

# СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ И АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЛИНЕЙНЫМИ ОГРАНИЧЕНИЯМИ В НАЗЕМНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКАХ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-9-4-17

Manuscript received 07 June 2026;

Accepted 12 August 2026

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ "Курчатовский институт"

**Джиган Виктор Иванович,**  
Национальный исследовательский центр "Курчатовский институт",  
Национальный исследовательский университет "Московский  
институт электронной техники", Москва, Россия,  
[dzhigan\\_vi@nrcki.ru](mailto:dzhigan_vi@nrcki.ru)

**Ключевые слова:** Адаптивная антенная решётка, компенсатор помех, линейные ограничения, рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов, глобальные навигационные спутниковые системы, коэффициент усиления шума, коэффициент подавления помех, карты отношения сигнал-шум

Современные радиосистемы различного назначения часто функционируют в условиях помех, обусловленных другими радиосистемами, работающими в том же диапазоне радиочастот. Выделение полезного сигнала из помех путём частотной фильтрации в этом случае неэффективно, а кодовое разделение сигналов возможно, лишь если полезный сигнал обладает специальной структурой. Более универсальным способом борьбы с помехами является их пространственная фильтрация, если в качестве антенны радиосистемы используется адаптивная антенная решётка (ААР). Подавление помех с помощью ААР осуществляется путем образования провалов в её диаграмме направленности в направлениях на источники помех. Эти провалы определяются значениями весовых коэффициентов ААР, вычисляемых с помощью адаптивных алгоритмов в реальном масштабе времени. В работе рассмотрены особенности архитектур и вычислительных процедур двух разновидностей ААР: в виде компенсатора помех и с линейными ограничениями, – при их использовании в качестве антенн наземных радиоприёмников глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Представленные вычислительные процедуры используют рекурсивные алгоритмы адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов на базе QR-разложения без операций извлечения квадратного корня. Моделированием ААР в одинаковых условиях работы установлено, что компенсатор помех демонстрирует в среднем лучшие показатели качества в терминах меньшего коэффициента усиления шума на выходе ААР, большего коэффициента подавления помех, а также большей доли направлений, в которых возможен приём спутниковых сигналов в установившемся режиме относительно всех направлений, окружающих ААР. Эти характеристики заметно различаются в рассматриваемых ААР, если число источников подавляемых помех меньше максимального числа помех, которое может подавить ААР. Рассмотренные ААР могут быть использованы не только в радиоприёмниках ГНСС, но и в других радиосистемах, где принимаемые радиосигналы скрыты шумами.

## Информация об авторе:

**Джиган Виктор Иванович,** доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Отдела методологии проектирования интегральных схем Отделения проблем проектирования в микроэлектронике Центра перспективной микроэлектроники Национального исследовательского центра "Курчатовский институт", профессор Института микровприборов и систем управления им. Л.Н. Преснухина Национального исследовательского университета "Московский институт электронной техники", Москва, Россия. ORCID 0000-0001-7485-1623

## Для цитирования:

Джиган В.И. Сравнительный анализ эффективности компенсатора помех и адаптивной антенной решётки с линейными ограничениями в наземных навигационных приёмниках // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №9. С. 4-17.

## For citation:

V.I. Djigan, "Comparative analysis of interference canceller and linearly-constrained adaptive antenna array efficiency in ground-based navigation receivers," T-Comm, 2026, vol. 20, no. 9, pp. 4-17. (in Russian)

## Введение

Радиосистемы различного назначения сегодня широко используются в повседневной деятельности современного человека. Ярким примером является массовый переход от проводной телефонной связи и проводного интернета к их беспроводным аналогам. Все чаще используются беспроводные датчики потребления электроэнергии, воды и тепла. Часто применяется и беспилотный транспорт. Также часто применяется непрерывное дистанционное наблюдение за текущим состоянием здоровья пациентов, страдающих специфическими заболеваниями. Все это лишь некоторые примеры использования беспроводных технологий передачи и приёма данных в бытовых приложениях, наряду с которыми, по-прежнему, существуют и активно эксплуатируются радиосистемы специального назначения, такие как радио- и телевидение, радиоуправление, радиолокация, радионавигация и радиосвязь. Сегодня полосы частот сигналов разных радиосистем часто пересекаются, так как частотный ресурс ограничен. Поэтому такие системы являются источниками помех друг-другу.

Существует несколько способов выделения полезного сигнала из его смеси с помехами, базирующихся на методах цифровой обработки сигналов (ЦОС). Простейшим из них является фильтрация сигналов по частоте. Однако, если полосы частот полезного сигнала и помех пересекаются, то такая фильтрация в большинстве случаев становится неэффективной. Также возможно кодовое разделение полезных сигналов и помех. Однако не все полезные сигналы обладают структурными особенностями, позволяющими осуществлять такое разделение. И, наконец, разделение сигналов можно осуществлять путем их пространственной фильтрации с помощью антенных решеток (АР) [1, 2] в случае их использования в качестве антенн радиоприёмных устройств.

Пространственная фильтрация сигналов с помощью приёмной АР обеспечивается за счет того, что её амплитудно-угловая характеристика, называемая диаграммой направленности (ДН), является неравномерной. Её форма может быть фиксированной подобно амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) цифровых фильтров с фиксированными весовыми коэффициентами (ВК) [3, 4] или изменяться подобно АЧХ цифровых адаптивных фильтров с изменяемыми во времени ВК [5, 6].

Форма ДН АР определяется значениями её ВК. Если ВК изменяются в реальном масштабе времени, подстраивая ДН АР так, чтобы обеспечивать работу радиоприёмника в помеховой обстановке, то такая АР называется адаптивной (ААР) [7, 8]. ВК ААР рассчитываются с помощью различных адаптивных алгоритмов [5, 6] также в реальном масштабе времени.

Существует два основных класса адаптивных алгоритмов. Это алгоритмы, в основе которых находится градиентный поиск минимума некоторой целевой функции, например, функции ошибки, и алгоритмы, базирующиеся на решении системы линейных уравнений. Алгоритмы первого класса являются простыми с вычислительной точки зрения, но медленными с точки зрения скорости достижения установившегося режима. Наиболее эффективными адаптивными алгоритмами сегодня являются рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), принадлежащие ко второму классу. RLS-алгоритмы характеризуются сравнительно высокой вычислительной сложностью, которая,

однако, уже не является препятствием для их реализации на современной цифровой элементной базе [9, 10]. Одновременно эти алгоритмы характеризуются высокой скоростью сходимости, что позволяет им эффективно функционировать в условиях изменяющейся сигнальной обстановки. Такие алгоритмы уже используются в ряде приложений, например, в [11-13]. Под вычислительной сложностью алгоритмов ЦОС понимается число арифметических операций, требуемое для выполнения одной итерации алгоритма, длительность которой, как правило, совпадает с длительностью периода дискретизации обрабатываемых сигналов.

Для борьбы с сигналами пространственно-разнесённых источников помех в основном используются три разновидности ААР. Это компенсаторы боковых лепестков (Side-Lobe Canceller, SLC) [14], ААР с ограничением значений ДН в интересующих направлениях (Linearly Constrained, LC) [15], а также ААР, минимизирующие различные функции ошибок между выходным и так называемым требуемым сигналами [16].

Одним из востребованных приложений ААР сегодня является их использование в качестве антенн наземных радиоприёмников сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [17]. ААР обеспечивает возможность определения координат такого радиоприёмника в помеховой обстановке, в том числе при наличии преднамеренных помех. Особенностью функционирования ААР в этом приложении является то обстоятельство, что отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе приёмника сигналов ГНСС при расположении навигационного спутника в зените оценивается на уровне  $-20$  дБ, а в других направлениях оно еще меньше.

Это означает, что сигнал со спутника скрыт шумами, а потому в ААР адаптивный алгоритм с требуемым сигналом использовать нельзя несмотря на то, что этот сигнал известен – это псевдослучайная последовательность (ПСП) [18], например, код Голда в случае ГНСС Global Positioning System, GPS [17]), посредством которой данные со спутника передаются на Землю. Кроме того, для решения навигационной задачи требуется принимать сигналы от нескольких спутников одновременно, а потому использовать лишь один требуемый сигнал не представляется возможным.

Решение [16], позволяющее использовать требуемый сигнал в ААР приёмников сигналов ГНСС за счет предварительной корреляционной обработки этих сигналов, является эффективным, но одновременно и ресурсозатратным, так как требует построения многолучевой ААР, лучи которой ориентируются на каждый из видимых спутников, в части вычисления ВК и выходного сигнала для каждого луча, а также в части корреляторов, число которых равно произведению числа лучей на число антенн ААР.

Поэтому в качестве ААР наземных приёмников сигналов ГНСС обычно используются либо ААР в виде компенсатора помех на базе SLC, либо LC ААР. В [19] было показано, что обе разновидности ААР демонстрируют примерно одинаковые характеристики. Одной из таких характеристик является относительная величина, определяемая как доля направлений, в которых в установившемся режиме, т.е. по окончании переходного процесса, на выходе ААР обеспечивается отношение сигнал-шум плюс подавленные помехи (ОСПП) не хуже  $-20$  дБ относительно всех возможных направлений, образующих сферу, окружающую ААР. Здесь под шумом понимаются тепловые и другие шумы на выходах радиоприёмников каналов

ААР. Заключение об эффективности указанных двух разновидностей ААР было сделано по результатам их моделирования в условиях, когда число источников помех, сигналы которых можно подавить с помощью ААР, равно теоретически максимальному значению  $M-1$  [7], где  $M$  – это число антенн ААР. Однако дальнейшие исследования показали, что данный показатель эффективности, а также другие показатели, такие как коэффициент усиления шума и коэффициент подавления помех, этих двух разновидностей ААР все же различаются в ситуациях, когда число источников помех меньше значения  $M-1$ , что часто встречается на практике.

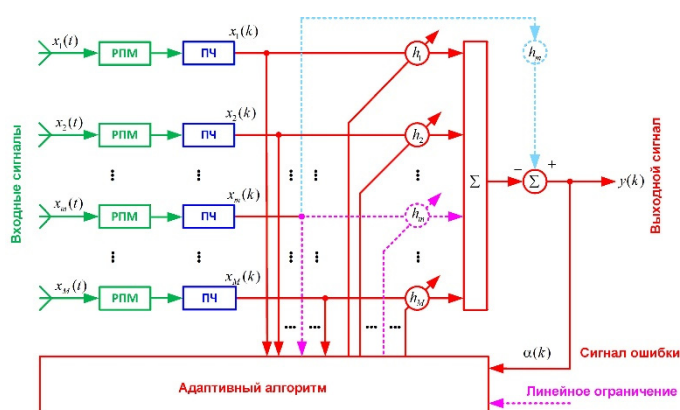


Рис. 1. Обобщенная архитектура компенсатора помех и LC ААР

Цель настоящей работы – путем моделирования сравнить характеристики компенсатора помех и LC ААР в различных помеховых обстановках: при разном числе помех и разных угловых расположениях их источников.

В работе приводятся архитектуры рассматриваемых ААР, их вычислительные процедуры на базе адаптивных RLS-алгоритмов, использующих QR-разложение без операций извлечения квадратного корня [5]. Также приводятся результаты численного моделирования, демонстрирующие характеристики этих ААР.

#### Архитектуры и вычислительные процедуры компенсатора помех и LC ААР

Обобщенная архитектура рассматриваемых в настоящей работе ААР приведена на рисунке 1. Здесь зеленым цветом обозначена аналоговая часть ААР, т.е. антенны и радиоприёмники (РПМ), осуществляющие приём, полосовую фильтрацию и усиление радиосигналов; а синим цветом – преобразователи частоты (ПЧ), которые преобразуют непрерывные во времени комплексные огибающие  $x_m(t)$  входных сигналов ААР в дискретные отсчеты  $x_m(k)$ . Здесь и далее,  $m = 1, 2, \dots, M$ ,  $t$  – это время, а  $k$  – номер отсчета. ПЧ могут быть аналоговыми или цифровыми. В последнем случае ПЧ строятся на принципах, используемых в программно-определяемом радио [20]. Остальная часть архитектуры, рис. 1, реализуется в цифровом виде и является цифровой АР (ЦАР) [21]. В ЦАР формирование отсчетов выходного сигнала  $y(k)$  осуществляется цифровым способом путём умножения комплексных отсчетов  $x_m(k)$  на комплексные ВК  $h_m(k)$  как

$$y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k),$$

где

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T$$

– это вектор отсчетов  $x_m(k)$ , а

$$\mathbf{h}_M(k) = [h_1(k), h_2(k), \dots, h_m(k), \dots, h_M(k)]^T$$

– вектор ВК ААР. Вычисление выходного сигнала и ВК ААР осуществляется в арифметике комплексных чисел, так как используемые в этих вычислениях сигналы  $x_m(t)$  и их дискретные отсчеты  $x_m(k)$  являются комплексными, поскольку характеризуются амплитудами и фазами [1, 2]. По этой же причине адаптивные алгоритмы, с помощью которых вычисляются ВК ААР, также реализуются в арифметике комплексных чисел.

Здесь и далее используются общепринятые векторные и матричные обозначения. Векторы обозначаются прямыми жирными строчными символами, а матрицы – прямыми жирными заглавными символами. Нижний индекс  $M$  в векторе обозначает число его элементов, а нижний индекс  $M$  в квадратной матрице – число её элементов, равное  $M \times M$ . Верхний индекс  $T$  обозначает операцию транспонирования вектора, а верхний индекс  $H$  – операцию эрмитова сопряжения вектора. Скалярные переменные, в том числе элементы векторов и матриц, обозначаются наклонными символами (соответственно строчными и заглавными), а операция их комплексного сопряжения обозначается верхним индексом  $*$ .

Если на рисунке 1 удалить элементы, обозначенные розовым цветом, то оставшаяся часть будет соответствовать компенсатору помех. Если же удалить элементы, обозначенные голубым цветом, то оставшаяся часть будет соответствовать LC ААР. Особенности этих двух архитектур заключаются в следующем.

SLC представляет собой устройство, в котором с помощью дополнительных антенн компенсируются сигналы помех, источники которых расположены в направлениях боковых лепестков отдельной направленной антенны. В компенсаторе же помех в качестве такой антенны может быть использована одна из слабонаправленных антенн ААР. Остальные такие же антенны ААР используются как компенсационные. Значение ВК  $h_m(k)$  канала ААР с выделенной антенной не изменяется во времени, так как этот ВК не вычисляется с помощью адаптивного алгоритма, то есть всегда  $h_m(k) = h_m = 1$ .

Так как принимаемые со спутников сигналы, как уже отмечалось, скрыты шумами радиоприёмников ААР, то их наличие и число не влияют на работу компенсатора помех. Это позволяет в компенсаторе помех использовать сигнал  $x_m(k)$  канала с выделенной антенной в качестве требуемого сигнала  $d(k)$  адаптивного алгоритма. В качестве алгоритма, вычисляющего ВК компенсатора помех, можно использовать любой адаптивный алгоритм, минимизирующий квадратичную функцию ошибки

$$\alpha(k) = d(k) - \mathbf{h}_{M-1}^H(k-1) \mathbf{x}_{M-1}(k) = x_m(k) - \mathbf{h}_{M-1}^H(k-1) \mathbf{x}_{M-1}(k).$$

Сигнал  $\alpha(k)$  совпадает с выходным сигналом компенсатора помех  $y(k)$ , то есть в процессе вычисления ВК минимизируются все сигналы, принимаемые ААР, за исключением сигналов со спутников, так как они скрыты шумами, а потому на адаптивный процесс не влияют. Вектор ВК компенсатора помех  $\mathbf{h}_{M-1}(k)$  содержит  $M-1$  элементов. При его вычислении используется вектор  $\mathbf{x}_{M-1}(k)$ , содержащий все элементы вектора  $\mathbf{x}_M(k)$ , за исключением элемента  $x_M(k)$ .

Если число источников помех не превышает значения  $M-1$ , то, как и любая ААР [7], компенсатор помех может подавить эти помехи за счет формирования провалов в ДН в направлениях на их источники. Однако компенсатор помех не гарантирует никакого наперед заданного значения ДН в направлении на источник полезного сигнала (спутник), так как его ДН контролируется только в направлениях на источники помех, то есть в такой ДН не формируется основной луч в каком-либо наперед заданном направлении. В то же время, для решения навигационной задачи требуется одновременно принимать сигналы, как минимум, от четырех спутников, то есть из четырех направлений. Такой приём возможен и с помощью компенсатора помех, если уровни его ДН с учетом ДН антенн в направлениях на спутники таковы, что в установившемся режиме на его выходе для каждого из спутниковых сигналов обеспечивается ОСШП  $\geq -20$  дБ [17].

Это ОСШП, в первую очередь, обеспечивается для спутников, которые расположены в окрестности зенита. При прочих равных условиях принимаемые сигналы от этих спутников являются самыми мощными в силу кратчайшего расстояния от таких спутников до Земли. Обеспечить принудительную ориентацию луча ААР (основного лепестка ДН) можно за счет линейного ограничения на значение ДН в интересующем направлении, в данном случае в направлении зенита. Такое ограничение задается аналитически в алгоритме вычисления ВК LC ААР. Оно обеспечивается на каждой итерации этого алгоритма независимо от того, какие её ВК вычисляются в процессе подавления помех.

В LC ААР требуемый сигнал  $d(k) = 0$ , а потому сигнал ошибки  $\alpha(k)$ , минимизируемой в процессе адаптации, совпадает с выходным сигналом ААР

$$\alpha(k) = d(k) - y(k) = -\mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k).$$

Линейное ограничение задается как

$$\mathbf{c}_M^H \mathbf{h}_M(k) = |F_{\text{ант}}(\theta_c, \phi_c)| M = f,$$

где

$$\mathbf{c}_M = \left[ F_{\text{ант}}^{(1)}(\theta_c, \phi_c) e^{j\psi_1}, F_{\text{ант}}^{(2)}(\theta_c, \phi_c) e^{j\psi_2}, \dots, F_{\text{ант}}^{(m)}(\theta_c, \phi_c) e^{j\psi_m}, \dots, F_{\text{ант}}^{(M)}(\theta_c, \phi_c) e^{j\psi_M} \right]^T,$$

$F_{\text{ант}}^{(m)}(\theta_c, \phi_c)$  – это комплексные значения ДН антенн ААР в направлении ограничения, определяемого сферическими углами  $\theta_c$  и  $\phi_c$ , а  $\psi_m$  – пространственные набеги фаз относительно фазового центра ААР от источника сигнала, расположенного в дальней зоне в этом же направлении, до каждой из её антенн [1, 2]. В LC ААР вектор отсчетов входных сигналов  $\mathbf{x}_M(k)$  и вектор ВК  $\mathbf{h}_M(k)$  содержат по  $M$  элементов.

Ниже представлены вычислительные процедуры компенсатора помех и LC ААР для  $K$  итераций.

### Вычислительная процедура цифрового компенсатора помех

**Инициализация:**  $\mathbf{x}_M(k) = \mathbf{0}_M$ ,  $\mathbf{h}_{M-1}(0) = \mathbf{c}_{M-1}$ ,  $h_m(0) = 1$ ,

$$\bar{\mathbf{R}}_{M-1}^{-H}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}_{M-1}, \mathbf{K}_{M-1}^R(0) = \mathbf{I}_{M-1}$$

**For**  $k = 1, 2, \dots, K$

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T$$

$$y(k) = \alpha(k) = x_m(k) - \mathbf{h}_{M-1}^H(k-1) \mathbf{x}_{M-1}(k)$$

$$\bar{u}_{M-1,j}^{(j-1)*}(k) = 0, \quad 1 \leq j \leq M-1, \quad K_{M-1}^{B(0)}(k) = 1$$

**For**  $i = 1, 2, \dots, M-1$

$$\bar{a}_{M-1,i}(k) = \bar{\mathbf{R}}_{M-1}^{-H}(k-1) \left| \begin{matrix} \mathbf{x}_{M-1}(k) \\ i, 1:i \end{matrix} \right|_{1:i}$$

$$K_{M-1}^{B(i)}(k) = K_{M-1}^{B(i-1)}(k) + \lambda^{-1} K_{M-1,i}^R(k-1) \bar{a}_{M-1,i}^*(k) \bar{a}_{M-1,i}(k)$$

$$\bar{s}_{M-1,i}(k) = \lambda^{-1} K_{M-1,i}^R(k-1) \bar{a}_{M-1,i}^*(k) / K_{M-1}^{B(i)}(k)$$

$$\bar{c}_{M-1,i}(k) = K_{M-1}^{B(i-1)}(k) / K_{M-1}^{B(i)}(k)$$

**For**  $j = 1, 2, \dots, i$

$$\bar{R}_{M-1,ij}^{-H}(k) = \bar{R}_{M-1,ij}^{-H}(k-1) - \bar{a}_{M-1,i}(k) \bar{u}_{M-1,j}^{(i-1)*}(k)$$

$$\bar{u}_{M-1,j}^{(i)*}(k) = \bar{s}_{M-1,i}(k) \bar{R}_{M-1,ij}^{-H}(k-1) + \bar{c}_{M-1,i}(k) \bar{u}_{M-1,j}^{(i-1)*}(k)$$

**End for**  $j$

$$K_{M-1,i}^R(k) = \lambda^{-1} K_{M-1,i}^R(k-1) \bar{c}_{M-1,i}(k)$$

**End for**  $i$

$$\mathbf{g}_{M-1}(k) = \bar{\mathbf{u}}_{M-1}^{(M-1)}(k)$$

$$\mathbf{h}_{M-1}(k) = \mathbf{h}_{M-1}(k-1) + \mathbf{g}_{M-1}(k) \alpha^*(k)$$

**End**

### Вычислительная процедура цифровой LC ААР

**Инициализация:**  $\mathbf{0}_M$ ,  $\mathbf{q}_M(0) = \mathbf{c}_M [\mathbf{c}_M^H \mathbf{c}_M]^{-1}$ ,

$$\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{q}_M(0) f, \bar{\mathbf{R}}_M^{-H}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}_M, \mathbf{K}_M^R(0) = \mathbf{I}_M$$

**For**  $k = 1, 2, \dots, K$

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T$$

$$y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k)$$

$$\bar{u}_{M,j}^{(j-1)*}(k) = 0, \quad 1 \leq j \leq M, \quad K_M^{B(0)}(k) = 1$$

**For**  $i = 1, 2, \dots, M$

$$\bar{a}_{M,i}(k) = \bar{\mathbf{R}}_M^{-H}(k-1) \left| \begin{matrix} \mathbf{x}_M(k) \\ i, 1:i \end{matrix} \right|_{1:i}$$

$$K_M^{B(i)}(k) = K_M^{B(i-1)}(k) + \lambda^{-1} K_{M,i}^R(k-1) \bar{a}_{M,i}^*(k) \bar{a}_{M,i}(k)$$

$$\bar{s}_{M,i}(k) = \lambda^{-1} K_{M,i}^R(k-1) \bar{a}_{M,i}^*(k) / K_M^{B(i)}(k)$$

$$\bar{c}_{M,i}(k) = K_M^{B(i-1)}(k) / K_M^{B(i)}(k)$$

**For**  $j = 1, 2, \dots, i$

$$\bar{R}_{M,ij}^{-H}(k) = \bar{R}_{M,ij}^{-H}(k-1) - \bar{a}_{M,i}(k) \bar{u}_{M,j}^{(i-1)*}(k)$$

```


$$\bar{u}_{M,j}^{(i)*}(k) = \bar{s}_{M,i}(k) \bar{R}_{M,ij}^{-H}(k-1) + \bar{c}_{M,i}(k) \bar{u}_{M,j}^{(i-1)*}(k)$$

End for  $j$ 

$$K_{M,i}^R(k) = \lambda^{-1} K_{M,i}^R(k-1) \bar{c}_{M,i}(k)$$

End for  $i$ 

$$\mathbf{g}_M(k) = \bar{\mathbf{u}}_M^{(M)}(k)$$


$$\mathbf{v}(k) = \mathbf{c}_M^H \mathbf{g}_M(k)$$


$$\mathbf{v}^*(k) = \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{q}_M(k-1)$$


$$\mathbf{q}'_M(k) = \left[ \mathbf{q}_M(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{v}^*(k) \right] \left[ 1 + \frac{\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^*(k)}{1 - \mathbf{v}^* \mathbf{v}(k)} \right]$$


$$\mathbf{q}'_M(k) = \mathbf{q}'_M(k) + \mathbf{q}_M(0) \left[ 1 - \mathbf{c}_M^H \mathbf{q}'_M(k) \right]$$


$$\alpha(k) = -\mathbf{v}(k)$$


$$\mathbf{h}'_M(k) = \mathbf{h}_M(k-1) + \mathbf{g}_M(k) \alpha^*(k)$$


$$\mathbf{h}_M(k) = \mathbf{h}'_M(k) + \mathbf{q}_M(k) \left[ f - \mathbf{c}_M^H \mathbf{h}'_M(k) \right]$$

End

```

В данных ААР используются вычисления векторов коэффициентов Калмана  $\mathbf{g}_{M-1}(k)$  и  $\mathbf{g}_M(k)$  с помощью RLS-алгоритма на базе QR-разложения без операций извлечения квадратного корня. В LC ААР используется LC версия этого алгоритма. Детали таких алгоритмов приведены в [5].

Используя вычислительные процедуры рассматриваемых ААР, было проведено их сравнительное моделирование, результаты которого представлены в следующем разделе.

#### Моделирование SLC и LC ААР

В моделировании рассматривалась прямоугольная АР с числом антенн (каналов и ВК), равным  $M = 2 \times 4 = 8$ . Антенны ААР были одинаковые, но их ДН  $F_{\text{ант}}^{(m)}(\theta, \phi)$  слегка различались, что обусловлено взаимной связью между антеннами. В моделировании использовались таблицы значений ДН антенн, полученные с помощью средств электродинамического проектирования. Каждая из таблиц – это набор комплексных чисел, представляющих собою значения ненормированной ДН, рассчитанной в диапазоне сферических углов  $\theta = 0^\circ \dots 180^\circ$  и  $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$  с одинаковым дискретом  $1^\circ$ . Ширина ДН антенн по уровню  $-3$  дБ составляла примерно  $80^\circ$ , а их максимальное значение составляло  $|F_{\text{ант}}(\theta, \phi)|_{\text{max}} \approx 8.2$  дБ. ААР располагалась горизонтально, её луч в исходном состоянии ориентировался в направлении зенита  $\theta_0 = 0^\circ$ ,  $\phi_0 = 0^\circ$ . Это направление совпадало с направлением на источник полезного сигнала и с направлением ограничения ДН  $\theta_c$ ,  $\phi_c$  в LC ААР. Антенны располагались так, что их ДН также были ориентированы в направлении зенита. Использовалась ААР с эквидистантным размещением антенн на плоскости, с расстоянием между соседними антеннами, равным  $\lambda_0 / 2$ , где  $\lambda_0$  – это длина волны несущего колебания ГНСС GPS.

Полезный сигнал моделировался одной из ПСП Голда, используемых в ГНСС GPS [17]. Сигналы семи источников помех моделировались независимыми случайными последовательностями белого гауссового шума. Расположение источников этих помех в каждом из экспериментов было случайным в

диапазоне углов  $\theta = 90^\circ \dots 180^\circ$  и  $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$ , то есть при их расположении в нижней полусфере (под ААР). Такое расположение источников помех соответствует наиболее часто встречающимся на практике случаям. Мощности всех источников помех предполагались одинаковыми, с отношением сигнал/помеха, равным  $-70$  дБ.

Все сигналы моделировались аналогично [22]. Дискретный сигнал комплексной огибающей каждого из каналов ААР определялся как

$$x_m(k) = \sum_{l=1}^L \tilde{x}_m^{(l)}(k) = \sum_{l=1}^L F_{\text{ант}}^{(m)}(\theta^{(l)}, \phi^{(l)}) A^{(l)}(k) e^{j\psi_m^{(l)}},$$

где  $F_{\text{ант}}^{(m)}(\theta^{(l)}, \phi^{(l)})$  – это комплексное значение ДН  $m$ -й антенны в направлении  $l$ -го источника сигнала,  $A^{(l)}(k)$  – комплексная огибающая этого сигнала,  $\psi_m^{(l)}$  – пространственный набег фазы от  $l$ -го источника сигнала до  $m$ -й антенны относительно фазового центра ААР. Сигнал  $\tilde{x}_m^{(1)}(k)$  в этой сумме – это полезный сигнал, а сигналы  $\tilde{x}_m^{(l)}(k)$ ,  $l = 2, \dots, L$  – помехи, где  $L \leq M$ . Шумы радиоприёмников в каналах ААР моделировались независимыми последовательностями отсчетов белого гауссового шума с

$$\text{ОСШ} = \sigma_{\tilde{x}^{(1)}}^2 / \sigma_{\text{ш}}^2 = -20 \text{ дБ},$$

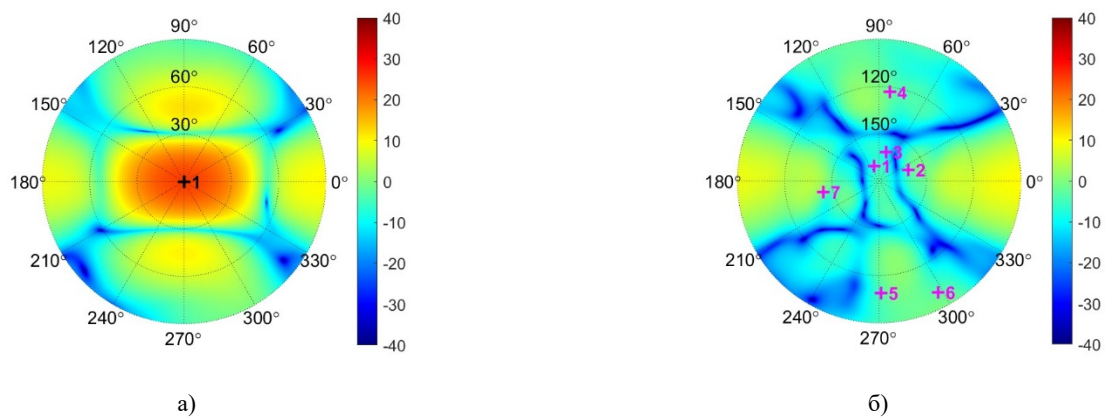
где  $\sigma_{\tilde{x}^{(1)}}^2$  – это дисперсия полезного сигнала, а  $\sigma_{\text{ш}}^2$  – дисперсия шумов в радиоприёмных каналах ААР. Результаты моделирования сравниваемых ААР приведены на рисунках ниже.

На рисунке 2 показана исходная 3D ДН ААР плоскости. Эта ДН одинаковая для обеих ААР. Такое отображение отдельно в верхней и отдельно в нижней полусферах, окружающих ААР, является удобным при анализе ДН антенн наземной аппаратуры ГНСС, так как источники принимаемых сигналов (спутники) всегда располагаются в верхней полусфере, а источники помех – в основном в нижней полусфере. Здесь угол  $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$  отсчитывается вдоль окружности, угол  $\theta = 0^\circ \dots 90^\circ$  – от центра окружности до её края в ДН для верхней полусферы, и угол  $\theta = 90^\circ \dots 180^\circ$  – от края окружности до её центра в ДН для нижней полусферы. Значения ДН обозначены цветом в соответствии с цветовой палитрой. Угловое расположение и номера источников принимаемых сигналов на рис. 2 обозначены цветными крестиками и цифрами: черным цветом для источников полезных сигналов и фиолетовым – для источников помех. Здесь приведен пример одного источника полезного сигнала, расположенного в направлении зенита (в верхней полусфере) и семи случайно расположенных источников помех в нижней полусфере. ААР с числом антенн  $M = 8$ , может подавить до  $M - 1 = 7$  помех [7].

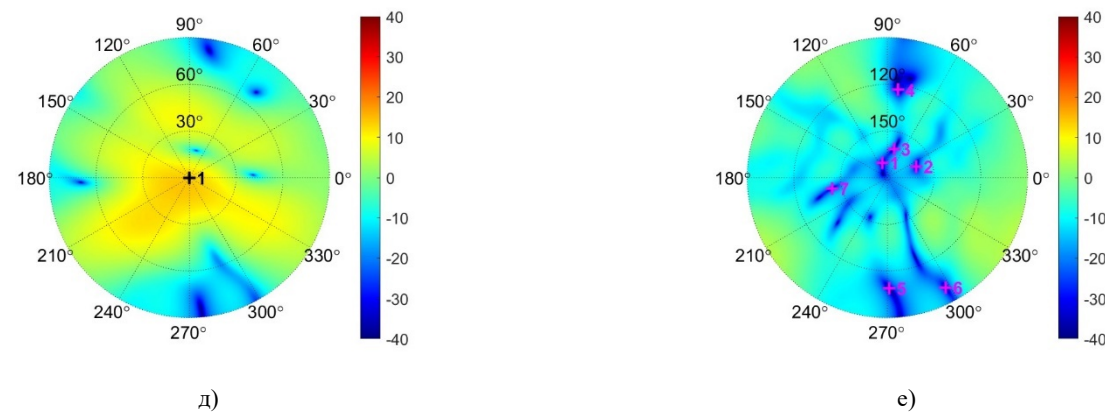
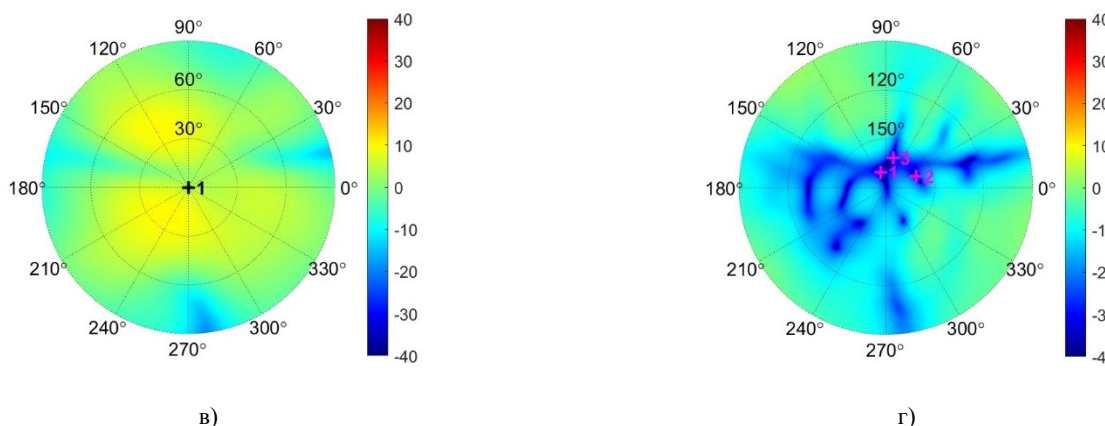
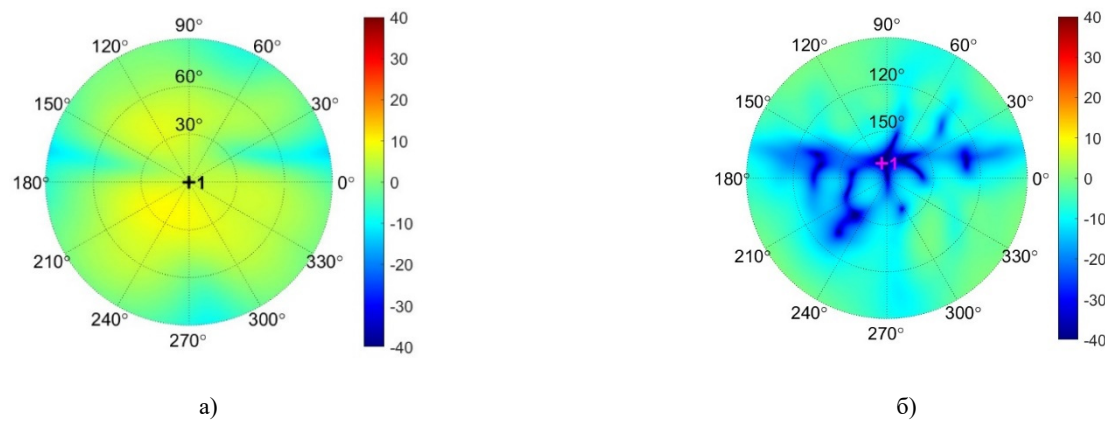
В исследованиях, результаты которых приведены в настоящей работе, ААР моделировались для десяти случаев случайного расположения источников помех в пределах, ранее обозначенного диапазона углов  $\theta$  и  $\phi$ . Один из таких примеров показан на рис. 2б.

В каждом из десяти экспериментов, число источников помех изменялось от одного до семи, причем их угловое положение соответствовало положению источников помех при максимальном их числе. Например, 1; 1, 2; 1, 2, 3; ... и 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7.

