

Синтез помехоустойчивого пространственно-временного фильтра для высокоточных измерений навигационных параметров по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем

С. Н. Карутин¹, В. Н. Харисов², В. С. Павлов²

¹АО «Научно-исследовательский институт микроприборов-К», Москва, Российская Федерация, e-mail: karutin-sn@inav.space

²ОАО «ВНИИР-Прогресс», Чебоксары, Российская Федерация, e-mail: vhar@list.ru, vapavlov@abselectro.com

Рассмотрены проблемы работоспособности современных высокоточных терминалов глобальных навигационных спутниковых систем в условиях воздействия маскирующих и имитационных помех. Решением проблемы низкой помехоустойчивости является применение цифровых антенных решёток с алгоритмами пространственно-временной обработки сигналов. Описаны известные, наиболее проработанные и применяемые, алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов. Приведены причины, не позволяющие применять известные алгоритмы в высокоточных терминалах глобальных навигационных спутниковых систем.

Предложен алгоритм пространственно-временной обработки сигналов на основе пространственно-временного фильтра конечной длины с теоретически обоснованным требованием к эрмитовой симметрии матричной импульсной характеристики. Предложенный алгоритм гарантирует отсутствие сигнальных искажений в любой сигнально-помеховой обстановке. При этом импульсная характеристика пространственно-временного фильтра рассчитывается по критерию оптимального подавления помех. Исследованы характеристики предложенного пространственно-временного фильтра, а также других алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов. Для этого применён метод математического моделирования со случайным перебором многочисленных параметров сигнально-помеховой обстановки (направления на сигналы, на многочисленные помехи и их отражения, дальность отражателей помех, фазы отражений, уровни помех и отражений и т. д.). Результаты моделирования представлены в виде функций распределения отношений сигнал-шум на выходе алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов и функций распределения смещений фазы и сигнального времени. Полученные зависимости подтверждают несмещённость фазы и сигнального времени в пространственно-временном фильтре в абсолютно любой сигнально-помеховой обстановке с помеховой многолучёвостью. Показано, что пространственно-временной фильтр обеспечивает большую помехоустойчивость, чем компенсаторные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), помехоустойчивость, точность, пространственно-временная обработка, цифровая антенная решётка, несмещённость сигнального времени и фазы.

Введение. Широкомасштабное использование терминалов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) для решения различных практических и прикладных задач в сфере транспорта, энергетики, связи, сельского хозяйства сделали ГНСС элементом критически важной инфраструктуры для обеспечения устойчивого экономического развития государств и комфортной жизни населения. Широкое распространение технологий транспортной телематики на основе ГНСС обусловило активное развитие средств индивидуального радиопротиводействия искусственному радионавигационному полю ГНСС. В результате использования постановщиков помех мощностью до 10 Вт, именно в регионах с высокой экономической активностью,

потребители услуг ГНСС столкнулись с ситуацией, когда навигационные определения невозможны из-за непосредственной близости множества средств постановки не только маскирующих, но и имитационных помех [1].

В настоящее время потребители используют четыре типа навигационных услуг ГНСС, из которых базовую услугу предоставляет космический комплекс, а три остальные (повышенную точность и надёжность, относительную навигацию и высокую точность) потребители получают с использованием информации функциональных дополнений [2]. Используя типовую модель жизненного цикла отрасли [3] для описания рынка терминалов ГНСС, можно выделить три важных этапа эволюции навигационных услуг (рис. 1).

На первом этапе, начавшемся одновременно с развертыванием систем ГЛОНАСС и GPS, стартовало внедрение терминалов базовой услуги в сфере транспорта. Фаза основного роста терминалов для транспортной телематики пришлась на 2005–2010 гг. В настоящее время это зрелый рынок, на котором существует очень острая конкуренция за потребителя. С задержкой около 7 лет начали развиваться терминалы функциональных дополнений, которые позволяют потребителям определять трёхмерные координаты со среднеквадратической погрешностью менее 0,1 м в реальном времени в результате дифференциальных измерений текущих навигационных параметров по несущим и огибающим колебаниям сигналов космических аппаратов ГНСС. В настоящее время данный рынок можно считать устоявшимся, высокоточные терминалы активно внедряются во все секторы экономики, по всему миру уже функционируют сети функциональных дополнений из тысяч станций.

В условиях воздействия маскирующих и имитационных помех массово используемые в настоящее время терминалы окажутся не способными оказывать требуемые потребителям услуги, поэтому можно однозначно утверждать о начале становления рынка помехоустойчивых терминалов как базовых, так и высокоточных услуг.

К настоящему времени для помехозащиты терминалов базовых услуг, обеспечивающих метровую точность определения координат, разработаны и освоены в производстве цифровые антенные решётки, которые функционально являются антенными компенсаторами помех (АКП) с алгоритмами на основе многоотводных линий задержек (МЛЗ) [4]. Однако цифровые антенные решётки типа АКП непригодны для использования в составе перспективных высокоточных терминалов ГНСС. Основным недостатком АКП является искажение фазы сигналов [5] и, соответственно, неприменимость высокоточных фазовых методов измерений текущих навигационных параметров. Другим недостатком современных и эффективных компенсаторов являются искажения сигнального времени, которые происходят из-за МЛЗ.

Помехозащита высокоточных терминалов ГНСС является открытой научной задачей, несмотря на то, что в литературе детально описан и исследован алгоритм адаптивного

формирователя лучей (АФЛ), которой не искажает полезные сигналы за счёт фокусировки на полезные сигналы [6]. Проблема состоит в том, что этот алгоритм не обладает требуемой помехоустойчивостью в условиях помеховой многолучёвости ввиду отсутствия МЛЗ.

За рубежом вопрос помехозащиты высокоточных приёмников ГНСС также не решён [7–10]. В обзоре [7] описан и экспериментально исследован неискажающий алгоритм пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС), сочетающий фокусировку на сигналы и подавление помех с использованием МЛЗ. Однако, во-первых, данный алгоритм не является оптимальным, что оговорено авторами выше. Во-вторых, алгоритм имеет низкую вычислительную эффективность, так как для каждого направления полезного сигнала проводится независимая компенсация одних и тех же помех.

В данной статье представлен синтез оптимального неискажающего пространственно-временного фильтра (ПВФ), на базе которого можно создать цифровые антенные решётки для решения проблемы помехозащиты перспективных

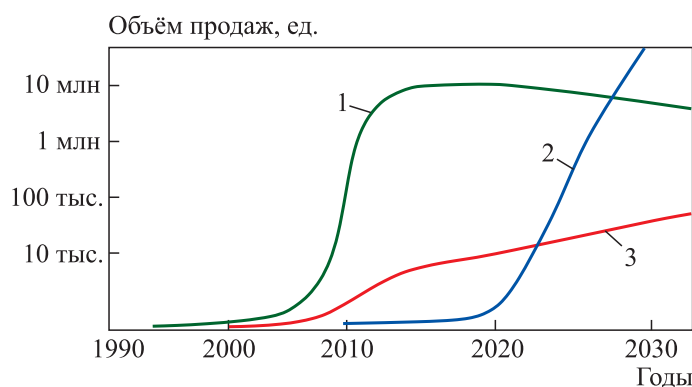


Рис. 1. Жизненные циклы эволюции терминалов ГНСС:
1 – терминалы базовой услуги; 2 – терминалы функциональных дополнений; 3 – помехоустойчивые терминалы всех услуг

Fig. 1. GNSS terminals life cycles evolution:
1 – base service terminals; 2 – augmentations terminals; 3 – interference resistant terminal for all services

Таблица 1

Характеристики алгоритмов обеспечения помехоустойчивости терминалов ГНСС

Характеристика	Пространственный АКП	АФЛ	АКП с МЛЗ	ПВФ
Выигрыш в помехоустойчивости относительно существующих терминалов, дБ	20	25	60	60
Искажение фазы	Да	Нет	Да	Нет
Искажение сигнального времени	Нет	Нет	Да	Нет
Предельная погрешность измерений текущих навигационных параметров, м	1	0,1	10	0,1
Сложность реализации	Простая	Средняя	Высокая	Очень высокая

высокоточных терминалов ГНСС. В табл. 1 приведены параметры ПВФ в сравнении с ранее известными алгоритмами для адаптивных антенных решёток.

Структура оптимальной обработки. В 2016 г. синтезирован и опубликован оптимальный неискажающий алгоритм ПВОС для условий многолучёвости [11]. Оптимальное решение получено в классе фильтров с бесконечной импульсной характеристикой и практически нереализуемо. Однако практическая ценность работы [11], по мнению авторов, заключается в определении оптимальной структуры обработки, представленной на рис. 2, а также обобщения математического аппарата временных фильтров для включения пространственной обработки.

По результатам работы [11] и с учётом практических ограничений длины линии задержки интервалом $\tau \in [-L, L]$ (общая длина МЛЗ равна $2L+1$, где L – количество секций МЛЗ в одном направлении) оптимальный алгоритм ПВОС для условий помеховой многолучёвости описывается выражениями:

$$\hat{\lambda} = \max_{\lambda}^{-1} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{t=1}^T \eta_t s_t^*(\lambda) \right\}; \quad (1)$$

$$\eta_t = \hat{\mathbf{H}}^* \zeta_t;$$

$$\zeta_t = \sum_{\tau=-L}^L Q_{\tau}^* \xi_{t-\tau},$$

где λ – информационный параметр сигнала $s_t(\lambda)$; η_t – результат фокусировки на сигнал с использованием оценки вектора фокусировки $\hat{\mathbf{H}}$; ζ_t – векторный выход пространственно-временного компенсатора помех с матричной импульсной характеристикой Q_{τ} ; ξ_t – вектор наблюдений выходов антенной решётки; символ $*$ обозначает Эрмитово сопряжение.

В [5–6, 11–12] неоднократно отмечалось, что разделение обработки на компенсирующую и фокусирующую составляющие имеет преимущество, связанное с необходимостью

одновременного приёма множества сигналов ГНСС. Приём нескольких полезных сигналов с различных направлений требует только размножения блоков фокусировки, тогда как первый, наиболее сложный, блок многоканальной компенсации помех оказывается общим для всех сигналов.

Способ получения импульсной характеристики Q_{τ} на основе эмпирически оцениваемой корреляционной функции K_{τ} на ограниченном интервале $\tau \in [-L, L]$ в [11] не представлен и является предметом исследований данной статьи. Задача заключается в поиске такого значения Q_{τ} , при котором обеспечивается эффективное подавление помех и не смещаются оценки информационных параметров сигнала.

Условия несмещённости фазы и сигнального времени. Проблема смещения фазы и сигнального времени полезных сигналов ГНСС в алгоритмах ПВОС для высокоточных терминалов имеет особую важность и теоретическую самостоятельность и рассмотрена в работе [12].

В рамках описанной выше структуры оптимальной обработки преобразование полезного сигнала имеет следующий вид:

$$\tilde{s}_t = \sum_{\tau=-L}^L [\hat{\mathbf{H}}^* Q_{\tau}^* \mathbf{H}] s_{t-\tau} = \sum_{\tau=-L}^L h_{\tau} s_{t-\tau}, \quad (2)$$

где h_{τ} – импульсная характеристика «сигнального» фильтра.

Для классических фильтров во временной области требования несмещённости состоят в эрмитовой симметричности импульсной характеристики фильтра. В работе [9] показано, что при условии точной фокусировки на полезный сигнал $\hat{\mathbf{H}} \equiv \mathbf{H}$, эрмитова симметричность «сигнального» фильтра обеспечивается эрмитовой симметрией матричной импульсной характеристики:

$$Q(\tau) = Q^*(-\tau).$$

Также отметим, что следствием приведённого условия несмещённости является необходимость компенсации помехи на среднем (по задержке) выходе МЛЗ, что обеспечивается рассмотрением симметричного интервала МЛЗ $\tau \in [-L, L]$.

Традиционное винеровское решение задачи. Для получения импульсной характеристики Q_{τ} естественно воспользоваться широко известными результатами теории классических фильтров Винера (или Винера–Хопфа), оптимальных по критерию минимума дисперсии погрешности.

