Труды МАИ. 2024. № 139
Trudy MAI. 2024. No. 139. (In Russ.)

Научная статья
УДК 682.178
URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=183457
EDN: https://www.elibrary.ru/MQTIYL

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И НАДЁЖНОСТИ НАВИГАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСНОЙ ОПТИМАЛЬНО-ИНВАРИАНТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРОИЗВОЛЬНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ИЗБЫТОЧНОСТИ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Алексей Юрьевич Федоринов[1]✉, Юрий Павлович Иванов[2]

[1,2]Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения,

Санкт-Петербург, Россия

[1]fedorinov_asperant_accaunt@mail.ru✉

Аннотация. В работе представлен метод повышения точности и надёжности комплексной системы фильтрации навигационных сигналов на основе использования избыточности оптимальных финитно-временных методов обработки информации без обратной и с обратной связями в условиях полной априорной определённости и параметрической априорной неопределённости с использованием оптимальной автоматической идентификации состояний измерителей по критерию В.А. Котельникова. Исследуемая информационно-измерительная система содержит двухканальную систему измерения и два финитно-временных алгоритма обработки информации. Рассматривается метод комплексной на основе использования фильтра разностного сигнала (ФРС) оптимально-инвариантной линейной фильтрации дискретных сигналов информационно-измерительных систем в условиях полной априорной определённости помех измерения и в условиях априорной параметрической неопределённости относительно вида моделей низкочастотных помех измерения. Моделями помех измерения могут быть, в общем случае, произвольные случайные флуктуационные процессы или аддитивная комбинация произвольных флуктуационных и регулярного вида квазидетерминированного нестационарного случайного процесса. Предполагается, что фильтр разностного сигнала реализует алгоритм фильтрации сигналов в соответствии с оптимально-идентифицированными состояниями измерителями комплексной системы по критерию В.А. Котельникова. Моделирование проводилась в среде Mathcad.

Ключевые слова: оптимальная фильтрация, финитно-временные методы оценки сигналов, избыточность алгоритмов фильтрации комплексной системы

Для цитирования: Федоринов А.Ю., Иванов Ю.П. Метод повышения точности и надёжности навигационно-измерительных систем на основе комплексной оптимально-инвариантной фильтрации произвольных сигналов в условиях избыточности устройств обработки информации // Труды МАИ. 2024. № 139. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=183457

Original article

A METHOD FOR IMPROVING THE ACCURACY AND RELIABILITY OF NAVIGATION AND MEASUREMENT SYSTEMS BASED ON COMPLEX OPTIMAL INVARIANT FILTERING OF ARBITRARY SIGNALS IN CONDITIONS OF REDUNDANCY OF INFORMATION PROCESSING DEVICES

Alexey Yu. Fedorinov[1]✉, **Yuri P. Ivanov**[2]

[1,2]St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,

Saint Petersburg, Russia

[1]fedorinov_asperant_accaunt@mail.ru✉

Abstract. The application of signal filtering is a necessary and important process in modern technology and science, as it helps to improve the quality and reliability of the data that we receive from various sources. The paper presents a method for improving the accuracy and reliability of an integrated navigation signal filtering system based on the use of redundancy of optimal finite-time information processing methods without feedback and with feedback in conditions of complete a priori certainty and parametric a priori uncertainty using optimal automatic identification of meter states according to the criterion of V.A. Kotelnikov. An important advantage of using an integrated system is to improve flight safety and the accuracy of the measured parameters. The information and measurement system under study contains a two-channel measurement system and two finite-time information processing algorithms. The method of complex optimal invariant linear filtering of discrete signals of information and measurement systems based on the use of a difference signal filter (FRS) is considered in conditions of complete a priori certainty of measurement interference and in conditions of a priori parametric uncertainty regarding the type of models of low-frequency measurement interference. Measurement interference models can be, in general, arbitrary random fluctuation processes or an additive combination of arbitrary fluctuations and a regular type of quasi-deterministic non-stationary random process. It is assumed that the difference signal filter implements an algorithm for filtering signals in accordance with optimally identified states by the meters of the complex system according to the criterion of V.A. Kotelnikov. The simulation was carried out using Mathcad.

Keywords: Optimal filtering, finite-time signal estimation methods, redundancy of filtering algorithms of a complex system

For citation: Fedorinov A.Yu., Ivanov Yu.P. A method for improving the accuracy and reliability of navigation and measurement systems based on complex optimal invariant filtering of arbitrary signals in conditions of redundancy of information processing devices. *Trudy MAI*. 2024. No. 139. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=183457

Введение

В настоящее время существует ряд методов оптимальной фильтрации измерительной информации в условиях как полной априорной определённости и параметрической априорной неопределённости, к которым можно отнести следующие:

1. фильтрация Калмана [1,2]
2. фильтрация Винера [3,4],

3. финитно-временная без обратной связи оптимальная фильтрация [5],
4. финитно-временная с обратной связью оптимальная фильтрация [6],
5. спектрально-финитная без обратной связи оптимальная фильтрация [7],
6. спектрально-финитная с обратной связью оптимальная фильтрация [8]
7. нелинейная оптимальная финитно-спектральная фильтрация по максимуму правдоподобия и по максимуму апостериорной плотности вероятности [9]
8. нелинейная оптимальная фильтрация сигналов с учётом контроля надёжности измерителей [10].

Эти методы широко используются в алгоритмах фильтрации как в случае получения информации от одного датчика информации или по нескольким каналам измерения и при наличии информационной избыточности в оцениваемых сигналах в случае использовании комплексной оптимальной обработки сигналов. Каждый метод оптимальной фильтрации сигналов имеет свои достоинства и недостатки.

1) Фильтрация Калмана обеспечивает наилучшую точность рекуррентной оценки сигналов в классе линейных методов, но требует марковского свойства от оцениваемого сигнала и является достаточно сложным алгоритмом оценки, так как для его реализации необходимо решение уравнения Риккати и представление модели сигнала в пространстве состояний. Наличия обратной связи в устройстве обработки сигналов фильтра Калмана не обеспечивает необходимую устойчивость и робастность процесса фильтрации сигналов, а структура алгоритма зависит от свойства коррелированности помех.

2) Фильтрация Винера в основном разработана для стационарных скалярных сигналов, во время переходного процесса не является оптимальной, при синтезе алгоритма фильтрации требуется проведения достаточно сложных операций по проведению факторизации спектральной характеристики наблюдаемого сигнала и сепарации при определении оптимальной частотной характеристики фильтра. При изменении исходных параметров в процессе фильтрации алгоритм не обладает необходимой робастностью и помехоустойчивостью [11].

3) Финитно-временная без обратной связи оптимальная фильтрация по следу корреляционной матрицы ошибок оценок дискретных сигналов является универсальной относительно вида модели измерения, т.е. для определения структуры алгоритма не требуется марковского свойства от полезного сигнала, знания вида законов распределения и стационарности наблюдаемого сигнала, инвариантна к наличию регулярной составляющей наряду с флуктуационной составляющей в моделях оцениваемого сигнала и помехи измерения, структура её не зависит от наличия или отсутствия коррелированности помех измерения.. Одновременно с фильтрацией обеспечивает оптимальную интерполяцию сигналов, процесс фильтрации наиболее простой из указанных выше алгоритмов оценки сигналов, по точности с увеличением памяти о предыдущих результатах, достаточно быстро (3-5 используемых дискретов времени измерений) асимптотически приближается к точности фильтрации Калмана. Это объясняется тем, что практические интервал корреляции оцениваемого сигнала и память устройства обработки информации, определяемая видом изменения его весовой функции, являются практически

конечными и соизмеримыми со времени используемых результатов измерения. Из-за отсутствия обратной связи обеспечивает устойчивую работу алгоритма оценки как в условиях полной априорной определённости, так и в случае адаптивной фильтрации сигналов, по свойствам робастности и помехозащищённости превосходит фильтрацию Калмана.

4) Финитно-временная с обратной связью оптимальная фильтрация по следу корреляционной матрицы ошибок оценок дискретных сигналов является универсальной относительно вида модели измерения, обладает такими же свойствами, как и в случае финитно-временной фильтрации без обратной связи. Одновременно с фильтрацией обеспечивается оптимальная интерполяция сигналов, достаточно простая при реализации алгоритма оценки, совпадает по точности с фильтрацией Калмана, по свойствам устойчивости работы, в том числе и при использовании адаптивной фильтрации, робастности и помехозащищённости не уступает фильтрации Калмана.

5) Спектрально-финитная оптимальная фильтрация без обратной связи дискретных сигналов совпадает по качеству обработки информации с основными свойствами финитно-временной фильтрации без обратной связи, использование спектрального представления оцениваемого сигнала на основе использования разложения Карунена-Лоэва обеспечивает сжатие информации , содержащей в оцениваемом сигнале, что позволяет при обработке сигналов использовать только первую спектральную компоненту, что снижается размерность наблюдаемого сигнала и что упрощает алгоритм обработки сигналов. К недостаткам данного вида фильтрации можно

отнести незначительное снижение точности оценки при использовании только первой спектральной компоненты и усложнение алгоритма при использовании разложения Карунена-Лоэва оцениваемого сигнала.

6) Спектрально-финитная с обратной связью оптимальная фильтрация дискретных сигналов по точности незначительно уступает методу финитно-временному методу фильтрации с обратной связью, совпадает по свойствам обработки информации с основными свойствами финитно-временной фильтрации с обратной связью, но обеспечивает более высокую устойчивость процесса фильтрации, в том числе и при использовании адаптивной фильтрации. К недостаткам данного вида фильтрации можно также отнести усложнение алгоритма за счёт использования разложения Карунене-Лоэва.

Нелинейная оптимальная финитно-спектральная фильтрация по максимуму правдоподобия или по максимуму апостериорной плотности вероятности используется при одномодальной плотности вероятности помехи измерения или апостериорной плотности вероятности первой компонента разложения Фурье или Карунена-Лоэва оцениваемого сигнала и предполагается наличие однозначного решения нелинейного преобразования относительно первой спектральной компоненты разложения сигнала. Для получения данной оценки не требуются параметрические характеристики помехи измерения и можно обойтись без знания корреляционной функции оцениваемого сигнала. Оценка, полученная при использовании данного метода, обладает всеми свойствами оценок максимального правдоподобия и по точности в случае использования разложения Карунена-Лоэва полезного сигнала незначительно уступает оценке, полученной при применении оптимального спектрально-финитного метода.

Нелинейная оптимальная фильтрация сигналов с учётом контроля надёжности измерителей позволяет адекватно реальным условиям оценить точность любого из перечисленных выше применяемых методов комплексной оптимальной обработки сигналов, осуществить оптимально по критерию В.А. Котельникова идентификацию состояний используемых измерителей и заменить оптимально-инвариантную оценку в виде условного математического ожидания, полученного усреднением по все возможным состояниям используемых измерителей оценкой с учётом только конкретных идентифицируемых состояний, полученных при оптимальной их идентификации [12]. Рациональное использование одного из перечисленных выше методов обработки сигналов, как показало моделирование алгоритмов фильтрации сигналов, зависит от свойств флуктуационных и регулярных составляющих модели оцениваемого сигнала и помех измерения, от свойств робастности, помехозащищённости устройств обработки сигналов, от надёжности измерителей и используемой памяти алгоритма.

В данной работе при наличии широкого ряда оптимальных алгоритмов обработки информации рассматривается нелинейный алгоритм автоматического выбора не адаптивных и адаптивных финитно-временного без обратной связи или с обратной связью, а также нелинейного алгоритма с учётом надёжности измерителей, на основе использования комплексной оптимально-инвариантной фильтрации наблюдений.

Постановка задачи

В данной работе рассматривается метод комплексной на основе использования фильтра разностного сигнала (ФРС) оптимально-инвариантной линейной фильтрации дискретных сигналов информационно-измерительных систем в условиях полной априорной определённости помех измерения и в условиях априорной параметрической неопределённости относительно вида моделей низкочастотных помех измерения [13]. Моделями помех измерения могут быть, в общем случае, произвольные случайные флуктуационные процессы или аддитивная комбинация произвольных флуктуационных и регулярного вида квазидетерминированного нестационарного случайного процесса. Предполагается, что фильтр разностного сигнала реализует алгоритм фильтрации сигналов в соответствии с оптимально-идентифицированными состояниями измерителями комплексной системы по критерию В.А. Котельникова на основе использования одного из следующего методов обработки:

1. финитно-временного с обратной связью метода не адаптивной или адаптивной оптимальной фильтрации,
2. финитно-временного без обратной связи метода не адаптивного или адаптивной оптимальной фильтрации,

Выбор алгоритма фильтрации определяется автоматически устройством из оптимальных не адаптивных или адаптивных методов обработки информации, когда априори неизвестно содержит ли наблюдаемый сигнал только флуктуационные помехи или кроме флуктуационных помех, имеются также помехи регулярного вида с параметрически неизвестными характеристиками, в зависимости от текущего качества оценки низкочастотной помехи.

Эта ситуация возникает при комплексировании инерциальной системы навигации и спутниковой навигационной системы. Использование адаптивных оптимальных алгоритмов фильтрации сигналов с выбором наиболее актуального для данной наблюдаемой реализации разностного сигнала не только обеспечивает применение наиболее оптимального алгоритма оценки в данный момент, а также исключают необходимость в устранении начальных отклонений инерциальной системы от требуемых значений.

Использования выбора метода фильтрации сигнала обусловлен тем, что в случае наличия в разностном сигнале только флуктуационного вида случайного процесса дисперсия ошибки оценки будет меньше при применении финитно-временного с обратной связью метода оптимальной фильтрации за счёт использования всей реализации разностного сигнала от начала наблюдения. В случае наличия в разностном сигнале аддитивной смеси флуктуационной помехи и нарастающего регулярного случайного процесса дисперсия ошибки оценки будет меньше при использовании финитно-временного без обратной связи метода адаптивной оптимальной фильтрации за счёт уменьшения накапливающей ошибки на скользящем финитно-временном интервале наблюдения. Такая же ситуация наблюдается, если заменить алгоритм финитно-временной фильтрации с обратной связью на алгоритм Калмана [14]. Критериями выбора вида оптимальных алгоритмов являются теоретические и статистические оценки точности алгоритмов фильтрации и надёжности конкретных состояний измерителе в каждый текущий момент времени по полученным измерениям. Выбор одного из двух оптимальных неадаптивных или адаптивных алгоритмов зависит от вида и параметров корреляционной функции разностного сигнал, которая в свою очередь определяется корреляционной функцией и её параметрами низкочастотной помехи, содержащей как флуктуационную, так и регулярного типа составляющие оцениваемой помехи, и корреляционной функцией и её параметров высокочастотной помехи, свойствами робастности и помехозащищённости устройств обработки информации, от надёжности измерителей и используемой памяти финитно-временных алгоритмов.

Математическое описание исследуемых методов обработки навигационных сигналов

Финитно-временная без обратной связи оптимально-инвариантная фильтрация дискретных сигналов измерения

Рассмотрим линейную с аддитивной помехой модель измерения, определяемую следующим соотношением:

$$Y_{k,i}=X_i+H_{k,i}, i=1,2,...,n, k=1,2, \tag{1}$$

Соотношение (1) определяет результаты измерения $Y_{k,i}, i=1,2,...,n, k=1,2,$ произвольного дискретного навигационного сигнала $X_i, i=1,2,...,n$ датчиками информации двухканальной комплексной системой с фильтром разностного сигнала (ФРС), $H_{k,i}, i=1,2,...,n, k=1,2$ помехи измерения, в общем случае, не марковские, не стационарные, содержащие флуктуационного и регулярного вида модели помех

[15,16]. В любые моменты времени помехи измерения $H_{k,i}$, $i=1,2,\dots,n$, $k=1,2$ взаимно не коррелированы $K[H_{1i} \cdot H_{2i}]=0$ и не коррелированы с сигналом $X_i, i=1,2,\dots,n$ $M[X_i \cdot H_{k,i}] \neq 0$ k=1,2,, математические ожидания помех измерения $M[H_{2,i}] \neq 0$ и $M[H_{1,i}] = 0$.. Предполагается, что $H_{1,i}$ -высокочастотная помеха измерения, а $H_{2,i}$- низкочастотная помеха измерения. Сигнал на входе ФРС можно представить в следующем виде:

$$Z_i = H_{1,i} - H_{2,i} \quad i=1,2,\dots,n, \tag{2}$$

Определим векторные модели размерности $r \times 1$ разностного сигнала $\boldsymbol{Z}_i$ и оцениваемой помехи $\boldsymbol{H}1_{2,i}$ $i=1,2,\dots,n,$ для использования в оптимально-инвариантном алгоритме финитно-временной фильтрации сигналов.

$$\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i} = [\mathrm{H}_{2,i}, \mathrm{H}_{2,i-1}, \dots, \mathrm{H}_{2,i-r+1}]^{\mathrm{T}}, \ i = 1,2,\dots,n, \ r = 1,\dots,p, \ p \le n, \tag{3}$$

$$Z\mathbf{1}_i = [Z_i, Z_{i-1}, \dots, Z_{i-r+1}]^{\mathrm{T}}, \ i = 1,2,\dots,n, r = 1,\dots,p, \ p \le n, \tag{4}$$

где $H_{2,i}, Z_i,$– произвольные случайные скалярные временные последовательности, содержащие как флуктуационные, так и регулярного вида сигналы и помехи. Законы распределения сигнала и помехи произвольные. Оптимально-инвариантную по критерию следа корреляционной матрицы ошибок оценок оценку $\hat{\mathbf{H}}\mathbf{1}^*_{2,i}$ помехи $\mathbf{H1}_{2,i}$ в условиях априорной определённости относительно помех измерения на основе следствия теоремы ортогонального проецирования можно определить в виде следующего уравнения:

$$\hat{\boldsymbol{H}}\mathbf{1}^*_{2,i} = \mathbf{A}^*_i \times \boldsymbol{Z}\mathbf{1}_i + \hat{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{н}_i, \tag{5}$$

Оптимальную матрицу оценки на основании следствия теоремы ортогонального проецирования можно определить соотношением

$$\mathbf{A}_i^* = \mathbf{K}[\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i} \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathrm{T}}] \times \{\mathbf{K}[\mathrm{Z}\mathbf{1}_i \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathrm{T}}]\}^{-1}, \qquad (6)$$

где оператор оптимально-инвариантный оценки $\mathbf{A}_i^*$ и известные корреляционные матрицы $\mathbf{K[H1}_{2,i} \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathbf{T}}\mathbf{]}$, $\mathbf{K[Z1}_i \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathbf{T}}\mathbf{]}$ имеют размерности $r \times r$.

В силу некоррелированности помех измерения выполняется следующее соотношение

$$\mathbf{K[H1}_{2,i} \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathbf{T}}\mathbf{]=K[H1}_{2,i} \cdot \mathbf{H1}_{2,ii}^{\mathbf{T}}\mathbf{]}, \qquad (7)$$

В случае априорной неопределённости относительно низкочастотной помехи $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i}$ адаптивную оптимально-инвариантную по критерию следа корреляционной матрицы ошибок оценок вектор оценки $\mathbf{\hat{H}1a}_{2,\mathrm{i}}^*$ помехи $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i}$ на основе следствия теоремы ортогонального проецирования можно также определить в виде следующего уравнения: [5]

$$\boldsymbol{\hat{H}}\mathbf{1}\boldsymbol{a}_{2,i}^* = \mathbf{A}\boldsymbol{a}_i^* \times \boldsymbol{Z}\mathbf{1}_{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{\hat{H}}\boldsymbol{на}_{\boldsymbol{i}}, \qquad (8)$$

Оптимальную матрицу адаптивной оценки подобно соотношениям (6) и (7) можно определить следующим выражением:

$$\mathbf{A}a_i^* = \mathbf{K}a[\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i} \cdot \mathrm{H}\mathbf{1}_{2,ii}^{\mathrm{T}}] \times \{\mathbf{K}a[\mathrm{Z}\mathbf{1}_i \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathrm{T}}]\}^{-1}, \qquad (9)$$

где оператор оптимально-инвариантный адаптивной оценки $\mathbf{A}a_i^*$ и корреляционные адаптивные матрицы $\mathbf{K}a\mathbf{[H1}_{2,i} \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathbf{T}}\mathbf{]}$, $\mathbf{K}a\mathbf{[Z1}_i \cdot Z\mathbf{1}_i^{\mathbf{T}}\mathbf{]}$ имеют размерности $r \times r$.

Матрицы $\mathbf{K}a[\mathbf{H1}_{2,i} \cdot \mathbf{H1}_{2,ii}^{\mathbf{T}}]$, $\mathbf{K}a[\mathbf{Z1}_{i} \cdot Z1_{i}^{\mathbf{T}}]$ можно найти рекуррентным способом, используя следующие соотношения:

$$\mathbf{K}a[\mathbf{Z1}_{i} \cdot Z1_{i}^{\mathbf{T}}] = \mathbf{K}a[\mathbf{Z1}_{i-1} \cdot Z1_{i-1}^{\mathbf{T}}] + \frac{1}{i-1} \times \{\mathbf{Z1}_{i} \cdot Z1_{i}^{\mathbf{T}} - \mathbf{K}a[\mathbf{Z1}_{i-1} \cdot Z1_{i-1}^{\mathbf{T}}]\} \quad (10)$$

$$\mathbf{Ka}[\mathbf{H1}_{2,\mathbf{i}} \cdot \mathbf{H1}_{2,\mathbf{i}}^{\mathrm{T}}] = \mathbf{Ka}[\mathbf{Z1}_{\mathbf{i}} \cdot \mathbf{Z1}_{\mathbf{i}}^{\mathbf{T}}] - \mathbf{Kh}_{1,\mathrm{i}}, \quad (11)$$

