиолокация и радиометрия / В.И. Меркулов, Л.П. Андриановна, Л.Д. Бахрах, Ю.В. Гуляев и др. // Научно-техническая серия № 1 Радиолокационное сопровождение интенсивно-маневрирующих воздушных объектов. – 1999. – Вып. 1. – 77 с.*

6. *Анализ современного состояния и перспективных направлений радиоэлектронных систем самонаведения истребителей / Е.А. Корнеев, В.В. Поляков, В.И. Барышев // Материалы международной научно-технической конференции «Интегрированные компьютерные технологии в машиностроении» ИКТМ-2005. – Х.: ХАИ, 2005. – 312 с.*

7. *Винницкий А.С. Автономные радиосистемы / А.С. Винницкий. – М.: Радио и связь, 1988. – 336 с.*

8. *Барышев В.И. Анализ помехоустойчивости доплеровского фильтра, реализованного на электромагнитной линии задержки и резонансом усилителя / В.И. Барышев, В.В. Печенин, О.А. Горбуненко // Вестник национального технического университета «ХПИ». – 2007. – № 11. – С. 7-14.*

9. *Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах / А.Н. Малахов. – М.: Наука, 1969. – 660 с.*

*Поступила в редакцию 25.01.2009*

**Рецензент:** д-р техн. наук, профессор, заведующий каф. 501 И.В. Барышев, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

#### **ФІЛЬТР, ЩО СТЕЖИТЬ ЗА ДОПЛЕРОВСЬКИМ СИГНАЛОМ НА ОСНОВІ СИНХРОНІЗОВАНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА, ЯКИЙ КЕРОВАНИЙ ПО ДВОХ ВХОДАХ**

*В.В. Печенін, А.Р. Сарамолки*

Розглянуто резонансну структуру що стежить за доплеровським фільтром, реалізованим на основі автогенератора із синхронізацією прямим інформаційним сигналом і установкою генеруємої частоти напругою виробленим частотним дискримінантом. Розроблено резонансний фільтруючий тракт доплеровського сигналу на основі автогенератора, синхронізованого по високій частоті зовнішнім вузькосмуговим сигналом, що містить інформаційний параметр – доплеровське зрушення. При цьому частотна перебудова автогенератора здійснюється керуючою напругою, що впливає на елемент електронної перебудови – варикап. Наведено функціональні схеми й розрахункові співвідношення, придатні для практичного застосування.

**Ключові слова:** об'єкти, системи, прийом, слідкуючий, радіосистема, фільтр, частота, генератор, шум, детектор, резонанс, спектр, елемент, характеристика, дискримінатор.

#### **TRACKING FILTER OF DOPPLER SIGNAL ON THE BASIS OF SYNCHRONIZED ACTIVE-OSCILLATOR, GUIDED ON TWO ENTRANCES**

*V.V. Pechenin, A.R. Saramolki*

The resonance structure of tracker doppler filter, realized on the basis of auto-generator with synchronization a direct informative signal and setting of the generated frequency of voltage by the produced frequency discriminant is considered. The resonance filter highway of doppler signal is developed on the basis of oscillator, synchronized on high-frequency an external narrowly-band signal, containing an informative parameter – doppler change. Thus the frequency re-erecting of oscillator is carried out managing tension, affecting element of the electronic re-erecting – varicap. Functional diagrams and races-even correlations, suitable for practical application, are resulted.

**Key words:** objects, systems, receiver, tracking, radiosystem, filter, frequency, generator, noise, detector, resonance, spectrum, element, characteristic, discriminator

**Печенин Валерий Васильевич** – д-р техн наук, профессор, профессор кафедры № 501, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина.

**Сарамолки Амир Рузбех** – аспирант кафедры № 501, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина.