

УДК 519.218.82

Фильтрация сигналов при низкочастотных помехах в измерительно-информационных системах беспилотных летательных аппаратов

Бухалёв В.А.^{1*}, Болдинов В.А.^{2}**

¹*Московский научно-исследовательский телевизионный институт,
ул. Гольяновская, 7, стр.1, Москва, 105094, Россия*

²*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

**e-mail: vadim.bukhalev@yandex.ru*

***e-mail: viktorboldinov@mail.ru*

Аннотация

Рассматривается задача обработки информации в измерительно-информационных системах беспилотных летательных аппаратов. Истинный сигнал наблюдается искаженным низкочастотным сигналом, близким по характеристикам к истинному. Построены оптимальный и приближенно-оптимальный алгоритмы обработки информации, основанные на «отбеливании шумовой помехи». Приводится пример математического моделирования и иллюстрируется работа приближенно-оптимального алгоритма фильтрации.

Ключевые слова: измерительно-информационная система, распознавание и оценивание информации, низкочастотная помеха, белый шум, оптимальная фильтрация.

Введение

Во многих оптико-электронных и радиотехнических измерительно-информационных системах беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) помехи имеют низкочастотный спектр, близкий к спектру полезных сигналов, несущих информацию о координатах объектов наведения БПЛА [1-5].

Это осложняет задачу фильтрации по сравнению с традиционным подходом, использующим фильтры Калмана при высокочастотных шумах. Как показано в [6], классический способ решения с помощью формирующих фильтров, основанный на расширении вектора состояния системы, как правило, оказывается непригодным вследствие расходимости оценок.

Наилучшим решением задачи фильтрации при низкочастотных помехах является применение оптимальных фильтров, в которых используется так называемое «отбеливание шумовой помехи» [6, 7]. Оно состоит в том, что выходной сигнал измерителя, содержащий низкочастотную помеху, пропускается через формирующий широкополосный фильтр с целью получения некоторой смеси полезного сигнала с белым шумом. Преобразованный таким образом сигнал поступает на низкочастотный фильтр, формирующий оптимальную оценку полезного сигнала.

Недостатком оптимальных фильтров является неоправданная сложность их реализации при решении прикладных задач. Это объясняется неизбежной неадекватностью математической модели, используемой при синтезе (линейность, малый порядок уравнений, недостоверность исходных данных и проч.), реальной

исследуемой системе. Поэтому полученные «оптимальные» решения на самом деле являются лишь условно-оптимальными в рамках принятой математической модели [8].

Особенно остро эта проблема ощущается при построении алгоритмов навигации и наведения БПЛА с их жёсткими ограничениями по быстродействию и памяти бортовой ЭВМ [9, 10]. Поэтому целесообразно вместо оптимальных решений использовать существенно более простые приближённо-оптимальные решения, которые при практическом применении мало бы уступали оптимальным в точности.

Одним из эффективных способов решения этой проблемы является замена дифференциальных уравнений для коэффициентов, определяющих полосу пропускания оптимального фильтра, их *установившимися* значениями, вычисляемыми по алгебраическим формулам, получаемым из дифференциальных уравнений.

Именно эта задача и рассматривается в настоящей статье.

Постановка задачи

Рассмотрим математическую модель движения БПЛА относительно цели в вертикальной плоскости, описываемую уравнениями [11, 12]:

$$\dot{\varepsilon}(t) = \omega(t); \quad \dot{\omega}(t) = \tau^{-1} [2\omega(t) + u(t) + \xi(t)], \quad (1.1)$$

где $\varepsilon(t)$ – угол визирования цели в некоторой декартовой системе координат;

$\omega(t)$ – угловая скорость линии визирования;

$u(t)$ – управляющий сигнал – известная функция времени;

$\xi(t)$ – возмущение – центрированный гауссовский белый шум с интенсивностью

$G(t)$;

τ – время, оставшееся до конца наведения, определяемое формулой $\tau = t_n - t$, где t – текущий момент времени наведения, $t \in [0, t_n]$; t_n – конечный момент времени наведения.

Начальные условия для (1.1): $\varepsilon(0)$ и $\omega(0)$ – случайные нормально распределённые величины с математическими ожиданиями (МО) $\bar{\varepsilon}_0$, $\bar{\omega}_0$, дисперсиями R_{ε_0} , R_{ω_0} и взаимным корреляционным моментом $R_{\varepsilon\omega_0}$.

Структура и параметры синтезируемого фильтра зависят от характера низкочастотной помехи в канале измерения. Как правило, интенсивность белого шума возмущения $G(t)$, определяющую дисперсию флуктуаций траектории БПЛА, можно считать приближённо-постоянной ($G(t) = G = \text{const}$) и не зависящей от типа системы наведения БПЛА [13].

Что касается дисперсии помехи, то, напротив, для различных типов систем наведения дисперсия аддитивных помех в угловых каналах измерителей по мере сближения БПЛА с объектом может изменяться по-разному [14]. Так, для большинства систем *пассивного* типа, использующих собственное излучение объектов (инфракрасных, телевизионных, тепловизионных, радиотехнических), дисперсия помех естественного происхождения по мере приближения БПЛА к объекту уменьшается [15]. Исключение составляют пассивные системы с корреляционными алгоритмами сопровождения цели. Для них характер изменения

дисперсии может сильно зависеть от типа объекта слежения и условий применения БПЛА [16].

В *активных* и *полуактивных* радиолокационных и лазерных системах, использующих сигналы, отражённые от объекта, дисперсия аддитивных помех в угломерном канале возрастает по мере приближения БПЛА к объекту [17-20].

Что касается организованных помех, то характер изменения их дисперсии, разумеется, может быть различным, и зависит от действий постановщика помех.

Рассмотрим два варианта изменения дисперсии аддитивной помехи в угломерном канале автосопровождения цели – убывающий (для пассивных систем) и возрастающий (для активных систем).

В *первом* случае математическую модель измерителя представим в виде

$$z(t) = \varepsilon(t) + \hat{\varepsilon}(t) + \eta(t); \quad (1.2)$$

$$\dot{\eta}(t) = \frac{h}{\tau} [-\eta(t) + \bar{\eta}(t) + \zeta(t)]. \quad (1.3)$$

Во *втором* случае математическая модель измерителя имеет вид

$$z(t) = \varepsilon(t) - \hat{\varepsilon}(t) + \frac{1}{\tau} \eta(t); \quad (1.4)$$

$$\dot{\eta}(t) = h [-\eta(t) + \bar{\eta}(t)] + \zeta(t), \quad (1.5)$$

где $z(t)$ – выходной сигнал измерителя;

$\hat{\varepsilon}(t)$ – оптимальная оценка угла $\varepsilon(t)$;

$\eta(t)$ – помеха – ошибка измерения угла рассогласования $\varepsilon(t) - \hat{\varepsilon}(t)$;

$\bar{\eta}(t)$ – известная детерминированная функция, формирующая МО помехи;

$\zeta(t)$ – центрированный гауссовский белый шум с интенсивностью $Q = \text{const}$,

формирующий флуктуацию низкочастотной случайной помехи;

$h = \text{const} > 0$ – параметр, характеризующий ширину полосы частотного спектра помехи, которая зависит также от времени τ , оставшегося до конца наведения.

Начальные условия в (1.3), (1.5): $\eta(t_0)$ – центрированная нормально распределённая случайная величина с дисперсией R_{η_0} .

При формировании моделей (1.2), (1.3) и (1.4), (1.5) предполагается, что направление оси координатора цели $\varepsilon^+(t)$ совпадает с направлением оценки $\varepsilon^+(t) = \hat{\varepsilon}(t)$.

Как следует из (1.3)-(1.5), в первом случае дисперсия помехи в установившемся режиме, определяемая уравнением

$$\dot{R}(t) = -\tau^{-1}2hR(t) + Q,$$

равна

$$R(t) = \frac{Q\tau}{2h-1},$$

т.е. уменьшается при уменьшении τ . Отсюда, кстати, вытекает требование к параметру h : $h > 0.5$.

Во втором случае

$$\dot{R}_{\eta}(t) = -2hR_{\eta}(t) + Q,$$

откуда следует

$$R_{\eta} = \text{const} = \frac{Q}{2h},$$

а дисперсия R_{η}^* величины $\tau^{-1}\eta(t)$ определяется формулой

$$R_{\eta}^* = \frac{Q}{2h\tau^2},$$

т.е. увеличивается при уменьшении τ .

Построим алгоритм фильтрации для обоих указанных случаев.

Оптимальный алгоритм фильтрации в пассивных системах

С целью исключения переменной $\eta(t)$ из системы уравнений (1.1)-(1.3)

выполним следующие преобразования:

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= \dot{\varepsilon}(t) - \dot{\hat{\varepsilon}}(t) + \dot{\eta}(t) = \\ &= \dot{\varepsilon}(t) - \dot{\hat{\varepsilon}}(t) - \tau^{-1}h\eta(t) + \tau^{-1}h\bar{\eta}(t) + \zeta(t) = \\ &= \omega(t) - \dot{\hat{\varepsilon}}(t) - \tau^{-1}h[z(t) - \varepsilon(t) + \hat{\varepsilon}(t) + \bar{\eta}(t)] + \zeta(t). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Обозначим

$$z^*(t) \square \dot{z}(t) + \dot{\hat{\varepsilon}} + \tau^{-1}h[z(t) - \bar{\eta}(t) + \hat{\varepsilon}].$$

Тогда из (2.1) получаем

$$z^*(t) = \tau^{-1}h\varepsilon(t) + \omega(t) + \zeta(t). \quad (2.2)$$

Таким образом, задача приведена к стандартной постановке калмановской фильтрации типа

$$z^*(t) = C(t)x(t) + \zeta(t),$$

где

$$x(t) = \begin{bmatrix} \varepsilon(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}, \quad C(t) = \begin{bmatrix} \tau^{-1}h, & 1 \end{bmatrix}.$$

Отсюда следует, что оптимальный алгоритм фильтрации описывается уравнениями (аргумент t у всех переменных опущен для простоты записи)

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\varepsilon}} &= \hat{\omega} + K_{\varepsilon} \left[\dot{z} + \tau^{-1}h(z - \bar{\eta} + \hat{\varepsilon}) - \tau^{-1}h\hat{\varepsilon} - \hat{\omega} + \dot{\hat{\varepsilon}} \right]; \\ \dot{\hat{\omega}} &= \tau^{-1}(2\hat{\omega} + u) + K_{\omega} \left[\dot{z} + \tau^{-1}h(z - \bar{\eta} + \hat{\varepsilon}) - \tau^{-1}h\hat{\varepsilon} - \hat{\omega} + \dot{\hat{\varepsilon}} \right],\end{aligned}$$

откуда получаем уравнения оптимального фильтра

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\varepsilon}} &= \hat{\omega} + \frac{K_{\varepsilon}}{1 - K_{\varepsilon}} \left[\dot{z} + \frac{h}{\tau}(z - \bar{\eta}) \right]; \\ \dot{\hat{\omega}} &= \frac{1}{\tau}(2\hat{\omega} + u) + \frac{K_{\omega}}{1 - K_{\varepsilon}} \left[\dot{z} + \frac{h}{\tau}(z - \bar{\eta}) \right],\end{aligned}\quad (2.3)$$

где

$$K_{\varepsilon} \square \frac{\tau^{-1}hR_{11} + R_{12}}{Q}; \quad K_{\omega} \square \frac{\tau^{-1}hR_{12} + R_{22}}{Q},$$

а коэффициенты R_{11} , R_{12} , R_{22} определяются дифференциальными уравнениями

Риккати

$$\begin{aligned}\dot{R}_{11} &= 2R_{12} - K_{\varepsilon}^2 Q; \\ \dot{R}_{12} &= \tau^{-1}R_{12} + R_{22} - K_{\varepsilon}K_{\omega}Q; \\ \dot{R}_{22} &= \tau^{-1}R_{22} - K_{\omega}^2 Q + \tau^{-2}G\end{aligned}\quad (2.4)$$

при начальных условиях в момент $t = 0$

$$\begin{aligned}\hat{\varepsilon}(0) &= \bar{\varepsilon}_0 + R_{\varepsilon 0} \Theta z(0); & \hat{\omega}(0) &= \bar{\omega}_0 + R_{\varepsilon \omega 0} \Theta z(0); \\ R_{11}(0) &= R_{\varepsilon 0} R_{\eta 0} \Theta; & R_{12}(0) &= R_{\varepsilon \omega 0} R_{\eta 0} \Theta; \\ R_{22}(0) &= R_{\omega 0} (1 - R_{\omega 0} \Theta); & \Theta &\square (R_{\varepsilon 0} + R_{\eta 0})^{-1}.\end{aligned}\quad (2.5)$$

Приближённо-оптимальный алгоритм фильтрации в пассивных системах

Будем искать решения, установившиеся после окончания переходных

процессов, вызванных начальными условиями, в виде

$$R_{11}(t) = k_{11}Q\tau; \quad R_{12}(t) = k_{12}Q; \quad R_{22}(t) = k_{22}Q\tau^{-1}, \quad (2.6)$$

где k_{11} , k_{12} , k_{22} – неопределённые положительные константы.

Подставив (2.6) в (2.4), получаем систему трёх алгебраических уравнений относительно k_{11} , k_{12} , k_{22} :

$$\begin{aligned} (hk_{11} + k_{12})^2 - k_{11} - 2k_{12} &= 0; \\ (hk_{11} + k_{12})(hk_{12} + k_{22}) - 2k_{12} - k_{22} &= 0; \\ (hk_{12} + k_{22})^2 - 3k_{22} - GQ^{-1} &= 0, \end{aligned} \quad (2.7)$$

решая которую любым численным методом, находим коэффициенты K_ε , K_ω :

$$K_\varepsilon = hk_{11} + k_{12}; \quad K_\omega = hk_{12} + k_{22}. \quad (2.8)$$

Оптимальный алгоритм фильтрации в активных системах

Рассмотрим систему (1.1), (1.4), (1.5). Произведём замену переменных:

$$\theta(t) = \tau(t)\varepsilon(t); \quad \hat{\theta}(t) = \tau(t)\hat{\varepsilon}(t), \quad z_y(t) = \tau(t)z(t)$$

и выполним следующие преобразования:

$$\dot{\theta}(t) = \dot{\varepsilon}(t)\tau(t) + \varepsilon(t)\dot{\tau}(t) = \omega(t)\tau(t) - \varepsilon(t).$$

Обозначим

$$\mathcal{G}(t) \square \omega(t)\tau(t) - \varepsilon(t).$$

Тогда

$$\begin{aligned}
\dot{\mathcal{G}}(t) &= \dot{\omega}(t)\tau(t) + \omega(t)\dot{\tau}(t) - \dot{\varepsilon}(t) = \\
&= \dot{\omega}(t)\tau(t) - \omega(t) - \omega(t) = \\
&= \dot{\omega}(t)\tau(t) - 2\omega(t) = \\
&= u(t) + \xi(t).
\end{aligned}$$

Таким образом, математическая модель траектории БПЛА в новых координатах имеет вид:

$$\dot{\theta}(t) = \mathcal{G}(t); \quad \dot{\mathcal{G}}(t) = u(t) + \xi(t). \quad (3.1)$$

Измеритель можно представить в виде

$$z_{\theta}(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t) + \eta(t). \quad (3.2)$$

С целью исключения переменной $\eta(t)$ выполним следующие преобразования:

$$\begin{aligned}
\dot{z}_{\theta} &= \dot{\theta}(t) - \dot{\hat{\theta}}(t) + \dot{\eta}(t) = \\
&= \dot{\theta}(t) - \dot{\hat{\theta}}(t) + h\eta(t) + h\bar{\eta}(t) + \zeta(t) = \\
&= \mathcal{G}(t) - \dot{\hat{\theta}}(t) - h[z_{\theta}(t) - \bar{\eta}(t)] + h\theta(t) - h\hat{\theta}(t) + \zeta(t).
\end{aligned}$$

Обозначив

$$z^*(t) \square \dot{z}_{\theta}(t) + h[z_{\theta}(t) - \bar{\eta}(t)]\theta + h\hat{\theta} + \dot{\hat{\theta}},$$