где $\mathbf{Kh}_{1,\mathrm{i}}$ матрица корреляционных моментов размерности $r \times r$ вектора высокочастотных помех измерения $H_{1,i}$ i=1,2,…,n в i-ый момент времени, которая априори задана. В случае если матрица $\mathbf{Kh}_{\mathrm{i}}$ априори неизвестна, а высокочастотная помеха $H_{1,i}$ является белым дискретным шумом, то в этом случае адаптивную оценку матрицы $\mathbf{Ka}[\mathbf{H1}_{2,\mathbf{i}} \cdot \mathbf{H1}_{2,\mathbf{i}}^{\mathrm{T}}]$ можно найти используя следующее выражение;

$$\begin{aligned}\mathbf{Ka}[\mathbf{H1}_{2,\mathbf{i}} \cdot \mathbf{H1}_{2,\mathbf{i}}^{\mathrm{T}}] &= \mathbf{Ka}[\mathbf{Z}_{\mathbf{i}} \cdot \mathbf{Z}_{\mathbf{i}-1}^{\mathrm{T}}] = \mathbf{Ka}[\mathbf{Z}_{\mathbf{i}-1} \cdot \mathbf{Z}_{\mathbf{i}-2}^{\mathrm{T}}] + \\ &+ \frac{1}{\mathbf{i}-1}\{\mathbf{Z}_{\mathbf{i}} \cdot \mathbf{Z}_{\mathbf{i}-1}^{\mathrm{T}} - \mathbf{Ka}[\mathbf{Z}_{\mathbf{i}-1} \cdot \mathbf{Z}_{\mathbf{i}-2}^{\mathrm{T}}]\},\end{aligned} \quad (12)$$

Оптимальные оценки [15,16]

$$\hat{\mathrm{H}}\mathbf{1}_{2,\mathrm{i}}^{*} = \left|\hat{\mathrm{H}}_{2,\mathrm{i}}^{*}, \hat{\mathrm{H}}_{2,\mathrm{i}-1}^{**}, \ldots, \hat{\mathrm{H}}_{2,\mathrm{i}-\mathrm{r}+1}^{**}\right|^{\mathbf{T}}, \ \hat{\mathrm{H}}\mathbf{1}\mathrm{a}_{2,\mathrm{i}}^{*} = \left|\hat{\mathrm{H}}\mathrm{a}_{2,\mathrm{i}}^{*}, \hat{\mathrm{H}}\mathrm{a}_{2,\mathrm{i}-1}^{**}, \ldots, \hat{\mathrm{H}}\mathrm{a}_{2,\mathrm{i}-\mathrm{r}+1}^{**}\right|^{\mathbf{T}}$$

представляют собой векторы размерности $r \times 1$, первые компоненты которых определяют оптимальные оценки фильтрации помехи $\mathbf{Ha}_{2,\mathbf{i}}$ в i-ый момент времени, а остальные компоненты $\left|\hat{\mathrm{H}}_{2,\mathrm{i}-1}^{**}, \ldots, \hat{\mathrm{H}}_{2,\mathrm{i}-\mathrm{r}+1}^{**}\right|$ $\left|\hat{\mathrm{H}}\mathrm{a}_{2,\mathrm{i}-1}^{**}, \ldots, \hat{\mathrm{H}}\mathrm{a}_{2,\mathrm{i}-\mathrm{r}+1}^{**}\right|$ определяют оптимальные интерполированные оценки помехи $\mathrm{H}_{2,\mathrm{i}-1}, \mathrm{H}_{2,\mathrm{i}-2}, \ldots, \mathrm{H}_{2,\mathrm{i}-\mathrm{r}+1}$ в предыдущие r-1 моменты времени по результатам полученного результата разностного сигнала в i-ый момент времен. Наличие в обозначении оптимальных оценок двух звёздочек отражает тот факт, что эти интерполированы оптимальные оценки уточняются измерениями, полученными в текущий момент времени.

Выражения в соотношениях (5) и (8) обеспечивают несмещённость оценок $\hat{\mathbf{X}}\mathbf{1}_i^*$ и $\hat{\mathbf{X}}\mathbf{1}a_i^*$

$$\hat{H}н_i = [\mathbf{I} - \mathbf{A}_i^*] \times \mathrm{M}[\mathbf{X}1_i],$$

$$\hat{H}на_i = [\mathbf{I} - \mathbf{A}a_i^*] \times \mathrm{M}[\mathbf{X}1_i], \tag{13}$$

Соотношения (14) - (17), представленные ниже, определяют в i-ый момент времени теоретические дисперсии ошибок не адаптивных и адаптивных оценок фильтрации сигналов в случае использования оптимальных $D\varepsilon_i^*, Da\varepsilon_i^*$ и произвольных $D\varepsilon_{np_i}$ $Da\varepsilon_{np_i}$ оценок и корреляционные матрицы размерности $r \times r$, оптимальных оценок $\mathbf{K}\hat{H}_{2,\mathbf{i}}^*$, $\mathbf{K}\hat{H}a_{2,\mathbf{i}}^*$ и $\mathbf{K}H\mathbf{1}_{2,i}$ векторного сигнала $\mathbf{H1}_{\mathbf{2,i}}$

$$\boldsymbol{D}\boldsymbol{\varepsilon}_i^* = \{\mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}} - \mathbf{K}\hat{\boldsymbol{H}}\mathbf{1}^*_{2,\mathbf{i}}\}_{1,1},$$

$$\boldsymbol{D}\boldsymbol{\varepsilon}\boldsymbol{a}_i^* = \{\mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}} - \mathbf{K}\boldsymbol{a}\hat{\boldsymbol{H}}\mathbf{1}^*_{2,\mathbf{i}}\}_{1,1}, \tag{14}$$

$$\boldsymbol{D}\boldsymbol{\varepsilon}_{\boldsymbol{np}_i} = \{\mathbf{K}\hat{\boldsymbol{H}}1\mathbf{o}_{2,\mathbf{i}}^* - \mathbf{A}_i^* \times \mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}} - \{\mathbf{A}_i^* \times \mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}}]\}^{\mathrm{T}} + \mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}}\}_{1,1},$$

$$\boldsymbol{D}\boldsymbol{\varepsilon}\boldsymbol{a}_{\boldsymbol{np}_i} = \{\mathbf{K}\hat{\boldsymbol{H}}1\boldsymbol{a}\mathbf{o}_{2,\mathbf{i}}^* - \mathbf{A}\boldsymbol{a}_i^* \times \mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}\boldsymbol{a}_{2,\mathbf{i}} - \{\mathbf{A}\boldsymbol{a}_i^* \times \mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}}]\}^{\mathrm{T}} + \mathbf{K}\boldsymbol{H}\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}}\}_{1,1}, \tag{15}$$

$$\mathbf{K}\hat{\mathbf{H}}12,_{\mathbf{i}}^* = \mathbf{A}_i^* \times \{\mathbf{K}[\mathbf{Z}_{\mathbf{i}} \times \mathbf{Z}_i^{\mathrm{T}}] \times \mathbf{A}_i^*,$$

$$\mathbf{K}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{1}a_{\mathbf{i}}^* = \mathbf{A}a_i^* \times \{\mathbf{K}a[\mathbf{Z}_{\mathbf{i}} \times \mathbf{Z}_i^{\mathrm{T}}] \times \mathbf{A}a_i^*, \tag{16}$$

$$\mathbf{K}H\mathbf{1}_{2,\mathbf{i}} = \mathbf{K}[\mathbf{H1}_{\mathbf{2,i}} \cdot \mathbf{H1}_{\mathbf{2,i}}]^T \tag{17}$$

где $\mathbf{K\hat{H}1}_{\mathrm{i}}^{*}$ и $\mathbf{K\hat{H}1}a_{\mathrm{i}}^{*}$ -матрицы размерности $r\times r$, оптимально-инвариантных оценок в условиях полной априорной и не полной априорной неопределённости.

Оптимально-инвариантный алгоритм финитно-временной оценки векторного сигнала $\mathbf{X1}_i$ в i-й момент времени по результатам наблюдения векторного сигнала $\mathbf{Y1}_i$ при использовании соотношений (1)–(17), обеспечивает в i-й момент времени оптимально-инвариантные, несмещенные оценки фильтрации сигнал X_i в условиях полной и не полной априорной неопределённости $\hat{X}_i^{*}=Y_{2,i}-\hat{H}_{2,i}^{*}$, и $\hat{X}a_i^{*}=Y_{2,i}-\hat{H}a_{2,i}^{*},\ i=r,r+1,...,n$ где $\hat{X}_i^{*}=(\mathbf{\hat{X}1_i^{*}})_1$ и оптимальные интерполяции оценок $\hat{X}_{i-k}^{**}=Y_{2,i-r}-\hat{H}_{2,i-r}^{**},\ i=r,r+1,...,n,\ k=1,2,...,r-1$ и $\hat{X}a_{i-k}^{**}=Y_{2,i-r}-\hat{H}a_{2,i-r}^{**},\ i=r,r+1,...,n,\ k=1,2,...,r-1$ сигнала $(\mathbf{X1}_i)_k,i=r,r+1,...,n,\ k=1,2,...,r-1$.

Финитно-временная с обратной связью адаптивная оптимально-инвариантная фильтрация дискретных сигналов измерения

Модель измерения определяется соотношением (1), свойства сигнала и помехи измерения и их обозначений в данном соотношении такие же, как и при финитно-временной фильтрации без обратной связи. Оцениваемым в данном случае случайным сигналом на выходе ФРС является тот же вектор $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,\mathrm{i}}$ низкочастотной помехи измерения размерности $r\times 1$, что и в случае оценки методом адаптивной финитно-временной без обратной связи оценки помехи $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,\mathrm{i}}$. Алгоритмы не адаптивные оптимальных с обратной связью оценок помех измерения $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,\mathrm{i}}$ представлены следующими соотношениями:

$$\mathbf{\hat{H}1o^*_{2,i} = Ao^*_{\,i} \times Z1o_i + \hat{H}н_{2.i}},$$

$$\mathbf{\hat{H}1oa^*_{2,i} = Aoa^*_{\,i} \times Z1o_i + \hat{H}нa_{2.i}}, \tag{18}$$

где вектор размерности $r \times 1$ на входе ФРС результатов измерений в i-ый момент времени не адаптивных и адаптивных оптимальных оценок, полученных в r-1 предыдущие моменты наблюдения определяются уравнениями [16, 17]

$$Z\mathbf{1o}_i = [Z_i, \hat{H}\mathbf{1}o^*_{2,\,i-1}, ..., \hat{H}\mathbf{1}o^*_{2,\,i-r+1}]^{\mathrm{T}},\ i = 1,...,n,\ r = 1,...,p,\ p \le n.$$

$$Z\mathbf{1o}a_i = [Z_i, \hat{H}\mathbf{1}oa^*_{2,\,i-1}, ..., \hat{H}\mathbf{1}oa^*_{2,\,i-r+1}]^{\mathrm{T}},\ i = 1,...,n,\ r = 1,...,p,\ p \le n. \tag{19}$$

где не адаптивная и адаптивная оптимальные оценки $\mathbf{\hat{H}1o^*_{2,i}}$ $\mathbf{\hat{H}1oa^*_{2,i}}$ помехи измерения $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i}$ размерности $r \times 1$ можно представить в виде

$$\mathbf{\hat{H}1o}^*_{2,i} = \left|\hat{\mathrm{H}}\mathrm{o}^*_{2,i}, \hat{\mathrm{H}}\mathrm{o}^{**}_{2,i-1}, ..., \hat{\mathrm{H}}\mathrm{o}^{**}_{2,i-r+1}\right|^{\mathrm{T}},\ \mathbf{\hat{H}1oa}^*_{2,i} = \left|\hat{\mathrm{H}}\mathrm{oa}^*_{2,i}, \hat{\mathrm{H}}\mathrm{oa}^{**}_{2,i-1}, ..., \hat{\mathrm{H}}\mathrm{oa}^{**}_{2,i-r+1}\right|^{\mathrm{T}},$$

Операторы не адаптивной, и адаптивной оптимальных оценок размерности $r \times r$ вектора $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,i}$ на основании теоремы ортогонального проецирования определяется соотношением:

$$\mathbf{Ao^*_{\,i} = K[H1_{2,i} \times Z1o_i^T] \times \{Ka[Z1o_i \times Z1o_i^T]\}^{-1}},$$

$$\mathbf{Aoa^*_{\,i} = Ka[H1_{2,i} \times Z1oa_i^T] \times \{Ka[Z1oa_i \times Z1oa_i^T]\}^{-1}}, \tag{20}$$

Адаптивную матрицу $\mathbf{Ka[Z1oa_i \times Z1oa_i^T]}$ размерности $r \times r$ по результатам наблюдения вектора $Z\mathbf{1o}a_i$ можно найти при использовании рекуррентного выражения

$$\mathbf{K}a[Z\mathbf{1o}a_i \cdot Z\mathbf{1o}a_i^T]=\mathbf{K}a[Z\mathbf{1o}a_{i-1} \cdot Z\mathbf{1o}a_{i-1}^T]+\frac{1}{i-1}\times\{Z\mathbf{1o}a_i \cdot Z\mathbf{1o}a_i^T - \mathbf{K}a[Z\mathbf{1o}a_{i-1} \cdot Z\mathbf{1o}a_{i-1}^T]\} \qquad (21)$$

Адаптивную оптимальную матрицу $\mathbf{Ka[H1}_{2,\mathbf{i}} \times \mathbf{Z1o}_{\mathbf{i}}^{\mathbf{T}}]$ размерности $r \times r$ можно определить заменив в матрице $\mathbf{K}a[Z\mathbf{1o}_i \cdot Z\mathbf{1o}_i^T]$ первый столбец вектором адаптивных оценок автокорреляционных моментов низкочастотной помехи $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,\mathrm{i}}$:

$$\mathrm{Kh}\mathbf{1}\mathrm{ao}_{2,\mathrm{i}} = [\sigma\mathrm{hao}^2_{2,\mathrm{i}}, \mathrm{Kh}\mathbf{1}\mathrm{ao}_{2,\mathrm{i},\mathrm{i}-1}, ..., \mathrm{Kh}\mathbf{1}\mathrm{ao}_{2,\mathrm{i},\mathrm{i}-\mathrm{r}+1}]^{\mathrm{T}}, \mathrm{i} = 1,2,\ldots,\mathrm{n}, \mathrm{r} = 1,...,\mathrm{p}, \mathrm{p} \le \mathrm{n},$$

где $\sigma\mathrm{hao}_{2,\mathrm{i}}$ -среднеквадратическое значение адаптивной оценки помехи измерения $\mathrm{H}\mathbf{1}_{2,\mathrm{i}}$ в i-ый момент времени,, $,\mathrm{Kh}\mathbf{1}\mathrm{ao}_{2,\mathrm{i},\mathrm{i}-\mathrm{k}}, \mathrm{k} = 1,2,\ldots,\mathrm{r}-1, \mathrm{i}-1,2,\ldots,\mathrm{n}$ адаптивные оценки автокорреляционных моментов низкочастотной помехи в моменты времени i и i-k, k=1,2,...,r-1. Условие несмещённой адаптивной оценки $\hat{\mathbf{H}}\mathbf{1oa}^*_{2,\mathbf{i}}$ в этом случае будет обеспечено при выполнении следующего соотношения:

$$\hat{\mathbf{H}}\mathbf{на}_{2,\mathbf{i}} = [\mathbf{I} - \mathbf{Aoa}^*_{\mathbf{i}}] \times \mathbf{M[H1}_{\mathbf{i}}], \qquad (22)$$

