

**Разработка методики создания пассивных радиопеленгаторов для малых БПЛА на основе современных цифровых вычислительных устройств**

К.В. Месхидзе

ФГУП “ЦНИИХМ”

Адаптивные фазированные антенные решетки (АФАР) используют многочисленные элементы для формирования диаграмм направленности, чтобы повысить эффективность беспроводных систем связи. АФАР также способны определять направления входящих сигналов в пассивном режиме. Такие особенности позволяют системам АФАР адаптивно изменять диаграмму направленности для более эффективного взаимодействия между различными узлами систем связи. Определение направления на источник является наиболее важным свойством подобных систем, которые используют адаптивные контуры без обратной связи. В настоящее время обработка сигнала в системах АФАР осуществляется в цифровом виде с использованием вычислителя. Исполнение подобных систем в цифровом виде (embedded systems) позволяет снизить стоимость и массу изделия. Современный технический процесс производства интегральных схем позволяет создавать микросхемы, с помощью которых возможно реализовать сложные алгоритмы определения направления. Другими словами, подобные системы являются системами технического зрения в радиочастотном диапазоне.

С ранних времен становления беспроводной связи использовались простые всенаправленные антенны для передачи и приема сигналов. Этот тип антенн излучает и принимает энергию равномерно со всех направлений в азимутальной плоскости. Для того чтобы взаимодействовать с узлом сети или пользователем, эти антенны ведут ширококвотельную радиопередачу по всем направлениям независимо от положения приемника. В трехмерном пространстве излучения всенаправленной антенны имеют одинаковый коэффициент усиления (рисунок 1), как в режиме приема, так и в режиме передачи. Всенаправленные антенны всегда испытывают повышенное влияние от источников шума, потому что они не имеют способность пространственно различать источники желательного и нежелательного сигналов.

Фазированные антенные решетки, состоящие из множества всенаправленных антенных элементов, обеспечивают возможность, как определять направление принимаемых сигналов (DOA\*), так и электронным образом направлять луч на приемное устройство. Последнее позволяет создавать более надежные каналы связи.

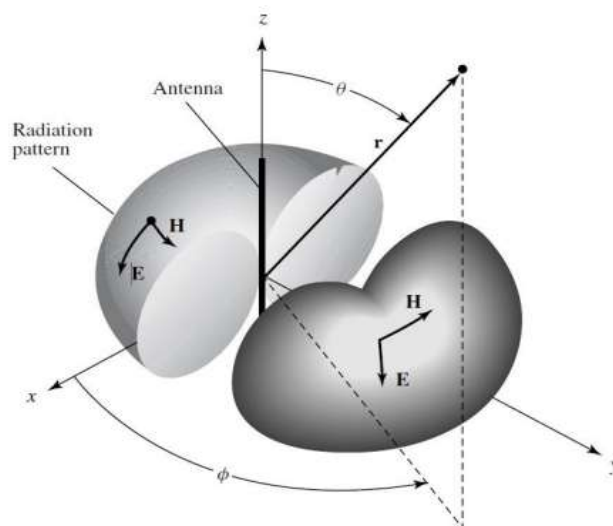


Рисунок 1 - Диаграмма направленности всенаправленной антенны

Системы, позволяющие адаптивно формировать лучи в заранее нужном направлении в режиме реального времени, называются адаптированными фазированными антенными системами. Использование направленных лучей (рисунок 2) в средствах связи имеет много преимуществ над всенаправленными системами. Во-первых, это пространственное разделение направлений излучения энергии, увеличивает дальность передачи по каналу связи. Также это позволяет многократно использовать определенную частоту передачи, направляя лучи на многочисленные узлы системы. В режиме приема возникает возможность “прослушивания” различных направлений, изменяя фазу и амплитуду сигнала отдельных антенных элементов. Другими словами, подобные системы усиливают принимаемые сигналы в определенных направлениях и ослабляют во всех остальных. Более того, адаптивные антенные системы могут формировать направленные провалы в диаграмме направленности, подавляя различные источники помех (в том числе станции радиоэлектронного подавления).

Адаптивные антенные системы состоят из массива антенных элементов. Конфигурация таких массивов имеет прямое влияние на характеристики системы. Существует огромное множество конфигураций:

\*DOA – destination of arrival. От англ. определение направления на источник.

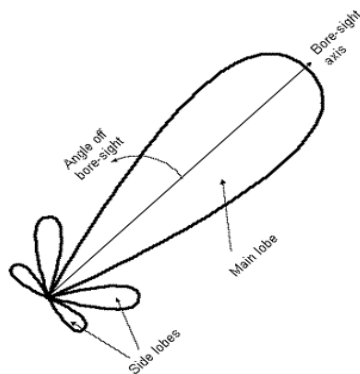


Рисунок 2 - Луч, сформированный адаптивной антенной системой

линейные, прямоугольные и круговые. Выбор конкретной конфигурации зависит от технических требований, предъявляемых к системе: цена, количество пользователей, точность, дальность, управление и борьба с помехами. Равномерная антенная решетка имеет антенные элементы, расположенные в правильной геометрической конфигурации. Наиболее простая конфигурация это однородный линейный массив. Антенные элементы в данном массиве расположены на одной линии на равном расстоянии друг от друга. Такие антенные решетки (рисунок 3) привлекают своей простотой, но они могут направлять или определять направление лучей только до  $120^\circ$  перпендикулярно своей оси.