приходим к стандартной постановке задачи калмановской фильтрации типа

$$z^*(t) = Cx(t) + \zeta(t),$$

где

$$x(t) = \begin{bmatrix} \theta(t) \\ \mathcal{G}(t) \end{bmatrix}, \quad C = [h, 1].$$

Отсюда следует, что оптимальный алгоритм фильтрации описывается уравнениями (аргумент t опущен)

$$z_{\theta} = \tau z;$$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\theta}} &= \hat{g} + \frac{K_{\theta}}{1-K_{\theta}} [\dot{z}_{\theta} + h(z_{\theta} - \bar{\eta})]; \\ \dot{\hat{g}} &= u + \frac{K_g}{1-K_{\theta}} [\dot{z}_{\theta} + h(z_{\theta} - \bar{\eta})]; \\ \hat{\varepsilon} &= \tau^{-1} \hat{\theta}; \quad \hat{\omega} = \tau^{-1} (\hat{\varepsilon} + \hat{g}),\end{aligned}\quad (3.3)$$

где

$$K_{\theta} \square (hR_{11} + R_{12}) / Q; \quad K_g \square (hR_{12} + R_{22}) / Q,$$

а коэффициенты R_{11} , R_{12} , R_{22} определяются дифференциальными уравнениями Риккати

$$\dot{R}_{11} = 2R_{12} - K_{\theta}^2 Q; \quad \dot{R}_{12} = R_{22} - K_{\theta} K_g Q; \quad \dot{R}_{22} = -K_g^2 Q + G. \quad (3.4)$$

Приближённо-оптимальный алгоритм фильтрации в активных системах

Будем искать установившееся решение (при $\dot{R}_{11} = \dot{R}_{12} = \dot{R}_{22} = 0$) в виде

$$R_{11} = k_{11} Q; \quad R_{12} = k_{12} Q; \quad R_{22} = k_{22} Q, \quad (3.5)$$

где k_{11} , k_{12} , k_{22} – неопределённые положительные константы.

Подставив (3.5) в (3.4), получим систему трёх алгебраических уравнений

$$\begin{aligned}(hk_{11} + k_{12})^2 - 2k_{12} &= 0; \\ (hk_{11} + k_{12})(hk_{12} + k_{22}) - k_{22} &= 0; \\ (hk_{12} + k_{22})^2 - G / Q &= 0,\end{aligned}\quad (3.6)$$

которая имеет аналитическое решение

$$K_g = \sqrt{G / Q}; \quad K_{\theta} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 2\lambda}}{\lambda}, \quad (3.7)$$

где $\lambda \approx h\sqrt{Q/G} = h/K_g$.

Результаты моделирования

Для примера рассмотрим систему наведения с тепловизионным координатором корреляционного типа, описываемую уравнениями (1.1), (1.4), (1.5), (3.3), (3.7). Как известно, недостатком таких систем является наличие в измерителе аддитивных помех, частотный спектр которых близок к спектру сигналов, несущих необходимую информацию об угловых координатах объектов наведения БПЛА.

Результаты имитационного моделирования проиллюстрированы на рис. 1.