Дисперсии ошибок не адаптивных и адаптивных оценок в случае использования оптимального $D\varepsilon o_i^*$, $D\varepsilon oa_i^*$ и произвольного $,D\varepsilon o_{np_i}$ $D\varepsilon oa_{np_i}$ способов оценок можно получить, используя следующие соотношения:

$$D\varepsilon o_i^* = \{\mathbf{Kx1}_i - \mathbf{K\hat{x}oo}_{\mathbf{i}}^*\}_{1,1},$$

$$D\varepsilon oa_i^* = \{\mathbf{Kx1}a_i - \mathbf{K\hat{x}oo}a_{\mathbf{i}}^*\}_{1,1}, \qquad (23)$$

$$D\varepsilon oa_{np_i} = \{\mathbf{K\hat{H}xo}^*_{\mathbf{2,i}} - \mathbf{Ao}^*_{\mathbf{i}} \times \mathbf{KH1}_{\mathbf{2,i}} - \{\mathbf{Ao}^*_{\mathbf{i}} \times \mathbf{KH1}_{\mathbf{2,i}}]\}^{\mathbf{T}} + \mathbf{KH1},_{\mathbf{2,i}}\}_{1,1},$$

$$D\varepsilon oa_{np_i} = \{\mathbf{K\hat{H}1}^*\mathbf{a}_{\mathbf{2,i}} - \mathbf{Aoa}^*_{\mathbf{i}} \times \mathbf{KH1a}_{\mathbf{2,i}} - \{\mathbf{Aoa}^*_{\mathbf{i}} \times \mathbf{KH1a}_{\mathbf{2,i}}]\}^{\mathbf{T}} + \mathbf{KH1oa}_{\mathbf{2,i}}\}_{1,1}, \qquad (24)$$

где соответственно не адаптивные и адаптивные корреляционной матрицы оптимально-инвариантных оценок и векторной оцениваемой помехи $_{\mathrm{i}}$ $\mathbf{H}_{2,\mathrm{i}} = [\mathrm{H}_{\iota}, \mathrm{H}_{\iota-1}, \ldots, \mathrm{H}_{\iota-\rho+1}]$ $\mathbf{KH1xo}^{*}_{\mathrm{i}}$ $\mathbf{K\hat{H}xoa}^{*}_{\mathrm{i}}$ $\mathbf{Kx1}_{2,i}$ размерностей $r \times r$ определяются следующими выражениями:

$$\mathbf{K\hat{H}1o}^{*}_{2,\mathrm{i}} = \mathbf{Ao}^{*}_{\mathbf{i}} \times \{\mathbf{K}[\mathbf{Zo}_{\mathbf{i}} \times \mathbf{Zo}^{\mathbf{T}}_{\mathbf{i}}] \times \mathbf{Ao}^{*\,\mathrm{T}}_{\mathbf{i}},$$

$$\mathbf{K\hat{H}oa}^{*}_{\mathrm{i}} = \mathbf{Aoa}^{*}_{\mathbf{i}} \times \{\mathbf{Ka}[\mathbf{Zo}_{\mathbf{i}} \times \mathbf{Zo}^{\mathbf{T}}_{\mathbf{i}}] \times \mathbf{Aoa}^{*\,\mathrm{T}}_{\mathbf{i}}, \tag{25}$$

$$\mathbf{KH1a}_{\mathrm{i}} = \mathbf{Ka}[\mathbf{H1}_{\mathbf{i}} \times \mathbf{H1}^{\mathbf{T}}_{\mathbf{i}}]. \tag{26}$$

Универсальная комплексная нелинейная финитно-временная оптимальная фильтрация сигналов дискретных сигналов с учётом идентификации состояний измерителей

Рассмотрим метод комплексной двухканальной оптимально-инвариантной финитно-временной фильтрации дискретных сигналов с учётом надёжности измерителей и автоматической оптимальной идентификации их состояний по критерию В.А. Котельникова. Предполагается, что каждый из двух измерителей может находится в одном из двух состояний $m1_k=0$ полной работоспособности и $m_k=1$, $k=1,2$ - частичной работоспособности, определяемой постепенными отказами измерителей [18,19]. Каждое состояние описывается априори известными законами распределения, заданными моментами помех измерения. Оптимальную оценку $\hat{H}^{*}_{2,\iota}$ в i-ый момент времени помехи измерения $H_{2,i}$ можно определить на основании теоремы Дуба в виде следующего соотношения:

$$\hat{H}^*_{2,\iota}(z_i) = M[H_{2,\iota} / z_i] = \sum_{m_{1,i}=0}^{1} \sum_{m_{2,i}=0}^{1} d(z_\iota, m_{1,i}, m_{2,i}) \hat{H}^*_{2,\iota}(z_i, m_{1,i}, m_{2,i}), \tag{27}$$

где $\hat{H}^*_{2,\iota}(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})$ оптимальная финитно-временная без обратной связи или финитно-временная с обратной связью оценка при условии, что состояния измерителей $m_{k,i} = 0,1, i = 1,2,...,n, k = 1,2.$

Коэффициент, определяющий степень доверия к комплексной оптимально-инвариантной финитно-временной оценке при условии, что измерители находятся в состояниях, $m_{k,i} = 0,1, i = 1,2,...,n, k = 1,2.$ по результатам наблюдения в i-ый момент времени разностного результата наблюдения, определяется следующим соотношением:

$$d(z_i, m_{1,i}, m_{2,i}) = \frac{P[m_{1,i}] \cdot P[m_{1,i}] \cdot f(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})}{\sum_{m_{1,i}=0}^{1} \sum_{m_{2,i}=0}^{1} P[m_{1,i}] \cdot P[m_{1,i}] \cdot f(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})}, \tag{28}$$

где $P[m_{k,i}], k=1,2$ -вероятности безотказной работы k-го измерителя в i-ый момент времени, $f(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})$ плотность распределения разностного сигнала при условии, что измерители находятся в состояниях $m_{k,i}.k = 1,2$ в i-ый момент времени.

Коэффициент $d(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})$ определяет апостериорную вероятность нахождения состояний измерителей в состояниях $m_{k,i}.k = 1,2$ в i-ый момент времени.

В каждый момент времени идентифицируются состояния измерителей, т. е определяются оптимальные значения. $m^*_{k,i}.k = 1,2$ по максимуму коэффициента $d(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})$, т.е. приниматься оптимальные решения по критерию В.А. Котельникова в соответствии со следующим алгоритмом:

$$m^*_{1,i}, m^*_{2,i} \to \underbrace{max\{d(z_i, m_{1,i}, m_{2,i})\}}_{m_{1,i}, m_{2,i}} \quad (29)$$