Совокупность наблюдений ξ_t и импульсной характеристики Q_{τ}

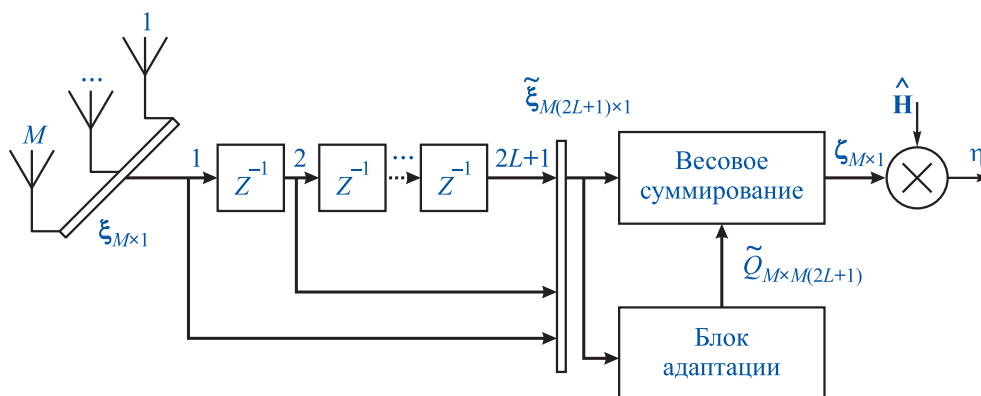


Рис. 2. Структура оптимального пространственно-временного фильтра с фокусировкой:
 Z^{-1} – дискретная задержка на один период частоты дискретизации

Fig. 2. Structure of the optimal spatiotemporal filter with focusing:
 Z^{-1} – discrete delay of one period of the sampling frequency

удобно записать в блочно-векторном виде. Блочный вектор с блоками размерности $M \times 1$ и $M \times M$ соответственно:

$$\tilde{\xi}_t = [\xi_{t+L} \dots \xi_{t+1} \xi_t \xi_{t-1} \dots \xi_{t-L}]^T - (2L+1) \times 1;$$

$$\tilde{Q}_t = [Q_{-L} \dots Q_0 \dots Q_L]^T - (2L+1) \times 1.$$

Отсюда выход фильтра подавления помех (2) запишем как

$$\zeta_t = \tilde{Q}^* \tilde{\xi}_t. \quad (3)$$

Задача подавления помех заключается в определении импульсной характеристики $\tilde{Q}$, которая обеспечивает минимум дисперсии помехи в каждом канале. В постановке задачи к синтезу можно было бы требовать минимизации следа корреляционной матрицы векторного процесса ζ_t . Однако наиболее простое и общее решение задачи даёт принцип ортогональности [13], согласно которому выход оптимального фильтра-компенсатора должен быть ортогонален всем входам, кроме компенсируемого, и может быть описан выражением

$$M\{\zeta_t \tilde{\xi}_{t-\tau}^*\} = \begin{cases} 0_{M \times M}, & \tau \in [-L, -1] \cup [1, L]; \\ I_{M \times M}, & \tau = 0, \end{cases} \quad (4)$$

которое в блочно-матричной форме имеет вид:

$$M\{\zeta_t \tilde{\xi}_t^*\} = (0_{M \times LM} I_{M \times M} 0_{M \times LM}). \quad (5)$$

Путём подстановки (4) в (5) можно получить выражение для матричной импульсной характеристики $\tilde{Q}$, оптимальной по критерию минимизации дисперсии помехи (по максимальному уровню подавления):

$$M\{\tilde{Q}^* \tilde{\xi}_t \tilde{\xi}_t^*\} = \tilde{Q}^* R = (0_{M \times LM} I_{M \times M} 0_{M \times LM}),$$

$$\tilde{Q} = (0_{M \times LM} I_{M \times M} 0_{M \times LM}) R^{-1} = (R^{-1})_{(L)}. \quad (6)$$

Выражение (5) показывает, что импульсная характеристика ПФ оптимального подавления помехи равна средней блочной строке матрицы $(L$ -й из $2L+1$), обратной корреляционной матрице $R = M\{\tilde{\xi}_t \tilde{\xi}_t^*\}$.

Для исследования точности оценки информационных параметров полезного сигнала при использовании ПФ с импульсной характеристикой (5) проведено статистическое моделирование, в котором параметры сигнально-помеховой обстановки являются случайными величинами. Основные результаты моделирования в виде функций распределения оценок фазы, задержки и отношения сигнал-шум (ОСШ) будут представлены далее. Здесь ограничимся рассмотрением вида характеристики группового времени запаздывания сигнального фильтра (2) для нескольких помеховых обстановок. В высокоточных приёмниках ГНСС неравномерность группового времени запаздывания всегда является строго контролируемой величиной.

На рис. 3 представлены кривые частотной зависимости группового времени запаздывания для четырёх случайных сигнально-помеховых обстановок, статистические параметры которых будут приведены далее. Для понимания условий моделирования в табл. 2 даны параметры сигнально-помеховой обстановки № 4: J/N – отношение мощности помехи J к мощности шума N ; φ , θ – соответственно азимут и угол места направления приёма (для полезного сигнала $\varphi = 19,9^\circ$, $\theta = 88,8^\circ$).

Анализ рис. 3 показывает, что сигнальный фильтр (3) имеет случайные характеристики группового времени запаздывания, зависящие от параметров сигнально-помеховой обстановки. При этом смещение информационных параметров сигнала будет происходить не только в результате изменения сигнально-помеховой обстановки, но и при значительной неравномерности группового времени запаздывания.

Главный вывод из этого исследования – определение импульсной характеристики ПФ оптимального подавления помех только по стандартному критерию минимизации дисперсии помехи непригодно для высокоточных приложений.

Синтез алгоритма подавления помех без смещений радионавигационных параметров сигнала. Проведём синтез ПФ, оптимального по критерию максимального подавления помехи, но ограничиваясь классом эрмитово-симметричных фильтров. Задача относится к винеровской фильтрации с ограничениями и формулируется следующим образом.

Таблица 2

Параметры сигнально-помеховой обстановки № 4

Параметр	Номер отражения		
	1	2	3
Помеха 1 ($J/N = 45,2$ дБ, $\varphi = 272,5^\circ$, $\theta = -16,0^\circ$)			
Задержка отражения, м	4,4	1,3	4,4
Уровень отражения, дБн	-5,8	-11,5	-5,4
Направление отражения: $\varphi, ^\circ$ $\theta, ^\circ$	244,2 -6,4	234,4 6,4	134,4 -28,0
Помеха 2 ($J/N = 45,2$ дБ, $\varphi = 147,1^\circ$, $\theta = 14,5^\circ$)			
Задержка отражения, м	13,4	10,6	10,2
Уровень отражения, дБн	-7,6	-10,9	-15,5
Направление отражения: $\varphi, ^\circ$ $\theta, ^\circ$	134,4 -28,0	356,3 0,1	190,7 9,2
Помеха 3 ($J/N = 45,2$ дБ, $\varphi = 308,7^\circ$, $\theta = -5,7^\circ$)			
Задержка отражения, м	4,3	3,4	13,0
Уровень отражения, дБн	-13,8	-12,3	-13,7
Направление отражения: $\varphi, ^\circ$ $\theta, ^\circ$	171,9 -20,7	147,6 -9,6	218,5 2,9

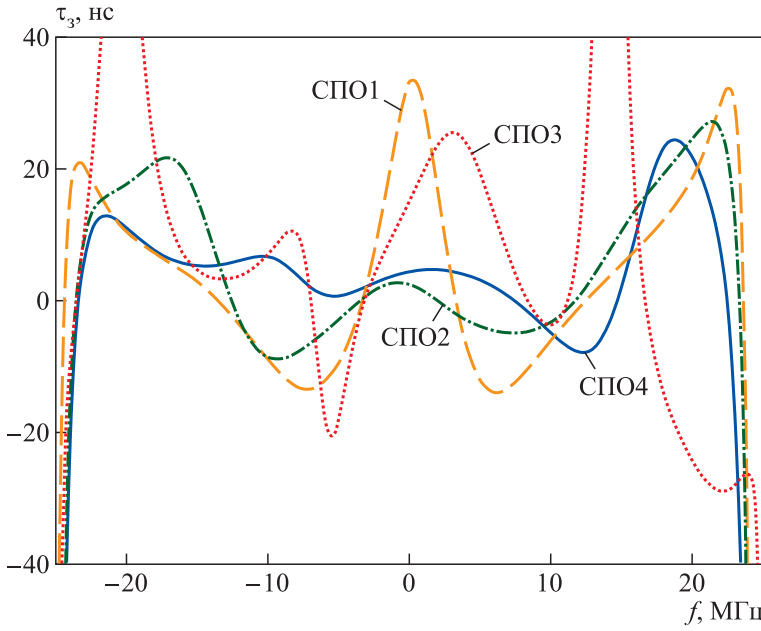


Рис. 3. Частотная зависимость группового времени τ_g запаздывания ПФФ для четырёх случайных сигнально-помеховых обстановок – СПО1, СПО2, СПО3, СПО4

Fig. 3. Spatiotemporal filter group delay τ_g frequency dependence for four different signal-jamming scenarios (SGS) – SGS1, SGS2, SGS3, SGS4

Требуется найти эрмитово-симметричную блочную $(2L+1) \times 1$ импульсную характеристику $\tilde{Q} = \{Q_\tau, \tau = -L:L\}$, элементами которой являются $M \times M$ -матрицы, минимизирующую дисперсию помехи на выходе $(2L+1) \times 1$ матричного фильтра:

$$\hat{Q} = \min_{\tilde{Q}}^{-1} \text{tr} \{ \tilde{\xi}_t \tilde{\xi}_t^* \} = \min_{\tilde{Q}}^{-1} \sum_{k=-L}^L \sum_{p=-L}^L \text{tr} \{ Q_k^* \tilde{\xi}_{t-k} \tilde{\xi}_{t-p}^* Q_p \}. \quad (7)$$

Для гарантии эрмитовой симметричности представим Q_τ суммой вещественной $X_\tau = \text{Re}\{Q_\tau\}$ и мнимой $Y_\tau = \text{Im}\{Q_\tau\}$ частей, причём заданных только для положительных значений τ в диапазоне $0:L$ (для отводов фильтра с неотрицательными номерами). При этом

$$\left. \begin{aligned} Q_\tau &= X_\tau + jY_\tau; \\ Q_{-\tau} &= X_\tau^T - jY_\tau^T. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Такое представление позволяет выразить $(2L+1)M^2$ комплексных параметров, задающих $\tilde{Q}$, через $(2L+1)M^2$ вещественных параметров, т. е. примерно вдвое уменьшить размерность задачи.

Технической тонкостью, существенно усложняющей выкладки, является невозможность связать матрицы X_τ^T и Y_τ^T , представляющие $\tilde{Q}$ при отрицательных τ , с матрицами X_τ и Y_τ с помощью линейного преобразования в M -мерном пространстве, несмотря на очевидную связь элементов матриц при транспонировании. В то же время, если

ввести $M^2 \times 1$ -вектор $\text{vec}\{X_\tau\}$, составленный из столбцов матрицы X_τ , то $\text{vec}\{X_\tau\}$ и соответствующий вектор $\text{vec}\{X_\tau^T\}$ связаны известной $M^2 \times M^2$ -матрицей перестановок T , все элементы которой равны нулю, кроме одного элемента в каждой строке, равного единице:

$$\text{vec}\{X_\tau^T\} = T \cdot \text{vec}\{X_\tau\}.$$

Аналогично можно записать Y_τ .

Используя указанный приём векторизации запишем

$$\text{vec}\{Q_\tau\} = A_\tau Z_\tau, \quad (9)$$

где A_τ , Z_τ – матрица и вектор соответственно размерностью $M^2 \times 2M^2$ и $2M^2 \times 1$, определяемые как

$$A_\tau = \begin{cases} (I & jI), \tau \in [0, L], \\ (T & -jT), \tau \in [-L, -1], \end{cases}$$

$$Z_\tau = \begin{pmatrix} \text{vec}\{X_\tau\} \\ \text{vec}\{Y_\tau\} \end{pmatrix}, \quad \tau \in [0, L], \quad Z_{-\tau} = Z_\tau. \quad (10)$$

Кроме того, из известных в математике соотношений следует, что элементы суммы в (10) можно представить в виде

$$\text{tr} \{ Q_k^* \tilde{\xi}_{t-k} \tilde{\xi}_{t-p}^* Q_p \} = \text{vec}\{Q_k^*\}^T (I \otimes R_{p-k}) \text{vec}\{Q_p\}, \quad (11)$$

где $I \otimes R_{p-k}$ – кронекерово произведение матрицы; I – единичная матрица $M \times M$.

Подстановка (9) в (11) даёт результирующее представление слагаемых (7):

$$\text{tr} \{ Q_k^* \tilde{\xi}_{t-k} \tilde{\xi}_{t-p}^* Q_p \} = Z_k^T A_k^* (I \otimes R_{p-k}) A_p Z_p = Z_k^T N_{k,p} Z_p,$$

где

$$N_{k,p} = A_k^* (I \otimes R_{p-k}) A_p \quad (12)$$

является матрицей $2M^2 \times 2M^2$.

Выражение (7) в целом имеет вид:

$$\{\hat{Z}_\tau, \tau = -L:L\} = \min_{\{Z_\tau\}}^{-1} \left\{ \sum_{k=-L}^L \sum_{p=-L}^L Z_k^T N_{k,p} Z_p \right\}. \quad (13)$$

Двойную сумму в (13) удобно привести к канонической векторно-матричной форме, для чего требуется представить Z_τ единым блочным вектором $(2L+1) \times 1$, а $N_{k,p}$ – блочной матрицей $(2L+1) \times (2L+1)$. При этом для дополнительного уменьшения размерности задачи воспользуемся зеркальной зависимостью Z_τ от τ , т. е. $Z_\tau = Z_{-\tau}$.

Объединим $\mathbf{Z}_\tau$, $\tau \in [1, L]$, в вектор

$$\tilde{\mathbf{Z}} = [\mathbf{Z}_1^T \dots \mathbf{Z}_L^T]^T, \quad (14)$$

а зеркальную зависимость учтём с помощью матрицы отражения:

$$[\mathbf{Z}_{-L}^T \dots \mathbf{Z}_{-1}^T]^T = E \tilde{\mathbf{Z}},$$

где E – $L \times L$ -блочная матрица отражения с блоками размером $2M^2 \times 2M^2$, у которой блоки на кросс-диагонали равны единичным матрицам, а остальные блоки нулевые. Тогда векторная запись $\{\mathbf{Z}_\tau, \tau = -L:L\}$ имеет вид

$$\{\mathbf{Z}_\tau, \tau = -L:L\} = \begin{bmatrix} E \tilde{\mathbf{Z}} \\ \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{L2M^2 \times 2M^2} & E_{L2M^2 \times L2M^2} \\ I_{2M^2 \times 2M^2} & 0_{2M^2 \times L2M^2} \\ 0_{L2M^2 \times 2M^2} & I_{L2M^2 \times L2M^2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix},$$

а задача (7) в канонической форме –

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Z}}_0 \\ \hat{\tilde{\mathbf{Z}}} \end{bmatrix} = \min_{\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix}}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0^T & \tilde{\mathbf{Z}}^T \end{bmatrix} (B^T \tilde{N} B) \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix} \right\}, \quad (15)$$

где $\tilde{N} = \{N_{k,p}, k, p \in [-L:L]\}$ – это $(2L+1) \times (2L+1)$ -блочная матрица с блоками $2M^2 \times 2M^2$ или $(2L+1)2M^2 \times (2L+1)2M^2$ -матрица.

Исходная квадратичная форма – действительная, а не комплексная величина. Это позволяет записать (15) в виде

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{Z}}_0 \\ \hat{\tilde{\mathbf{Z}}} \end{bmatrix} = \min_{\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix}}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0^T & \tilde{\mathbf{Z}}^T \end{bmatrix} (B^T \text{Re}\{\tilde{N}\} B) \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix} \right\}. \quad (16)$$

Используем полученное решение (6) для минимизации квадратичной формы (16):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_0 \\ \tilde{\mathbf{Z}} \end{bmatrix} = [B^T \text{Re}\{\tilde{N}\} B]_{(1)}^{-1}, \quad (17)$$

т. е. первый столбец обратной матрицы, которому в результате замены переменных соответствует средний выход МЛЗ.

Результирующий алгоритм определения импульсной характеристики неискажающего ПВФ следует из (17) путём преобразования корреляционной матрицы R в матрицу N (12) и преобразования $\tilde{\mathbf{Z}}$ в $\mathbf{Q}_\tau$ с помощью (14), (10) и (8).

Характеристики точности и помехоустойчивости алгоритмов ПВОС. Исследование стабильности фазы сигнала и сигнального времени, а также ОСШ выполнено для следующих алгоритмов ПВОС:

пространственно-временной АКП, определяемый выражениями (1), (2), (5), при условии использования вектора фокусировки вида $\hat{\mathbf{H}} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$;

оптимальный по Винеру ПВФ, определяемый выражениями (1), (2), (5), при условии точной фокусировки на полезный сигнал $\hat{\mathbf{H}} \equiv \mathbf{H}$;

неискажающий симметричный ПВФ, определяемый выражениями (1), (2), (16), при условии точной фокусировки на полезный сигнал $\hat{\mathbf{H}} \equiv \mathbf{H}$.

Характеристики приёма сигналов ГНСС зависят не только от выбранного алгоритма обработки, но и от случайных параметров сигнально-помеховой обстановки, которыми являются направления на космические аппараты, на источники помех, положения и интенсивность блестящих точек отражателей помех. В целом это составляет десятки параметров, так что исследование зависимости характеристик приёма как функций от этих параметров практически невозможно, да и нецелесообразно. Единственным практически приемлемым в этом случае методом исследования становится математическое моделирование с перебором случайных сигнально-помеховых обстановок и статистическая обработка результатов.

Условия моделирования. Для моделирования используем четырёхэлементную антенную решётку с расположением элементов по углам квадрата со стороной $\lambda/2$. Элементы антенной решётки лежат в горизонтальной плоскости. Задаем зависимость коэффициента усиления антенных элементов от угла места в виде кардиоиды $(1 + \sin\theta)/\sqrt{2}$, что примерно соответствует диаграммам направленности популярных микрополосковых антенн. Соответственно, коэффициент усиления в зенитном направлении составляет 3 дБи, в горизонте равен –3 дБи, при угле места -30° составляет –9 дБи.

Направления на помехи и переотражения выбираются случайными с равномерным распределением из сектора $-30^\circ \dots +15^\circ$ по углу места. Сигналы принимаются из верхней полусферы в области $10^\circ \dots 90^\circ$.

Максимальное число помех выбрано равным 3, что является пределом работоспособности для четырёхэлементной антенной решётки. Помехи имеют прямоугольный спектр шириной 50 МГц и являются равномошными, их суммарная мощность в точке приёма на 50 дБ выше уровня внутреннего шума.

Каждый источник помехи порождает по три случайных переотражения. Отражения имеют случайную фазу, случайную задержку относительно прямого луча помехи (разность хода) в диапазоне 0...15 м, случайный уровень в диапазоне –5...–20 дБи.

При $L = 4$ соответственно МЛЗ имеет 9 отводов. Расстояние между отводами линии задержки равно шагу дискретизации. Частота дискретизации задана равной 50 МГц, что для комплексного представления процессов обеспечивает полосу анализа 50 МГц.

Оценка фазы и сигнального времени осуществляется для полезного сигнала с корреляционной функцией сигнала ГЛОНАСС с открытым доступом. В полосе анализа сигнал располагается на нулевой частоте.

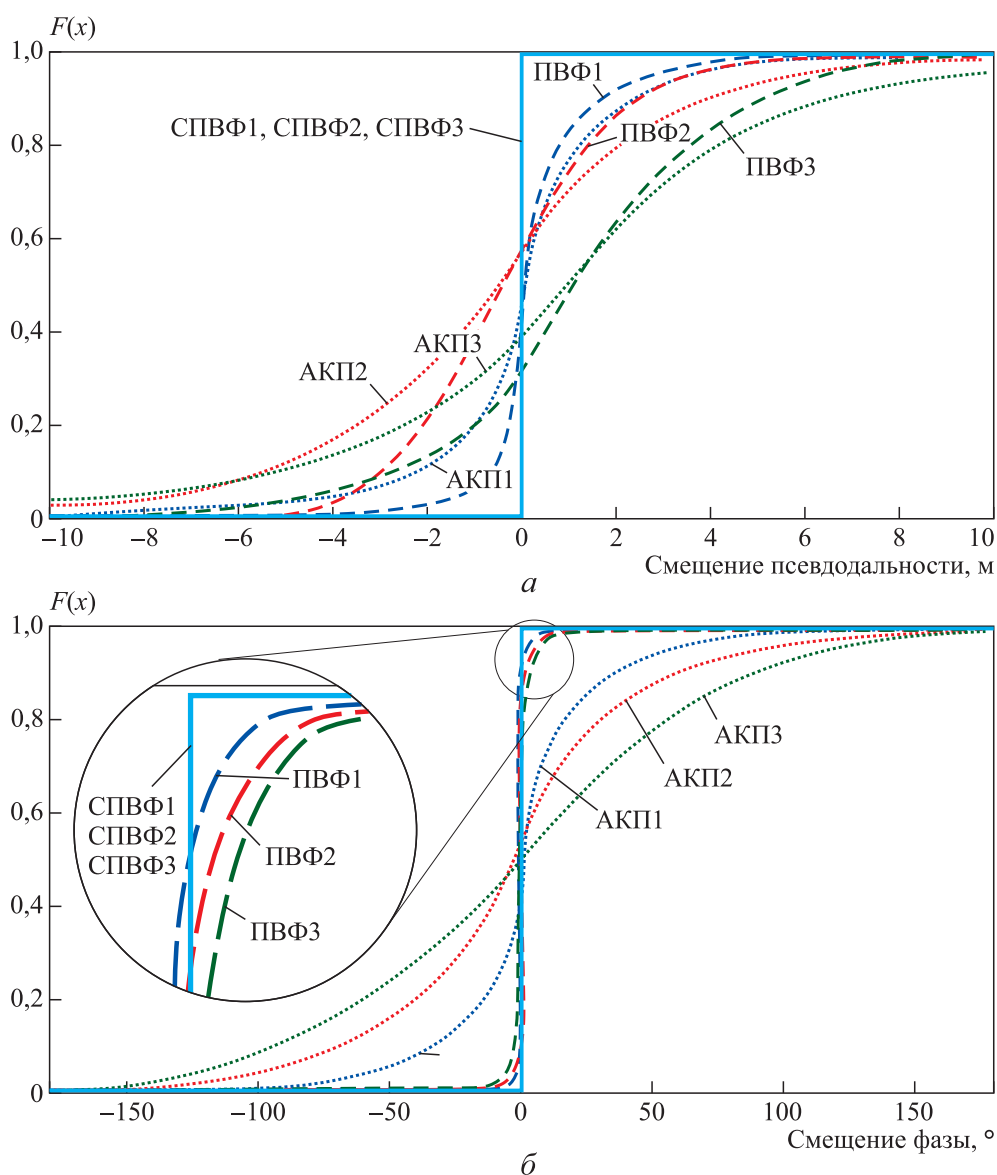


Рис. 4. Функции распределения $F(x)$ смещений псевдодальности (а) и фазы (б): ПВФ1, ПВФ2, ПВФ3 – пространственно-временной фильтр; СПВФ1, СПВФ2, СПВФ3 – симметричный пространственно-временной фильтр; АКП1, АКП2, АКП3 – антенные компенсаторы помех; цифры обозначают количество воздействующих помех

Fig. 4. The distribution function of the pseudo range offsets (a) and phase shift (b): SPF1, SPF2, SPF3 – spatiotemporal filter; SSPF1, SSPF2, SSPF3 – symmetric spatiotemporal filter; AJC1, AJC2, AJC3 – antenna jammers compensator; digit means number of jammers

Расчёт пространственно-временной корреляционной матрицы R на основе геометрически заданных параметров помеховой обстановки с многолучевостью и конфигурации антенной решётки проводится согласно методу, представленному в работе Харисова В. Н., Павлова В. С. (Харисов В. Н., Павлов В. С. Преимущества пространственно-временного компенсатора помех ГНСС в условиях помеховой многолучевости [сайт]. URL: <http://www.gk-nap.ru/images/stories/Foto/14-19.09.2015/14.pdf>).

Результаты статистического исследования смещений оценки сигнального времени (псевдодальности) и фазы

представлены на рис. 4 в виде семейства функций распределения смещений псевдодальности и фазы в случайных сигнально-помеховых обстановках при фиксированном числе помех.

Основной результат моделирования заключается в том, что функции распределения погрешностей псевдодальности и смещений фазы в симметричном ПВФ при любой сигнально-помеховой обстановке имеют ступенчатый вид, что свидетельствует о полном отсутствии искажений. При этом АКП и оптимальный по Винеру ПВФ смещают оценки псевдодальности, а также демонстрируют закономерное увеличение искажений при усложнении сигнально-помеховой обстановки (увеличении числа помех).