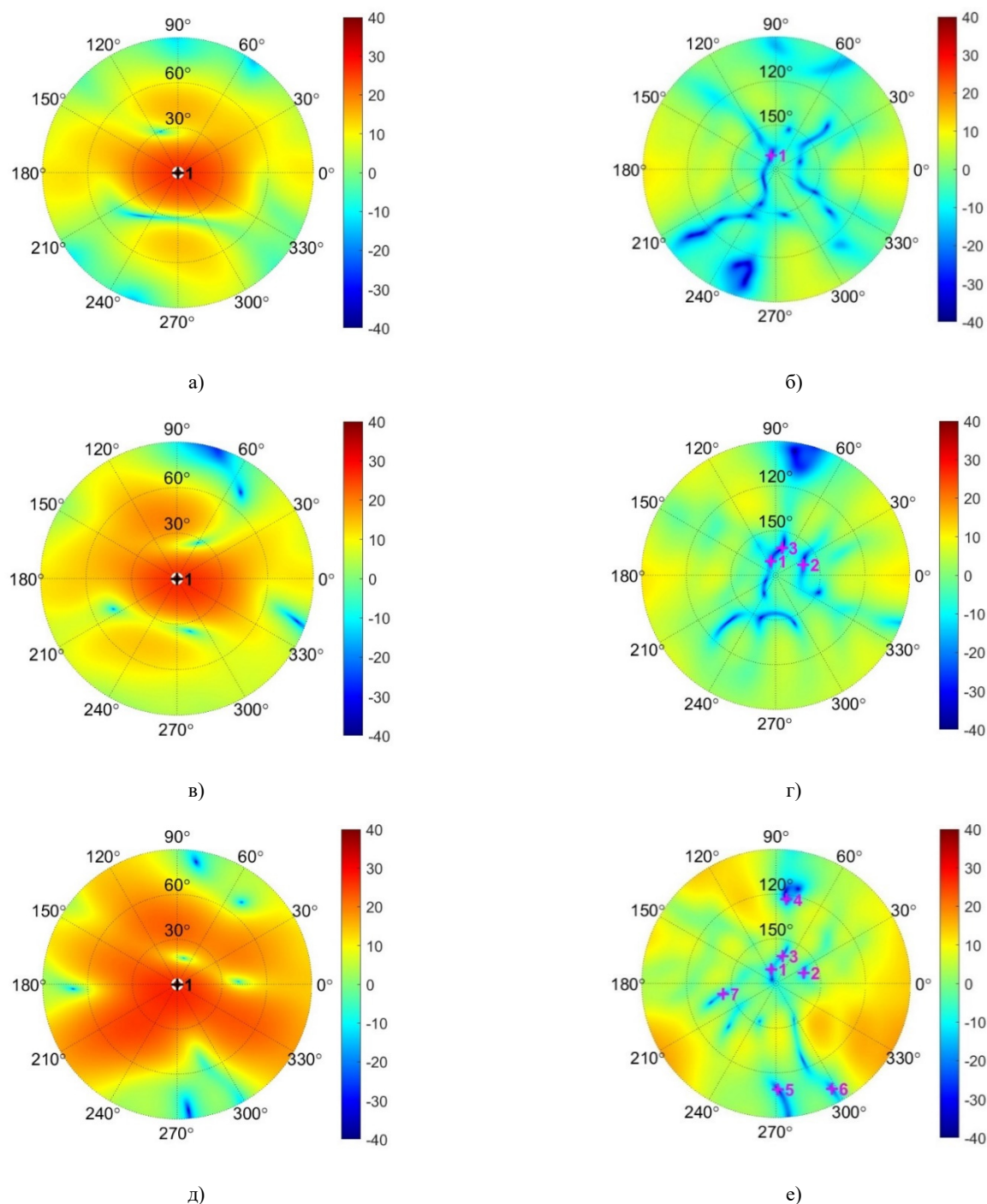
Примеры 3D ДН в установившемся режиме приведены на рисунках 3 и 4.



**Рис. 2.** ДН ААР в исходном состоянии: а) – в верхней полусфере; б) – в нижней полусфере



**Рис. 3.** ДН компенсатора помех в исходном состоянии: слева – в верхней полусфере; справа – в нижней полусфере:  
а), б) – одна помеха; в), г) – три помехи; д), е) – семь помех



**Рис. 4.** ДН LC ААР в исходном состоянии: слева – в верхней полусфере; справа – в нижней полусфере; а), б) – одна помеха; в), г) – три помехи; д), е) – семь помех

Белый кружок в направлении источника полезного сигнала на рис. 4 указывает на направление ограничения ДН ААР. Из этих рисунков видно, что в установившемся режиме обе рассматриваемые ААР подавляют все помехи, но их ДН различаются. Они разные в зависимости от вида ААР и от числа подавляемых помех. Видно, что в среднем значения ДН LC ААР во всех направлениях, кроме направлений на источники помех, больше, чем в компенсаторе помех. Это объясняется следующим образом. В компенсаторе помех, ДН контролируется

только в направлениях на источники помех, но не контролируется в каком-либо другом направлении, например, в направлении первоначального луча. Напротив, ДН LC ААР сохраняет свое значение в направлении ограничения независимо от значений ВК, вычисляемых в процессе подавления помех. Из рисунка 4 следует, что чем больше помех, тем значения ДН становятся «большими во всех направлениях» (это видно из Белого кружка в направлении источника полезного сигнала на рис. 4 указывает на направление ограничения ДН ААР.

Из этих рисунков видно, что в установившемся режиме обе рассматриваемые ААР подавляют все помехи, но их ДН различаются. Они разные в зависимости от вида ААР и от числа подавляемых помех. Видно, что в среднем значения ДН LC ААР во всех направлениях, кроме направлений на источники помех, больше, чем в компенсаторе помех. Это объясняется следующим образом. В компенсаторе помех, ДН контролируется только в направлениях на источники помех, но не контролируется в каком-либо другом направлении, например, в направлении первоначального луча. Напротив, ДН LC ААР

сохраняет свое значение в направлении ограничения независимо от значений ВК, вычисляемых в процессе подавления помех. Из рисунка 4 следует, что чем больше помех, тем значения ДН становятся «большими во всех направлениях» (это видно из цветного обозначения значений ДН), что обусловлено увеличением значений вычисляемых ВК ААР.

Изменения ДН ААР в направлениях каждого из источников принимаемых сигналов в процессе адаптации показаны на рисунке 5.

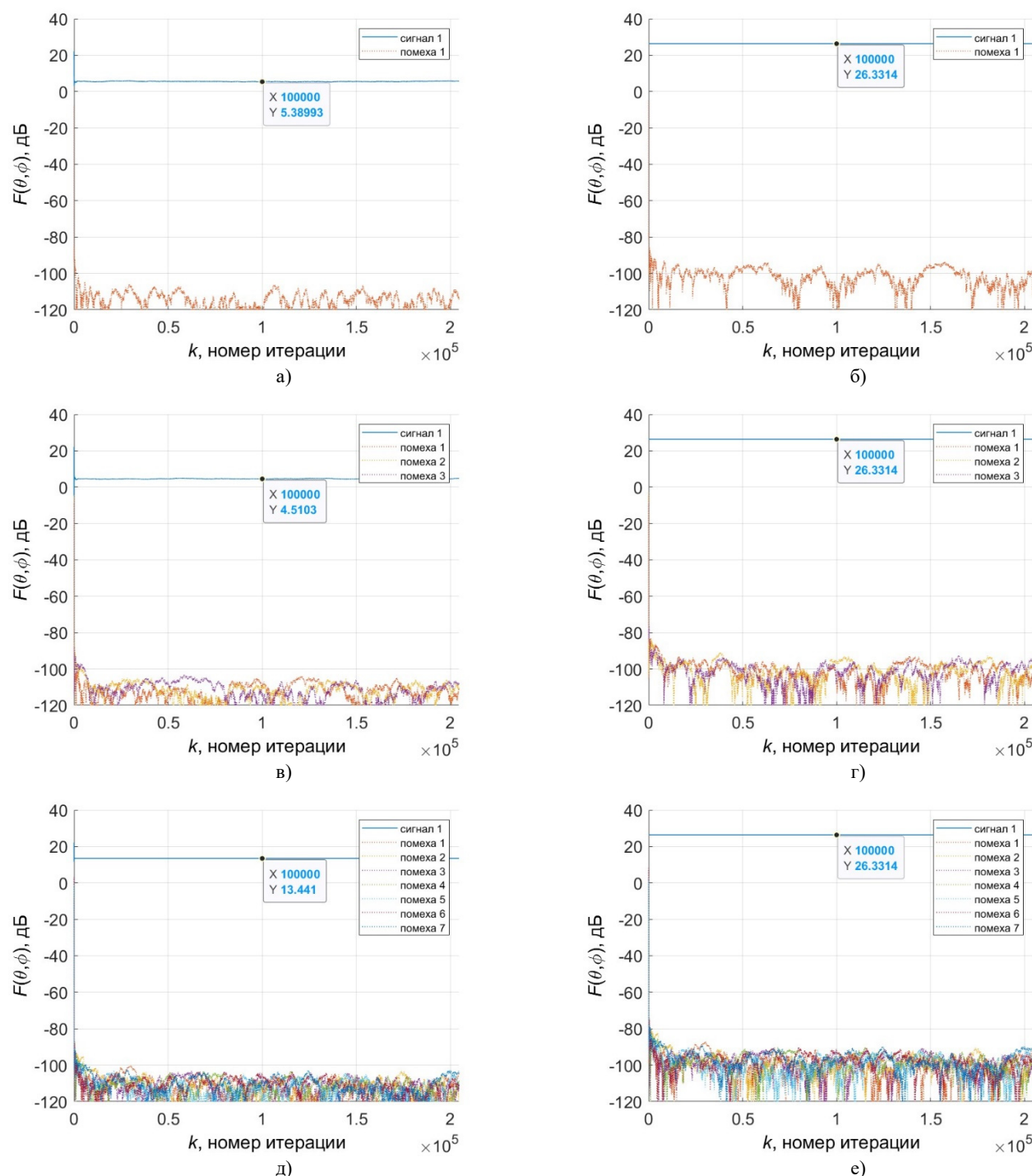


Рис. 5. Переходные процессы в терминах значений ДН ААР в направлениях на все источники принимаемых сигналов: слева – компенсатор помех; справа – LC ААР; а), б) – одна помеха; в), г) – три помехи; д), е) – семь помех

Видно, что уровень ДН компенсатора помех в направлении на источник полезного сигнала зависит от числа источников подавляемых помех, в то время как в LC AAR он в этом же направлении постоянный и равен значению ограничения

$$20 \log_{10} M + 20 \log_{10} |F(\theta, \phi)|_{\max} = 18.1 + 8.2 \approx 26.3 \text{ дБ.}$$

Оценить возможность приёма информационного сигнала после подавления помех можно с помощью графиков взаимокорреляционной функции (ВКФ) ПСП этого сигнала и выходного сигнала ААР. Графики этих функций показаны рис. 6 в увеличенном масштабе на начальном участке адаптации.

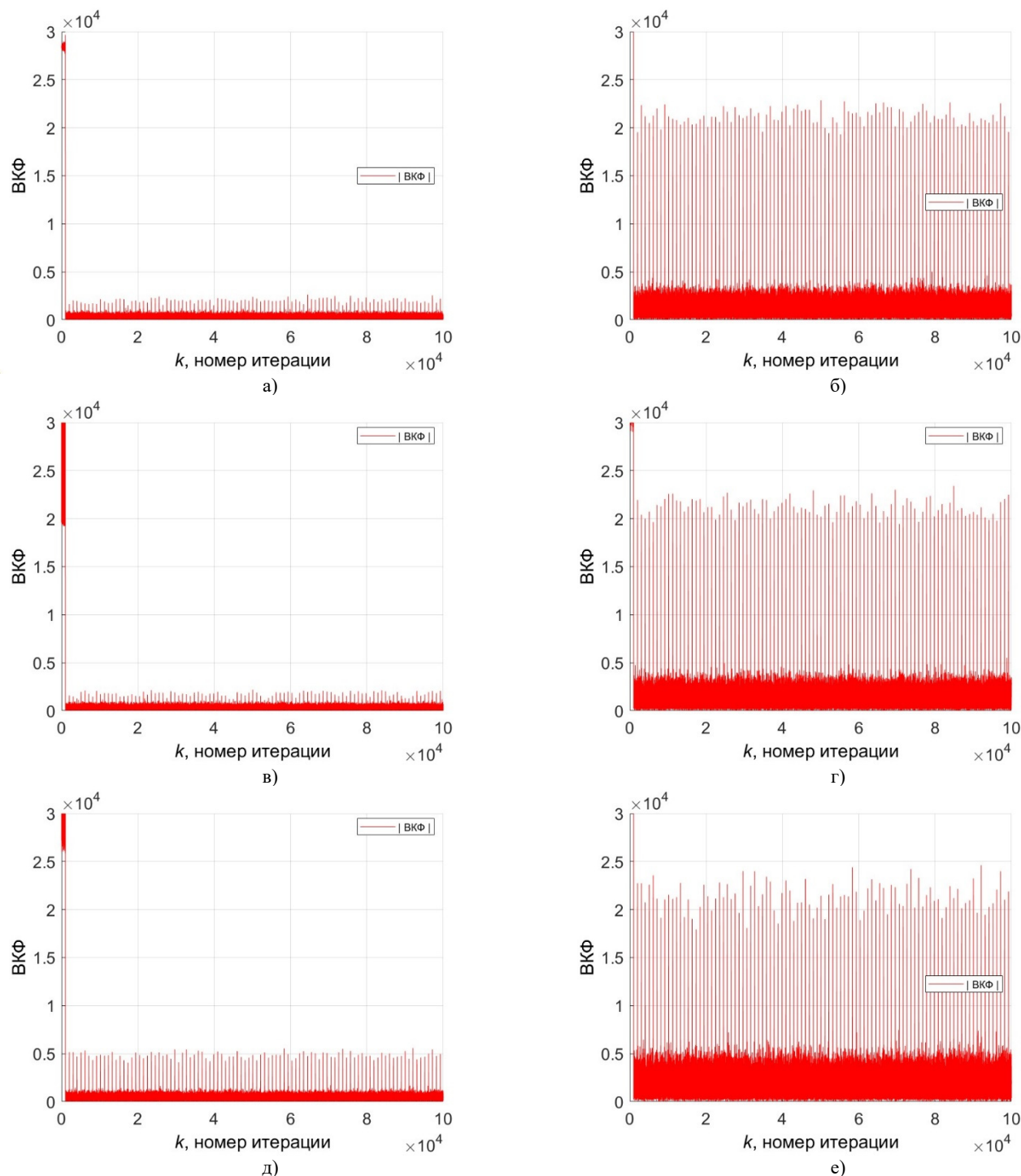


Рис. 6. ВКФ сигнала на выходе ААР и ПСП сигнала со спутника: слева – компенсатор помех: справа – LC AAR; а), б) – одна помеха; в), г) – три помехи; д), е) – семь помех

Можно заметить, что пики ВКФ хорошо видны, а значит, обе ААР принимают сигналы спутника в рассматриваемых помеховых обстановках при расположении спутника в направлении зенита. Одновременно видно, что в случае LC ААР происходит не только усиление полезного сигнала за счет увеличения значений ВК, но и усиление шума на выходе

ААР, что может приводить к ухудшению ОСШ спутниковых сигналов, принимаемых из других направлений.

Оценить возможность такого приёма можно с помощью карт ОСШП [23], примеры которых приведены на рис. 7 для рассматриваемых случаев расположения помех.

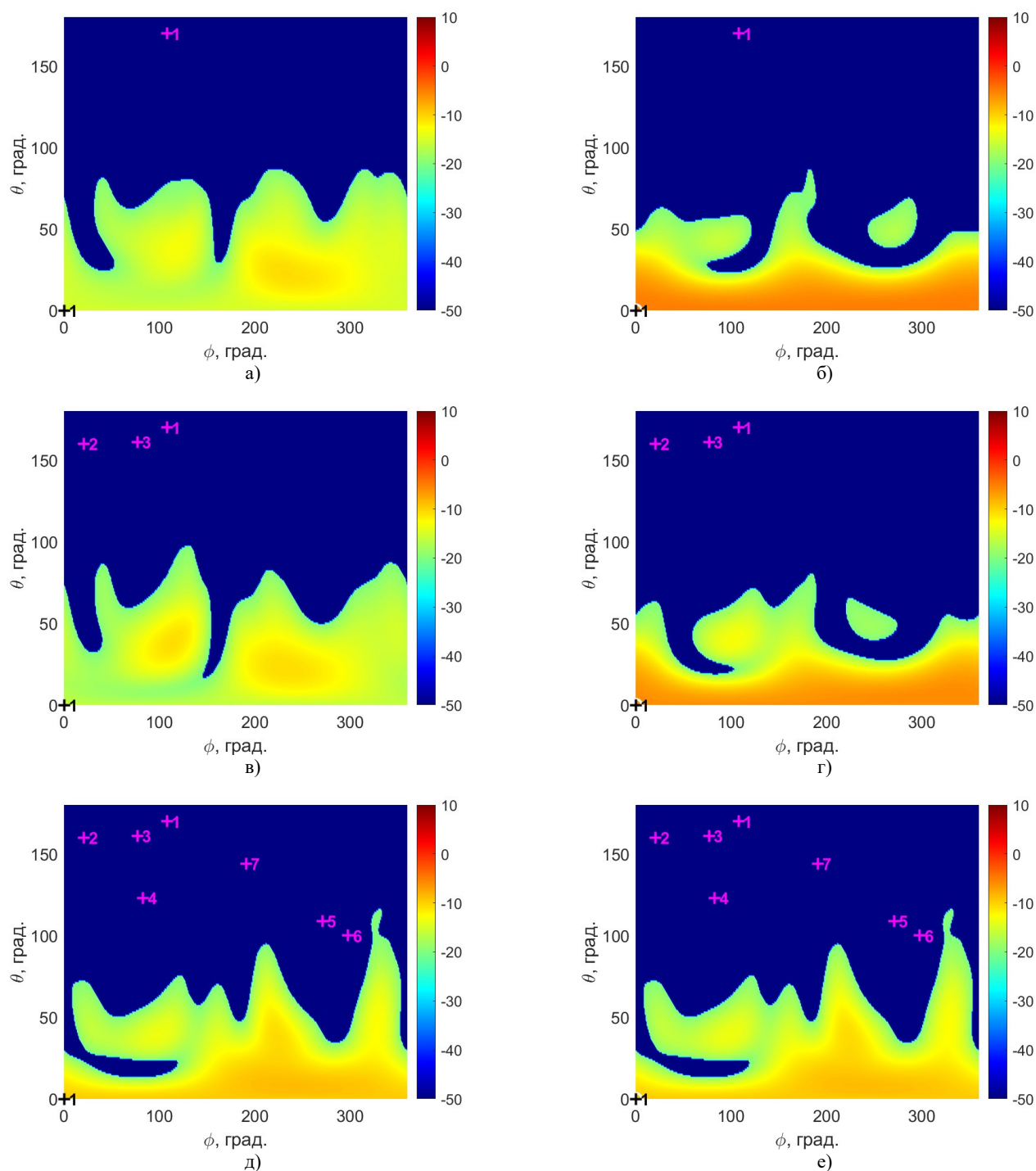
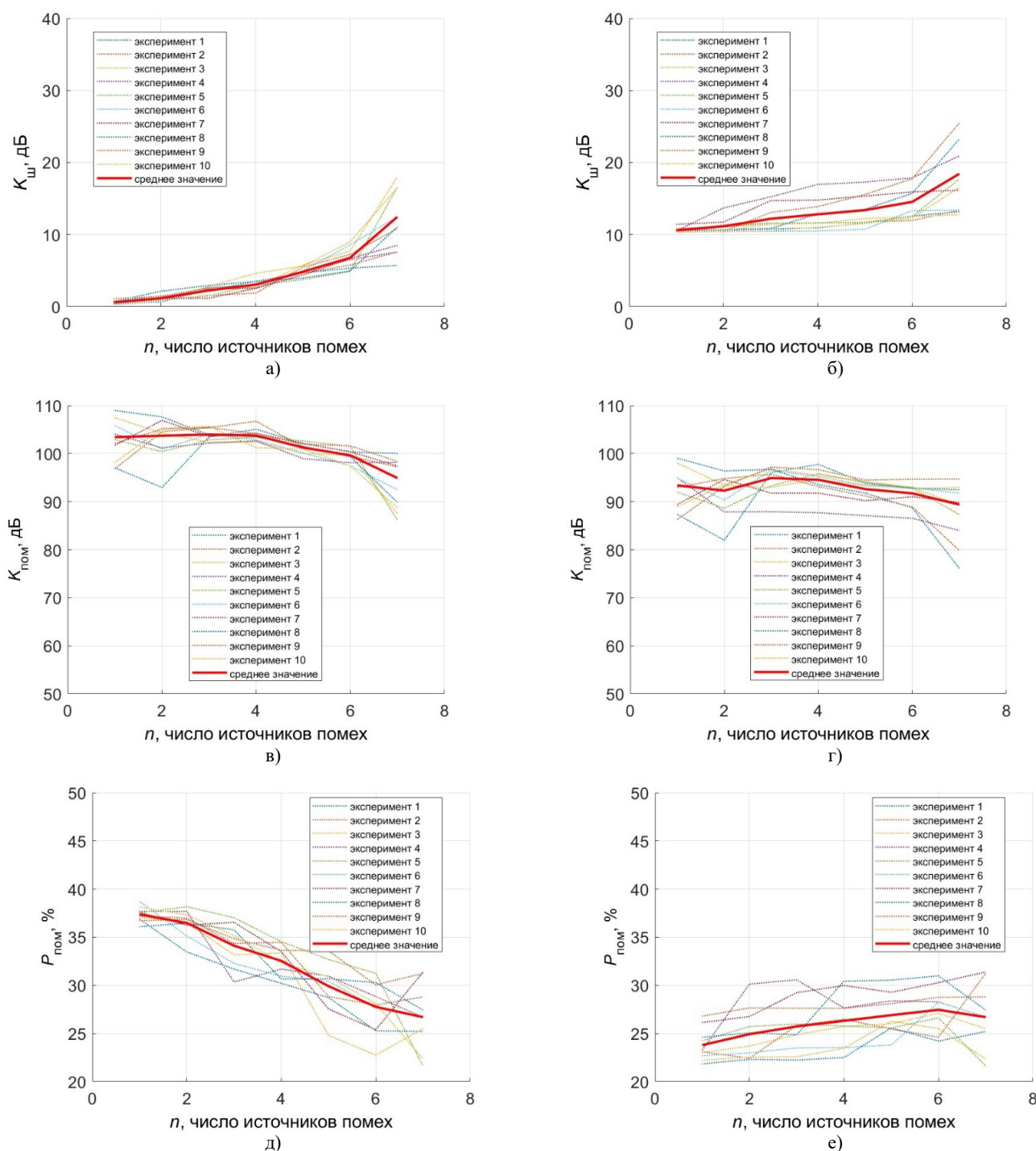