Определение наиболее вероятных состояний измерителей в i-ый момент времени позволяет заменить в случае избыточности устройств обработки сигналов нахождение оптимальной оценки $\hat{H}^*_{2,1}(z_i)$ в соответствии с соотношением (27) на определение оценки в соответствии с идентифицированными состояниями измерителей на оценку $\hat{H}^*_{2,1}(z_i, m^*_{1,i}, m^*_{2,i})$. При этом используемая оценка соответствует в данный момент времени конкретным состояниям используемых измерителей, что обеспечивает приближение полученной точности оценки к реальной ситуации [21,22]. Комплексная не адаптивная или адаптивная оптимальные фильтрации навигационных сигналов при использовании финитно-временных без обратной связи или с обратной связью методов обработки информации сводится к выбору вида оценок $(\hat{H}1^*_{2,i})_1$ или $(\hat{H}1o^*_{2,i})_1$ и $(\hat{H}1a^*_{2,i})_1$ или $(\hat{H}1oa^*_{2,i})_1$ на основе сравнения значений не адаптивных или адаптивных теоретических значений дисперсий $(D\varepsilon a_{np_i})_{1,1}$ и $(D\varepsilon oa_{np_i})_{1,1}$ или соответствующих статистических дисперсий по результатам полученных измерений в момент времени i=1,2,…, n и выбора оптимально-инвариантной оценки, соответствующей минимальному значению каждой из двух сравниваемых дисперсий [15]. Алгоритм выбора метода обработки в виде не адаптивной и адаптивной оптимальной оценки $\hat{H}^*_{2,i}$ или $\hat{H}a^*_{2,i}$ помехи $H^*_{2,i}$ в i- ый момент времени можно представить в следующем виде:

$$\begin{cases} \hat{H}^*_{2,\iota} = (\hat{H}1^*_{2,\iota})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon^*{}_{np_\iota})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon o^*{}_{np_\iota})_{1,1} \\ H^*_{2,\iota} = (\hat{H}1o^*_{2,\iota})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon o^*{}_{np_\iota})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon\alpha^*{}_{np_\iota})_{1,1}. \end{cases}$$
$$\begin{cases} \hat{H}\boldsymbol{a}^*_{2,\iota} = (\hat{H}1\boldsymbol{a}^*_{2,\iota})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon\boldsymbol{a}^*{}_{np_\iota})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon o\boldsymbol{a}^*{}_{np_\iota})_{1,1} \\ \hat{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{a}^*_{2,i} = (\hat{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{1ao}^*_{2,i})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon\boldsymbol{ao}^*{}_{np_i})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon\boldsymbol{a}^*{}_{np_i})_{1,1}. \end{cases} \tag{27}$$

$$\begin{cases} \hat{H}^*_{2,\iota} = (\hat{H}1^*_{2,\iota})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon^*{}_{\iota})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon o^*{}_{\iota})_{1,1} \\ H^*_{2,\iota} = (\hat{H}1o^*_{2,\iota})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon o^*{}_{\iota})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon\alpha^*{}_{\iota})_{1,1}. \end{cases}$$
$$\begin{cases} \hat{H}\boldsymbol{a}^*_{2,\iota} = (\hat{H}1\boldsymbol{a}^*_{2,\iota})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon\boldsymbol{a}^*{}_{\iota})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon o\boldsymbol{a}^*{}_{\iota})_{1,1} \\ \hat{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{a}^*_{2,i} = (\hat{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{1ao}^*_{2,i})_1 \ \textbf{\textit{если}} \ (\boldsymbol{D}\varepsilon\boldsymbol{ao}^*{}_{i})_{1,1} \le (\boldsymbol{D}\varepsilon\boldsymbol{a}^*{}_{i})_{1,1}. \end{cases} \tag{28}$$

Пример сравнения фильтрации Калмана и финитно-временной с обратной связью

Модель измерения определяется соотношением (2) со свойствами, определёнными выше. Оцениваемая низкочастотная помеха $H_{2,i}, i = 1,2,...,n$ - стационарный скалярный временной ряд, корреляционная функция которого определяется следующим соотношением: $K(\tau) = \sigma_x^2 \cdot exp\{-\alpha|\tau|\} \cdot (\cos\beta\tau + \frac{\alpha}{\beta} \cdot \sin\beta|\tau|)$, где среднеквадратическое значение помехи и временные параметры корреляционной функции имеют следующие значения $\sigma_x = 3, \alpha = 0.01\frac{1}{c}, \beta = 0.01\frac{1}{c}$, Помеха измерения $H_{1,i}, \ i = 1,2,...,n$ является белым дискретным шумом, корреляционную функцию которого можно представить соотношением $KH_{i,j} = \sigma_h^2 \delta_{i,j}$, где дисперсия помехи $\sigma_h = 3$, $\delta_{i,j}$ -символ Кронекера. В результате применения скользящих оптимальной финитно-временных с обратной связью и без обратной связи оптимальных алгоритмов оценок при значениях памяти r=3 и интервала дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова d=4c., и фильтрации Калмана были получены следующие результаты: Статистические, полученные по выборке объёмом N=2000, и теоретические оценки дисперсий ошибок оценок, соответственно равны для оптимальной финитно-временной без обратной $Dwef_N = 1.87, D\varepsilon_{pr\delta\delta oc} = 1.853, D\varepsilon_{opt,\delta oc} = 1.853$; для оптимальной финитно-временной с обратной связью $Dwef00_N = 1.109, D\varepsilon_{pr,coc} = 1.258, D\varepsilon_{opt,coc} = 1.258$, для фильтрации Калмана статистическая оценка равна $Dwefk_N = 1.102$, и теоретическая оценка равна $Dt\varepsilon_k^* = 1.151$.

Заключение

В работе предложена финитно-временная методология оптимальной комплексной не адаптивной и адаптивной фильтрации дискретных сигналов информационно-измерительной системы с автоматическим выбором наиболее точного вида алгоритма на основании сравнения теоретических или статистических дисперсий ошибок оценок рассматриваемы оптимальных методов фильтрации. Исследуемая информационно-измерительная система содержит двух-канальную систему измерения и два финитно-временных алгоритма обработки информации, оптимальную по критерию В.А. Котельникова идентификацию состояний измерителей, обладает универсальностью относительно моделей измерения, обеспечивает повышение точности и надёжности процесса фильтрации сигналов, отличается простотой реализации алгоритмов фильтрации сигналов и не уступает по качеству обработки информации классическим методам обработки сигналов.

Список источников

1. Тяпкин П.С. Аппаратно-программный комплекс для отработки методов слепой обработки сигналов в радиосистемах // Труды МАИ. 2023. № 129. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=173029. DOI: 10.34759/trd-2023-129-17

2. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и её применение в связи и управления. - М.: Связь, 1976. – 495 с.

3. Медич Дж. Статистически оптимальные линейные оценки и управление. - М.: Энергия, 1973. – 440 с.

4. Шахтарин Б.И. Фильтры Винера и Калмана. – М.: Гелиос АРВ, 2008. – 408 с.

5. Овакимян Д.Н., Зеленский В.А., Капалин М.В., Ерескин И.С. Исследование методов и разработка алгоритмов комплексирования навигационной информации // Труды МАИ. 2023. № 132. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=176849

6. Детков А.Н. Оптимальная дискретная фильтрация отсчётов непрерывного случайного процесса на фоне коррелированного марковского шума // Труды МАИ. 2022. № 126. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=169002. DOI: 10.34759/trd-2022-126-16

7. Иванов Ю.П., Синяков А.Н., Филатов И.В. Комплексирование информационно-измерительных устройств летательных аппаратов. - Л.: Машиностроение, 1984. - 208 с.

8. Иванов Ю.П., Никитин В.Г. Информационно-статистическая теория измерений. Методы оптимального синтеза информационно-измерительных, критерии оптимизации и свойства оценок. – СПб.: ГУАП, 2011. - 102 с.

9. Пугачёв В.С. Теория случайных функций. - М.: Физматгиз, 1962. – 882 с.

10. Иванов Ю.П. Финитно-временной метод оптимальной фильтрации дискретных сигналов // Приборы и Системы. Управление, Контроль, Диагностика. 2018. № 5. С. 23-28.

11. Френкс Л. Теория сигналов. - М.: Советское радио, 1974. - 344 с.