Следует обратить внимание, что смещение оценки фазы в оптимальном по Винеру ПВФ незначительно, что достигается за счёт точной фокусировки на сигналы ГНСС. Однако практическая польза этого эффекта для улучшения точности определения координат отсутствует из-за сильных смещений сигнального времени.

На рис. 5 представлены функции распределения ОСШ. На графиках уровень ОСШ 0 дБ соответствует приёму навигационного сигнала на один антенный элемент без помех. Критическое ОСШ определяется запасом собственной помехоустойчивости приёмника ГНСС (запасом приёмника по чувствительности). Например, запас помехоустойчивости в 10...15 дБ, имеющийся у большинства современных приёмников ГНСС, соответствует уровню -15...-10 дБ на кривых распределения ОСШ.

В первую очередь на рис. 5 следует отметить, что кривые для оптимального по Винеру ПВФ и симметричного ПВФ практически сливаются. Это означает, что требования к симметрии ПВФ практически не ухудшают помехоустойчивость.

При отсутствии помех (см. рис. 5) распределение обусловлено оговорённой ранее амплитудной диаграммой направленности элементов антенной решётки. Диапазон значений ОСШ для АКП составляет -4,6...0 дБ, а для

обоих ПВФ за счёт фокусировки на 6 дБ выше – в интервале 1,4...6 дБ.

С увеличением числа помех диапазон возможных значений ОСШ радикально увеличивается за счёт нескольких эффектов:

глубоко отрицательные значения ОСШ получаются, когда помеха не может быть полностью подавлена и когда в направлении полезного сигнала сформировался ложный ноль диаграммы направленности;

положительные значения ОСШ формируются при полном подавлении помех и удачной фокусировке диаграммы направленности.

Также анализ кривых показывает, что при отсутствии помех или при их малом числе ПВФ имеет преимущество над АКП за счёт фокусировки, однако при критическом числе помех их характеристики практически идентичны.

Закключение. Проведённые исследования позволили получить новый алгоритм ПВОС для реализации в цифровых антенных решётках высокоточных терминалов ГНСС, который гарантирует несмещённости фазы и сигнального времени в абсолютно любой сигнально-помеховой обстановке, включая наиболее сложные обстановки с помеховой многолучёвостью. Новый алгоритм практически не уступает в помехоустойчивости классическим алгоритмам винеровской фильтрации, которые являются оптимальными по критерию наилучшего подавления помехи.

Несмещенность фазы и сигнального времени обеспечивает сохранение точности определения абсолютных и относительных координат потребителей при использовании услуг функционального дополнения ГЛОНАСС.

Список литературы

1. Coffed J., *The Threat of GPS Jamming. The Risk to an Information Utility*, Harris Corporation, 2013, 13 p.
2. Карутин С. Н. Система ГЛОНАСС – текущее состояние и перспективы развития // Тезисы докладов научно-технической конференции «Навигация по гравитационному полю Земли и ее метрологическое обеспечение», 14–15 февраля 2017 г. Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ», 2017. С. 5–7.
3. Портер М. Конкурентная стратегия: Методика анализа отраслей и конкурентов / Пер. с англ. М.: Альпина Паблишер, 2017. 453 с.
4. Ефименко В. С., Харисов В. Н., Медведев П. В. Влияние многолучевого распространения помех на качество их подавления // Радиотехника. 2005. № 7. С. 62–67.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

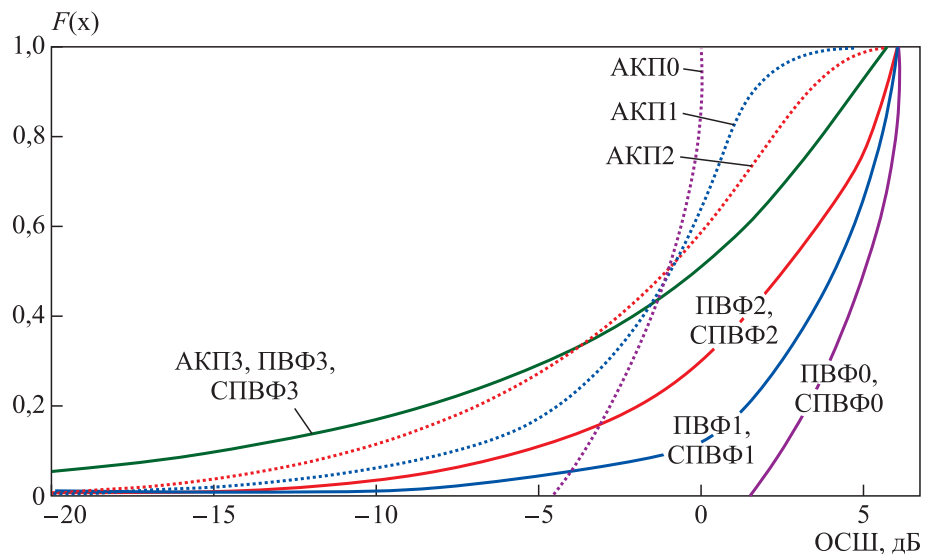


Рис. 5. Функции распределения $F(x)$ ОСШ:

ПВФ0, ПВФ1, ПВФ2, ПВФ3 – пространственно-временной фильтр; СПВФ0, СПВФ1, СПВФ2, СПВФ3 – симметричный пространственно-временной фильтр; АКП0, АКП1, АКП2, АКП3 – антенные компенсаторы помех; цифры обозначают количество воздействующих помех

Fig. 5. Signal-to-noise ratio distribution functions $F(x)$:

SPF0, SPF1, SPF2, SPF3 – spatiotemporal filter; SSPF0, SSPF1, SSPF2, SSPF3 – symmetric spatiotemporal filter; AJC0, AJC1, AJC2, AJC3 – antenna jammers compensator; digit means number of jammers

6. Ефименко В. С., Харисов В. Н. Адаптивные формирователи лучей для повышения помехоустойчивости приёмников СРНС // Радиотехника. 2008. № 7. С. 45–50.