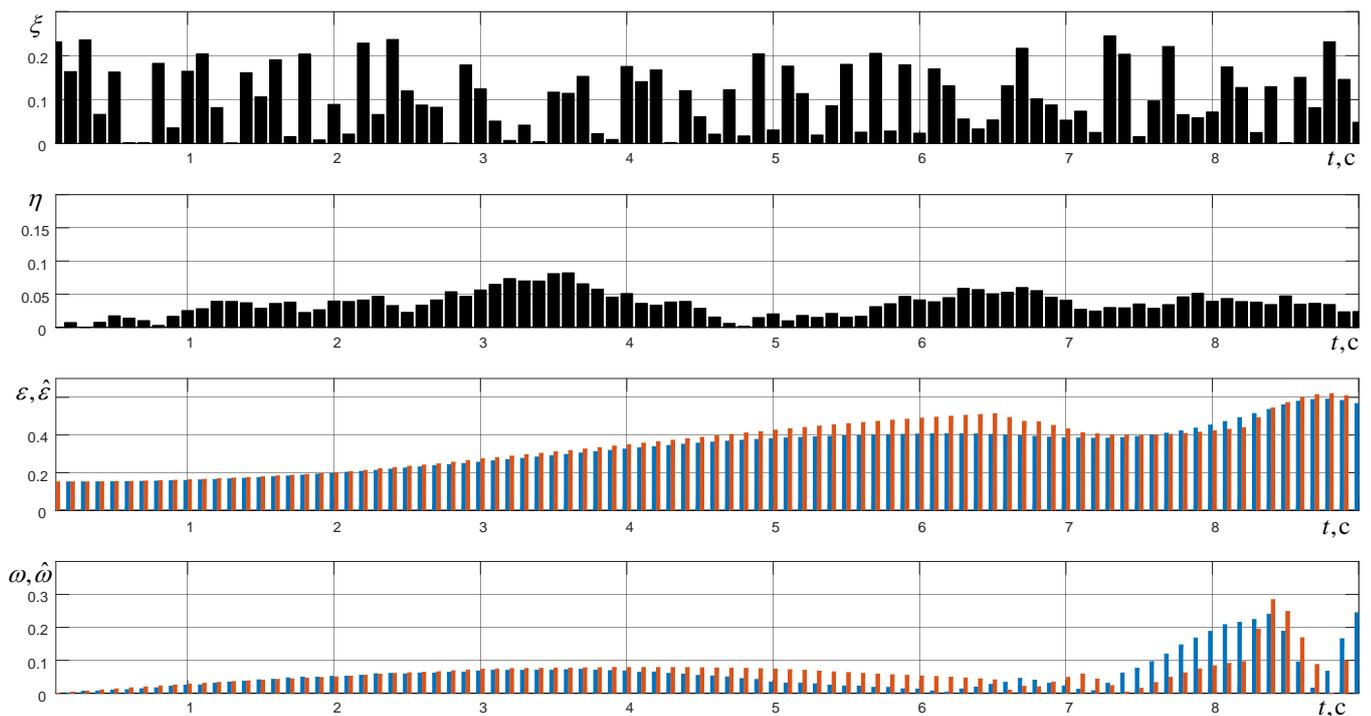


Рисунок 1. Результаты моделирования работы алгоритма.

В качестве возмущающего воздействия на БПЛА в полете при моделировании использовался сигнал (возмущение) $\xi(t)$, представляющий собой высокочастотный (широкополосный) случайный процесс с равномерной спектральной плотностью

(рис. 1). Низкочастотная помеха $\eta(t)$ в системе наведения БПЛА моделировалась низкочастотным случайным процессом, формируемым из централизованного гауссовского белого шума постоянной интенсивностью.

Как видно из рис. 1 полученный приближенно-оптимальный алгоритм позволяет получить оценки угла и угловой скорости линии визирования с ошибками, отличающимися от истинных значений в среднем не более чем на 10-15 %. Наибольшие ошибки получаются по угловой скорости при смене знака во время совершения БПЛА маневра «горка» (рис. 1).

Таким образом, предложенный алгоритм обработки информации обеспечивает решение задачи фильтрации при низкочастотных помехах в оптико-электронных и радиотехнических измерительно-информационных системах БПЛА.

Заключение

Проведено исследование путей построения помехоустойчивых алгоритмов обработки информации при низкочастотных помехах. Рассмотрены варианты построения помехоустойчивых алгоритмов фильтрации для пассивных и активных систем наведения БПЛА. На основе оптимальных алгоритмов обработки информации, основанных на «отбеливание шумовой помехи, представлен подход к построению приближенно-оптимальных алгоритмов. Он основан на замене дифференциальных уравнений для коэффициентов, определяющих полосу пропускания оптимального фильтра, их установившимися значениями, вычисляемыми по алгебраическим формулам, получаемым из дифференциальных уравнений. Представлены результаты имитационного моделирования

рассматриваемых алгоритмов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 16-08-00479.