12. Бухалёв В.А., Болдинов В.А. Фильтрация сигналов при низкочастотных помехах в измерительно-информационных системах беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2017. № 97. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=87283

13. Tang. Pham Van, Thang Nguyen Van, Duc Anh Nguyen, Trinh Chu Duc. 15-State Extended Kalman Filter Design for INS/GPS Navigation System // Journal of Automation and Control Engineering, 2015, vol. 3 (2), pp. 109-114. DOI: 10.12720/joace.3.2.109-114

14. Awasthi V., Krishna R. A Comparison of Kalman Filter and Extended Kalman Filter in State Estimation // International Journal of Electronics Engineering, 2011, vol. 3, no. 1, pp. 67-71.

15. Глушков А.Н., Моисеев С.Н., Испулов А.А., Филиппов А.В., Николаев С.В. Способ оценки точности юстировки бортовых локационных систем воздушных судов // Труды МАИ. 2022. № 127. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=170346. DOI: 10.34759/trd-2022-127-16

16. Горбунов С.А., Ненашев В.А., Мажитов М.В., Хадур А.А. Алгоритм оценивания координат состояния вертолёта в бортовой радиолокационной станции // Труды МАИ. 2022. № 127. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=170348. DOI: 10.34759/trd-2022-127-18

17. Andria Gregorio, Mario Savino, Amerigo Trotta. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1989, vol. 38 (4), pp. 856-863. DOI: 10.1109/19.31004

18. Букирёв А.С. Способ диагностирования комплекса бортового оборудования воздушных судов на основе машинного обучения // Труды МАИ. 2023. № 133. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=177672

19. Овакимян Д.Н., Зеленский В.А., Капалин М.В., Ерескин И.С. Исследование методов и разработка алгоритмов комплексирования навигационной информации // Труды МАИ. 2023. № 132. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=176849

20. Чернодаров А.В., Иванов С.А. Идентификация моделей и адаптивная фильтрация шумов инерциальных измерителей // Труды МАИ. 2018. № 99. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=91962

21. Вовасов В.Е., Бетанов В.В., Турлыков П.Ю. Комплексирование навигационного приемника и акселерометров для оценки координат и ориентации высокодинамичных объектов // Труды МАИ. 2017. № 96. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=85834

22. Лебедев Г.Н., Михайлин Д.А., Румакина А.В. Многоступенчатая идентификация неизмеряемых параметров полета при комплексировании сигналов

бортовых измерительных средств // Труды МАИ. 2016. № 91. URL: https://trudymai.ru/published.php?ID=75637

References

1. Tyapkin P.S. Hardware and software complex for testing methods of blind signal processing in radio systems. *Trudy MAI*. 2023. No. 129. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=173029. DOI: 10.34759/trd-2023-129-17

2. Seidzh E., Mels Dzh. *Teoriya otsenivaniya i ee primenenie v svyazi i upravleniya* (The theory of evaluation and its application in communication and management). Moscow: Svyaz' Publ., 1976. 495 p.

3. Medich Dzh. *Statisticheski optimal'nye lineinye otsenki i upravlenie* (Statistically optimal linear estimates and control). Moscow: Energiya Publ., 1973. 440 p.

4. Shakhtarin B.I. *Fil'try Vinera i Kalmana* (Wiener and Kalman filters). Moscow: Gelios ARV Publ., 2008. 408 p.

5. Ovakimyan D.N., Zelenskii V.A., Kapalin M.V., Ereskin I.S. Research of methods and development of algorithms for integrating navigation information. *Trudy MAI*. 2023. No. 132. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=176849

6. Detkov A.N. Optimal discrete filtering of samples of a continuous random process against the background of correlated Markov noise. *Trudy MAI*. 2022. No. 126. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=169002. DOI: 10.34759/trd-2022-126-16

7. Ivanov Yu.P., Sinyakov A.N., Filatov I.V. *Kompleksirovanie informatsionno-izmeritel'nykh ustroistv letatel'nykh apparatov* (Integration of information and measuring devices of aircraft). Ltningrad: Mashinostroenie Publ., 1984. 208 p.

8. Ivanov Yu.P., Nikitin V.G. *Informatsionno-statisticheskaya teoriya izmerenii. Metody optimal'nogo sinteza informatsionno-izmeritel'nykh, kriterii optimizatsii i svoistva otsenok* (Information and statistical theory of measurements. Methods of optimal synthesis of information and measurement, optimization criteria and evaluation properties). Saint Petersburg: GUAP Publ., 2011. 102 p.

9. Pugachev V.S. *Teoriya sluchainykh funktsii* (Theory of random functions). Moscow: Fizmatgiz Publ., 1962. 882 p.

10. Ivanov Yu.P. The finite-time method of optimal filtering of discrete signals. *Pribory i Sistemy. Upravlenie, Kontrol', Diagnostika*. 2018. No. 5. P. 23-28. (In Russ.)

11. Frenks L. *Teoriya signalov* (The theory of signals). Moscow: Sovetskoe radio Publ., 1974. 344 p.

12. Bukhalev V.A., Boldinov V.A. Signal filtering with low-frequency interference in measuring and information systems of unmanned aerial vehicles. *Trudy MAI*. 2017. No. 97. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=87283

13. Tang. Pham Van, Thang Nguyen Van, Duc Anh Nguyen, Trinh Chu Duc. 15-State Extended Kalman Filter Design for INS/GPS Navigation System. *Journal of Automation and Control Engineering*. 2015. V. 3 (2), P. 109-114. DOI: 10.12720/joace.3.2.109-114

14. Awasthi V., Krishna R. A Comparison of Kalman Filter and Extended Kalman Filter in State Estimation. *International Journal of Electronics Engineering.* 2011. V. 3, No. 1, P. 67-71.

15. Glushkov A.N., Moiseev S.N., Ispulov A.A., Filippov A.V., Nikolaev S.V. A method for evaluating the accuracy of alignment of on-board aircraft location systems. *Trudy MAI.* 2022. No. 127. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=170346. DOI: 10.34759/trd-2022-127-16

16. Gorbunov S.A., Nenashev V.A., Mazhitov M.V., Khadur A.A. Algorithm for estimating the coordinates of the helicopter state in an on-board radar station. *Trudy MAI.* 2022. No. 127. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=170348. DOI: 10.34759/trd-2022-127-18

17. Andria Gregorio, Mario Savino, Amerigo Trotta. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.* 1989. V. 38 (4), P. 856-863. DOI: 10.1109/19.31004

18. Bukirev A.S. A method for diagnosing a complex of aircraft avionics based on machine learning. *Trudy MAI.* 2023. No. 133. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=177672

19. Ovakimyan D.N., Zelenskii V.A., Kapalin M.V., Ereskin I.S. Research of methods and development of algorithms for integrating navigation information. *Trudy MAI.* 2023. No. 132. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=176849

20. Chernodarov A.V., Ivanov S.A. Model identification and adaptive noise filtering of inertial meters. *Trudy MAI.* 2018. No. 99. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=91962

21. Vovasov V.E., Betanov V.V., Turlykov P.Yu. Integration of a navigation receiver and accelerometers for estimating coordinates and orientation of highly dynamic objects. *Trudy MAI*. 2017. No. 96. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=85834

22. Lebedev G.N., Mikhailin D.A., Rumakina A.V. Multistage identification of immeasurable flight parameters when combining signals of on-board measuring instruments *Trudy MAI.* 2016. No. 91. (In Russ.). URL: https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=75637

Статья поступила в редакцию 11.09.2024
Одобрена после рецензирования 26.09.2024
Принята к публикации 25.12.2024
The article was submitted on 11.09.2024; approved after reviewing on 26.09.2024; accepted for publication on 25.12.2024