7. Daneshmand S., Jahromi A., Broumandan A., Lachapelle G. *GNSS space-time interference mitigation and attitude determination in the presence of interference signals*, Proceedings of the 24th international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation (ION GNSS 2011), 20–23 September 2011, Portland, OR, pp. 1183–1192. DOI: 10.3390/s150612180

8. Psiaki M., O'Hanlon B. W., Powell S. P., Bhatti Jahshan, Wesson K. D., Humphreys T. E., Schofield A., *GNSS spoofing detection using two-antenna differential carrier phase*, Proceedings of the 27th international technical meeting of the satellite division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2014), 8–12 September 2014, Tampa, Florida, pp. 2776–2800. DOI: 10.15781/T24M91T03

9. Xu H., Cui X., Shen J., Lu M., *A Two-Step Beam-Forming Method Based on Carrier Phases for GNSS Adaptive Array Anti-Jamming*, Proceedings of the 2016 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, Monterey, California, January 2016, pp. 793–804. DOI: 10.33012/2016.13488

10. Dimc F., Bažec M., Borio D., Gioia C., Baldini G., and Basso M., *Journal of Institute of Navigation*, 2017, vol. 64, no. 1, pp. 93–109. DOI: 10.1002/navi.184

11. Ефименко В. С., Харисов В. Н., Павлов В. С. Оптимальные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов и их характеристики // Радиотехника. 2016. № 7. С. 113–120.

12. Карутин С. Н., Харисов В. Н., Павлов В. С. Оптимальные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов для высокоточных приложений // Радиотехника. 2018. № 9. С. 1–8. DOI: 10.18127/j00338486-201809-23

13. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 396 с.

References

1. Coffed J., *The Threat of GPS Jamming. The Risk to an Information Utility*, Harris Corporation, 2013, 13 p.

2. Karutin S. N., *Abstracts of scientific and technical conference "Navigation through the Earth's gravitational field and its metrological support"*, 14–15 february 2017, Mendeleevo, FSUE "VNIIFTRI" Publ., 2017, pp. 5–7.

3. Michael E. Porter, *Competitive Strategy: Techniques for Analyzing Industries and Competitors*, The free press, 1998.

4. Efimenko V. S., Kharisov V. N., Medvedev P. V., *Radio-engineering*, 2005, no. 7, pp. 62–67.

5. GLONASS. *Printsipy postroeniya i funktsionirovaniya*, ed. A. I. Perova, V. N. Kharisova, Moscow, Radiotekhnika, 2010, 800 p. (in Russian).

6. Efimenko V. S., Kharisov V. N., *Radioengineering*, 2008, no. 7, pp. 45–50.

7. Daneshmand S., Jahromi A., Broumandan A., Lachapelle G. *GNSS space-time interference mitigation and attitude determination in the presence of interference signals*, Proceedings

of the 24th international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation (ION GNSS 2011), 20–23 September 2011, Portland, OR, pp. 1183–1192. DOI: 10.3390/s150612180

8. Psiaki M., O'Hanlon B. W., Powell S. P., Bhatti Jahshan, Wesson K. D., Humphreys T. E., Schofield A., *GNSS spoofing detection using two-antenna differential carrier phase*, Proceedings of the 27th international technical meeting of the satellite division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2014), 8–12 September 2014, Tampa, Florida, pp. 2776–2800. DOI: 10.15781/T24M91T03

9. Xu H., Cui X., Shen J., Lu M., *A Two-Step Beam-Forming Method Based on Carrier Phases for GNSS Adaptive Array Anti-Jamming*, Proceedings of the 2016 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, Monterey, California, January 2016, pp. 793–804. DOI: 10.33012/2016.13488

10. Dimc F., Bažec M., Borio D., Gioia C., Baldini G., and Basso M., *Journal of Institute of Navigation*, 2017, vol. 64, no. 1, pp. 93–109. DOI: 10.1002/navi.184

11. Efimenko V. S., Kharisov V. N., Pavlov V. S., *Radioengineering*, 2016, no. 7, pp. 113–120.

12. Karutin S. N., Kharisov V. N., Pavlov V. S., *Radioengineering*, 2018, no. 9, pp. 131–139. DOI: 10.18127/j00338486-201809-23

13. Tikhonov V. I., Kharisov V. N., *Statisticheskii analiz i sintez radiotekhnicheskikh ustroystv i system*, Moscow, Goryachaya liniya – Telekom Publ., 2014, 396 p. (in Russian).

Дата поступления: 30.03.2020.

Дата принятия: 08.04.2020.

Synthesis of interference resistant spatiotemporal filter for navigation parameters high precision measurements using global navigation satellite systems

Sergey N. Karutin¹, Vladimir N. Kharisov², Vasily S. Pavlov²

¹JSC Research and Development Institute of Micro Devices-K, Moscow, Russian Federation, e-mail: karutin-sn@inav.space

²JSC VNIIR-Progress, Cheboksary, Russian Federation, e-mail: vhar@list.ru, vapavlov@abselectro.com

The article considers problems of modern global navigation satellite systems high-precision user terminals performance in jamming and spoofing environment. The solution to the low interference resistance problem is the use of digital antenna arrays with spatiotemporal signal processing algorithms. The well-known, most studied and brought to practice algorithms for the spatiotemporal signal processing are described, reasons that do not allow the use of these algorithms in global navigation satellite systems high-precision user terminals are given.

This article proposes a spatiotemporal signal processing algorithm based on a spatiotemporal filter of finite length with a special, theoretically justified requirement for the Hermitian symmetry of the matrix impulse response, which guarantees the absence of signal distortion in any interference environment. In this case, the spatiotemporal filter impulse response is calculated by the criterion of optimal interference suppression. The proposed spatiotemporal filter characteristics, as well as other spatiotemporal signal processing algorithms characteristics, were studied by mathematical simulation with random enumeration of interference environment parameters (directions to signals, to numerous interferences and their reflections, range of interference reflectors, reflection phases, interference and reflections levels, etc.). Simulation results are presented in the form of distribution functions of signal-to-noise ratios at the output of spatiotemporal signal processing algorithms and distribution functions of phase and signal time biases. The obtained dependencies confirm the absence of phase and signal time biases in the spatiotemporal filter in absolutely any interference environment with interfering multipath, while the spatiotemporal filter provides greater interference resistance than compensating spatiotemporal signal processing algorithms.

Key words: global navigation satellite systems (GNSS), interference resistance, accuracy, spatiotemporal processing, digital antenna array, absence of signal time and phase bias.