Библиографический список

1. Ключев А.В., Якимов А.В. Анализ помех при измерениях низкочастотных шумов // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2007. № 6. С. 52 - 55.
2. Никольский Б.А. Методы и средства радиоэлектронной защиты летательных аппаратов. Часть 1: Учебное пособие. - Самара, Самарский государственный аэрокосмический университет, 2004. - 110 с.
3. Шатовкин Р.Р., Антипенский Р.В., Ташков С.А., Шестаков П.А., Данилов С.Н. Моделирование траектории движения маневренного летательного аппарата // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2017. № 1. С. 15 - 28.
4. Капитанов В.В., Козирацкий А.Ю., Паринов М.Л., Ципенюк В.Н. Модель процесса функционирования оптико-электронной системы разведки в сложной помеховой обстановке // Материалы XIV Международной научно-методической конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии», Воронеж, 2014. С. 393 – 377.
5. Бубнова М.Д., Шишкин Г.Г. Естественные и техногенные источники крайне низкочастотных волн и излучений и их воздействия на системы связи и окружающую среду // Московская молодёжная научно-практическая конференция

«Инновации в авиации и космонавтике – 2015». Сборник тезисов докладов, Москва, 21–23 апреля 2015. С. 105-106.

6. Брайсон А.Е., Хо Ю-ши. Прикладная теория оптимального управления. - М.: Мир, 1972. - 544 с.

7. Бухалёв В.А. Оптимальное сглаживание в системах со случайной скачкообразной структурой. - М.: Физматлит, 2013. - 188 с.

8. Иванов В.П. Метод синтеза оптимального управления автономными динамическими системами // Труды военно-научной конференции «Роботизация Вооруженных Сил Российской Федерации», Москва, 2016. С. 358 - 365.

9. Аменитский М.В. Анализ потенциальных угроз системы управления беспилотных летательных аппаратов средних и тяжелых классов. // Труды МАИ. 2017. № 94. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=81066>

10. Ассаулов И.Ю. Перспективы развития беспилотных летательных аппаратов // 15-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2016». Тезисы докладов. Москва, 14–18 ноября 2016. – Москва, Люксор, 2016. С. 439 - 440.

11. Бухалёв В.А. Основы автоматики и теории управления. - М.: ВВИА имени профессора Н.Е Жуковского, 2006. - 406 с.

12. Бухалёв В.А. Обработка информации и управление ракетами в условиях противодействия. - М.: Военно-воздушной академии имени профессора Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина, 2009. - 146 с.

13. Альбокринава А.С., Грумондз В.Т. Динамика полёта беспилотного планирующего летательного аппарата при малых скоростях и высотах старта // Вестник Московского авиационного института. 2017. Т.24. № 2. С. 79 - 85.

14. Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитная обстановка. Классификация электромагнитных помех в местах размещения технических средств. ГОСТ Р 51317.2.5-2000. – М: Изд-во стандартов, 2001. - 40 с.
15. Ачильдиев В.М., Грузевич Ю.К., Солдатенков В.А. Информационные измерительные и оптико-электронные системы на основе микро- и наномеханических датчиков угловой скорости и линейного ускорения. - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016. - 264 с.
16. Бухалев В.А., Болдинов В.А., Сухачев А.Б., Шапиро Б.Л. Помехоустойчивый алгоритм обработки информации тепловизионного координатора объекта // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. № 5. С.36 - 42.
17. Боев С.Ф., Зюзин А.В., Кострыкин П.А., Хайбутов К.Е., Хайбутов М.Е. Возможности применения многочастотных квазишумовых сигналов в условиях ведения противником радиотехнической разведки // Труды МАИ. 2017. № 94. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=81121>
18. Михненко П.А. Управляемые авиационные ракеты. Радиолокационные системы самонаведения управляемых авиационных ракет: Учебное пособие. - М.: ВВИА имени профессора Н.Е Жуковского, 2003. - 195 с.
19. Лавров А.А., Никоненко А.В. Оценка влияния точности измерения параметров полета БЛА на характеристики изображения, формируемого голографической РЛС планового обзора // Труды 1-ой военно-научной конференции «Роботизация Вооруженных Сил Российской Федерации», Москва, 2016. С. 379 - 383.
20. Егоров В.В. Повышение точности оценки траектории движения летательного аппарата в современных РЛС контроля воздушного пространства. //Московская

молодёжная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике – 2015». Тезисов докладов. Москва, 21–23 апреля 2015. С. 121-122.