Рис. 7. Карты ОСШП: слева – компенсатор помех; справа – LC ААР: а), б) – одна помеха; в), г) – три помехи; д), е) – семь помех



**Рис. 8.** Результаты статистического моделирования: слева – компенсатор помех; справа – LC AAR:  
 а), б) – коэффициент шума  $K_{ш}$ ; в), г) – коэффициент подавления помех  $K_{п}$ ; д), з) – параметр  $P$

Эти карты строятся аналогично 3D ДН в диапазоне углов  $\theta = 0^\circ \dots 180^\circ$  и  $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$ . Они отображают области приёма полезного сигнала с направлений, где в установившемся режиме на выходе ААР обеспечивается ОСШП  $\geq -20$  дБ. Такие области обозначены разными цветами в соответствии с цветовой палитрой. Сплошным одинаковым темно-синим цве-

том обозначена область, где приём спутниковых сигналов невозможен, то есть, где на выходе ААР ОСШП  $< -20$  дБ независимо от его конкретного значения.

На каждом из графиков рисунка 7, отношение площади графика  $S_{\text{ОСШП} \geq -20 \text{ дБ}}$ , где  $\text{ОСШП} \geq -20$  дБ, ко всей его площади  $S$ , выраженное в процентах, то есть  $P = \frac{S_{\text{ОСШП} \geq -20 \text{ дБ}}}{S} 100\%$ ,

является оценкой возможности приёма спутниковых сигналов в рассматриваемой помеховой обстановке в установившемся режиме ААР (при полученных значениях её ВК) для критерия приёма  $ОСШП \geq -20$  дБ [23].

Из рисунка 7 видно, что приём полезного информационного сигнала обеспечивается в большей части направлений, образующих верхнюю полусферу. Области приёма различаются при числе помех  $M-1 < 7$ , и практически не различаются при числе помех  $M-1 = 7$ , для рассматриваемых ААР. Также видно, что при числе помех  $M-1 < 7$ , компенсатор помех обеспечивает приём спутниковых сигналов из большего числа направлений чем обеспечивает LC ААР. Объяснение этих результатов и выводов получено с помощью статистического моделирования процессов адаптации обеих ААР, которое было описано в начале настоящего раздела.

Результаты этого моделирования приведены на рисунке 8. Здесь тонкими кривыми показаны результаты каждого из 10 экспериментов, а их средние значения – жирными красными кривыми. Численные значения усредненных кривых на рисунке 8 приведены в таблице 1.

Таблица 1

Численные значения средних значений рисунка 8

| Параметр             | Сценарий: число помех |       |       |       |       |      |      |
|----------------------|-----------------------|-------|-------|-------|-------|------|------|
|                      | 1                     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6    | 7    |
| $K_{ш}$ , дБ, SCL    | 0.6                   | 1.2   | 2.2   | 3.1   | 4.8   | 6.8  | 12.5 |
| $K_{ш}$ , дБ, LC ААР | 10.6                  | 11.2  | 12.2  | 12.8  | 13.4  | 14.5 | 18.4 |
| $K_{ш}$ , дБ, SCL    | 103.4                 | 103.7 | 104.0 | 103.8 | 101.3 | 99.7 | 94.9 |
| $K_{ш}$ , дБ, LC ААР | 93.4                  | 92.3  | 94.9  | 94.6  | 92.6  | 91.7 | 89.4 |
| $P$ , %, SCL         | 37.4                  | 36.5  | 34.1  | 32.5  | 29.9  | 27.8 | 26.7 |
| $P$ , %, LC ААР      | 23.8                  | 24.9  | 25.7  | 26.3  | 26.9  | 27.5 | 26.7 |

Здесь,

$$K_{ш} = 10 \log_{10} \left( \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \sigma_{ш}^2 / \sigma_{ш}^2 \right) = 10 \log_{10} \left( \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \right)$$

– это коэффициент усиления шума ААР,  $h_m$  – ВК ААР в установившемся режиме.

Коэффициент подавления помех определяется как,

$$K_{п} = 10 \log_{10} (p_{вх} / p_{вых}),$$

где  $p_{вх}$  – это суммарная мощность всех помех на входе ААР (на входе антенн ААР), а  $p_{вых}$  – суммарная мощность всех помех на выходе ААР.

Рисунки 8а и 8б показывают, что ранее отмеченное усиление шума имеет место быть в обеих рассматриваемых ААР, оно растает с увеличением числа подавляемых помех, но в LC ААР оно заметно больше, чем в компенсаторе помех.

Так как аддитивный шум, добавляемый к сигналам  $x_m(k)$ , участвующим в вычислении ВК ААР (на рис. 1 и в вычислительных процедурах ААР он не показан) смещает рассчитываемые ВК от их оптимальных значений, то и коэффициент подавления помех  $K_{п}$  LC ААР в среднем на 5...10 дБ меньше, чем в компенсаторе помех, согласно рисункам 8в, 8г и таблице 1. Аналогичный результат сказывается и на значениях показателя

$P$ . Лишь только при  $M-1 = 7$  значения  $K_{п}$  и  $P$  примерно одинаковые для обеих ААР, что следует рис. 7 и 8, а также было отмечено в [19] для показателя  $P$ .

Следовательно, согласно приведенным результатам, компенсатор помех демонстрирует в среднем лучшие характеристики по сравнению с LC ААР в одинаковых условиях функционирования при использовании этих ААР в качестве антенн наземных приёмников ГНСС.

### Заключение

Таким образом, в работе рассмотрены особенности архитектур и вычислительные процедуры двух разновидностей ААР: в виде компенсатора помех и с линейным ограничением ДН, – для использования в качестве антенн наземных радиоприёмников ГНСС. Путём моделирования установлено, что в среднем компенсатор помех демонстрирует лучшие показатели качества в терминах меньшего коэффициента усиления шума, большего коэффициента подавления помех, а также большей доли направлений, в которых в установившемся режиме возможен приём спутниковых сигналов относительно всех направлений, окружающих ААР. Эти характеристики заметно различаются в рассматриваемых ААР, если число помех меньше значения  $M-1$ . Данные ААР могут быть также использованы в радиосистемах связи, радиолокации, радиоуправления и в ряде других радиосистем, где принимаемые радиосигналы скрыты шумами радиоприёмников.

*Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ «Курчатовский институт».*

### Литература

1. Maillou R. J. Phased array antenna handbook, 3rd ed. Artech House, Inc., 2017. 506 p.
2. Xiao Z., Zu L., Bai L., Xia X.-G. Array beamforming enabled wireless communications. CRC Press, 2023. 438 p.
3. Vaidyanathan P. P. Signals, systems, and signal processing. Cambridge University Press, 2024. 726 p.
4. Умняшкин С. В. Основы цифровой обработки сигналов: учебное пособие. 8-е изд. М.: Техносфера, 2025. 550 с.
5. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
6. Sarvagya M., Kumar R. V. G. Adaptive filtering – recent advances and practical implementation. LAP Lambert Academic Publishing, 2024. 76 p.
7. Hudson J. E. Adaptive array principles. The Institution of Engineering and Technology, 2007. 253 p.
8. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Ленард, 2024. 240 с.
9. Косичкина Т. П., Сперанский В. С. Цифровые сигнальные процессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники. М.: Горячая линия-Телком, 2024. 315 с.
10. Basak B., Sheet D. K., Santra M. Reconfigurable DSP architectures: FPGA and embedded system approaches. Essay Publication Research and Consultancy, 2025. 140 p.
11. Джиган В. И. Активное шумоподавление: архитектуры, алгоритмы и их параметры // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. № 8. С. 3-11.
12. Джиган В. И. Сравнительная эффективность цифровых предсказателей сигналов на базе адаптивных рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. № 11. С. 4-14.

13. Джиган В. И. Линейно-ограниченная адаптивная антенная решетка в арифметике действительных чисел для радиоприемников наземной аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. № 3. С. 4-14.
14. Howells P. W. Intermediate frequency side-lobe canceller // US Pattern 3202990. 1959. 8 p.
15. Frost O. L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing // Proceedings of the IEEE. 1972. Vol. 60. No. 8. P. 926-935.
16. Джиган В. И. Цифровая адаптивная антенная решетка для приема полезных сигналов, находящихся под тепловыми шумами // Цифровая обработка сигналов. 2024. № 2. С. 3-10.
17. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Wasle E. GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more. Springer, 2008. 516 p.
18. Zepernick H.-J., Finger A. Pseudo random signal processing: theory and applications. Wiley, 2013. 672 p.
19. Джиган В. И. Выбор адаптивного алгоритма для цифровой антенной решетки наземной аппаратуры систем глобальной спутниковой навигации // Цифровая обработка сигналов. 2025. № 2. С. 27-35.
20. Reyland J. M. Software defined radio: theory and practice. Artech House, 2023. 796 p.
21. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
22. Плетнева И. Д., Джиган В. И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках // Исследования в области цифровых систем связи (Межвузовский сборник). – М.: Изд. МИЭТ, 2007. С. 36-43.
23. Джиган В. И., Шерицунович А. Ю., Луферчик П. В., Штро П. В. Методика оценки вероятности приема сигналов при использовании адаптивного компенсатора помех в качестве антенны наземной аппаратуры глобальной навигационной спутниковой системы // Успехи современной радиоэлектроники. 2026. Т. 80. № 2. С. 8-19.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF INTERFERENCE CANCELLER AND LINEARLY-CONSTRAINED ADAPTIVE ANTENNA ARRAY EFFICIENCY IN GROUND-BASED NAVIGATION RECEIVERS

Victor I. Djigan, National Research Center "Kurchatov Institute", National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia,  
dzhigan\_vi@nrcki.rum

### Abstract

Various modern radio systems often operate in interference conditions caused by the radio systems sharing the same frequency band. Separation of the informational signal through the frequency filtering is ineffective in this case, and code separation of the signals is only possible if the informational signal has a special structure. A more universal method for combating the interferences is a spatial filtering when an Adaptive Antenna Array (AAA) is used as the radio system's antenna. The AAA suppresses the interferences by the creating notches in its radiation pattern in the directions of the interference sources. These notches are determined by AAA weights, calculated by adaptive algorithms in real time. This paper examines the architectures and computational procedures of two AAA types: an AAA in the form of an interference canceller and an AAA with linear constraints, both for the usage as the antennas for the ground-based radio receivers of the Global Navigation Satellite Systems (GNSS). The AAA computational procedures are based on the usage of the adaptive Recursive Least Squares filtering algorithms with QR decomposition without square root operations. The AAA simulations under identical operating conditions revealed that, on average, the interference canceller demonstrates a superior performance in terms of smaller noise gain at the AAA output, larger interference suppression ratio, and the larger portion of directions in which the satellite signals can be received in steady-state mode relative to all directions surrounding the AAA. These characteristics differ significantly in these AAAs under consideration if the number of the interference sources to be suppressed is less than the maximal their number that can be suppressed by the AAAs. The AAAs under consideration can be used not only in GNSS radio receivers but also in other radio systems, in which the operate with the radio signals that are obscured by noise.

**Keywords:** Adaptive antenna array, interference canceller, linear constraints, recursive least-squares algorithm, global navigation satellite systems, noise gain, interference suppression ratio, signal-to-noise ratio maps.

### References

- [1] R. J. Maillou, Phased Array Antenna Handbook, 3rd ed. Artech House, Inc., 2017, 506 p.
- [2] Z. Xiao, L. Zu, L. Ba, and X.-G. Xia, Array Beamforming Enabled Wireless Communications. CRC Press, 2023. 438 p.
- [3] P. P. Vaidyanathan, Signals, Systems, and Signal Processing, Cambridge University Press, 2024, 726 p.
- [4] S. V. Umnyashkin, Fundamentals of Digital Signal Processing: Tutorial. 8th ed., Moscow, Russia, Tekhnosfera Publisher, 2025, 550 p.
- [5] V. I. Djigan, Adaptive Filtering: Theory and Algorithms, Moscow, Russia, Tekhnosfera Publisher, 2013, 528 p. (In Russian).
- [6] M. Sarvagya and R. V. G. Kumar, Adaptive Filtering - Recent Advances and Practical Implementation, LAP Lambert Academic Publishing, 2024, 76 p. (In Russian).
- [7] J. E. Hudson, Adaptive Array Principles, The Institution of Engineering and Technology, 2007, 253 p.
- [8] M. V. Ratynski, Adaptation and Superresolution in Antenna Arrays, Moscow, Russia, Lenard Publisher, 2024, 240 p. (In Russian).

- [9] T. P. Kosichkina and V. S. Speransky, *Digital Signal Processors and their Application in Telecommunication and Electronics Systems*, Moscow: Goryachaya Liniya-Telkom, 2024, 315 p. (In Russian).
- [10] B. Basak, D. K. Sheet, and M. Santra, *Reconfigurable DSP Architectures: FPGA and Embedded System Approaches*, Essay Publication Research and Consultancy, 2025, 140 p.
- [11] V. I. Djigan, "Active noise control: architectures, algorithms and its parameters", *T-Comm*, 2025, no. 8, pp. 3-11. (In Russian).
- [12] V. I. Djigan, "Comparative efficiency of signal digital predistorters based on adaptive Recursive Least Squares algorithms", *T-Comm*, 2025, no. 11, pp. 4-14. (In Russian).
- [13] V. I. Djigan, "Linearly-constrained adaptive antenna array for ground-based radio receivers of global navigation satellite system", *T-Comm*, 2026, vol. 20, no. 3, pp. 4-14. (In Russian).
- [14] P. W. Howells, "Intermediate frequency side-lobe canceller", *US Patent 3202990*, 1959, 8 p.
- [15] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing", *Proceedings of the IEEE*, 1972, vol. 60, no. 8, pp. 926-935.
- [16] V. I. Djigan, "Digital adaptive antenna array for receiving useful signals under thermal noise", *Digital Signal Processing*, 2024, no. 2, pp. 3-10. (In Russian).
- [17] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, and E. Wasle, *GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and More*, Springer, 2008, 516 p.
- [18] H.-J. Zepernick and A. Finger, *Pseudo Random Signal Processing: Theory and Applications*. Wiley, 2013, 672 p.
- [19] V. I. Djigan, "Selection of an adaptive algorithm for a digital antenna array of ground-based equipment for global satellite navigation systems," *Digital Signal Processing*, 2025, no. 2, pp. 27-35. (In Russian).
- [20] J. M. Reyland, *Software Defined Radio: Theory and Practice*, Artech House, 2023, 796 p.
- [21] L. N. Grigoriev, *Digital Beamforming in Phased Antenna Arrays*, Moscow, Russia, Radiotekhnika Publisher, 2010, 144 p. (In Russian).
- [22] I. D. Pletneva and V. I. Djigan, "Simulation of signal processing in digital antenna arrays", *Research in Field of Digital Communication Systems* (Interuniversity collection), Moscow, Russia, MIET Publisher, 2007, pp. 36-43. (In Russian).
- [23] V. I. Djigan, A. Yu. Shershunovich, P. V. Luferchik, and P. V. Shtro, "Methodology for assessing the probability of signal reception when using an adaptive interference canceller as an antenna for ground-based equipment of a global navigation satellite system," *Achievements of Modern Radioelectronics*, 2026, vol. 80, no. 2, p. 8-19. (In Russian).

#### Information about author:

**Victor I. Djigan**, Doctor of Sciences, Principal Researcher of Sub-Department for Chip Design Methodology of Department for Design Problems in Microelectronics of Prospective Microelectronics Center in National Research Center "Kurchatov Institute," Professor, Institute of Microdevices and Control Systems of National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia. ORCID 0000-0001-7485-1623