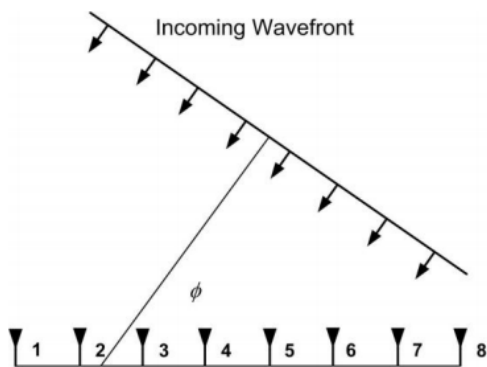


Рисунок 3 - 8-элементная линейная антенная решетка

Если необходимо сканировать пространство как в азимутальном, так и в зенитном направлениях, используют конфигурацию в виде однородного прямоугольного массива. Подобные массивы образуются путем помещения антенных элементов в прямоугольную сетку. Данные системы (рисунок 4) привлекательны тем, что могут формировать луч в направлении любой точки пространства. Они обеспечивают симметричные диаграммы направленности с малыми боковыми лепестками.

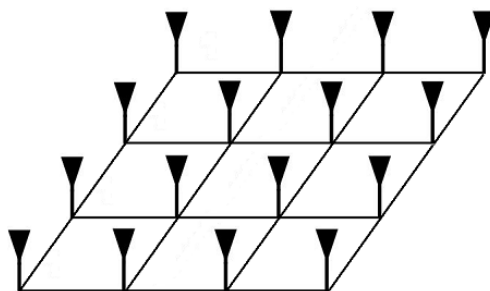


Рисунок 4 - 16-элементная однородная прямоугольная антенная решетка

Последний тип конфигураций – это круговые массивы. Однородные круговые массивы образуются путем равномерного распределения антенных элементов на круге (рисунок 5). Подобные системы не имеют ребер, благодаря их геометрической конфигурации. Это позволяет им формировать идентичные лучи независимо от направления излучения/приема сигнала.

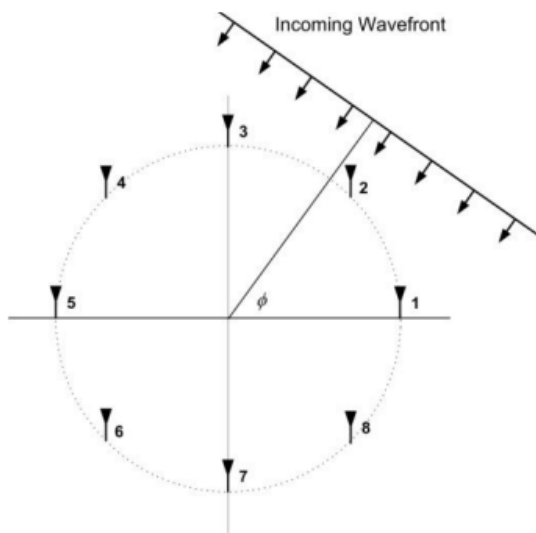


Рисунок 5 - 8-элементная однородная круговая антенная решетка

Как было указано выше, направленные лучи формируются в антенных системах путем изменения коэффициента усиления и фазы сигналов, которые взаимодействуют с каждым антенным элементом. К данным сигналам применяется набор весовых коэффициентов (весов), которые определенным образом меняют их амплитуду и фазу. Эти веса могут быть заранее подсчитаны или могут меняться в режиме реального времени. Системы с заранее подсчитанными весами называются коммутируемыми, а системы с динамически изменяемыми весами – адаптивными. В коммутируемых системах набор весов рассчитывается исходя из требуемого количества угловых секторов (рисунок 6). Можно рассчитать необходимое количество данных наборов для работы системы по всем направлениям. Данные системы сканируют пространство, переключаясь между наборами весов, и оценивают принимаемую мощность сигнала. Таким образом, они определяют направление прихода сигнала. Преимуществом таких систем является

то, что подсчитанные заранее весовые коэффициенты позволяют снизить требования к производительности системы. Недостатком является ограниченное количество секторов обзора, которые, в свою очередь, ограничиваются параметрами антенной решетки: размером и количеством антенных элементов.

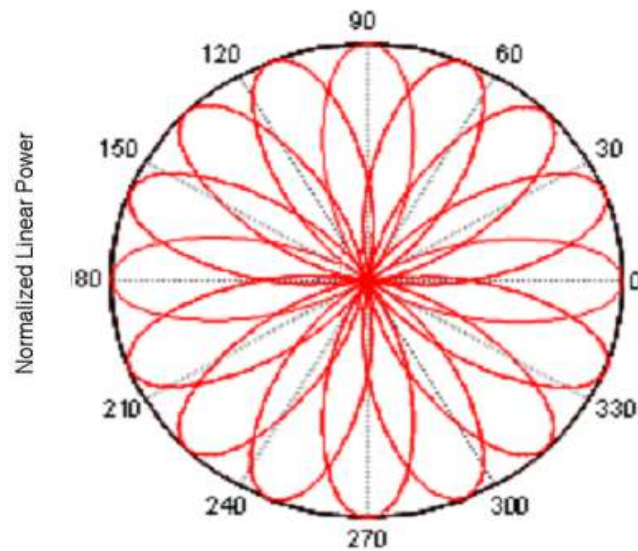


Рисунок 6 - Диаграммы направленности 8-элементной круговой коммутируемой антенной системы

Адаптивные системы имеют в своем составе высокопроизводительные сигнальные процессоры, что позволяет таким системам анализировать окружающую обстановку и управлять диаграммой направленности, чтобы эффективно взаимодействовать с пользователями. Они адаптивно рассчитывают веса для антенных элементов “на лету”, исходя из данных положения пользователей и постановщиков помех. Это позволяет улучшать качество взаимодействия с пользователями и, в тоже время, подавлять средства радиоэлектронной борьбы и нежелательные источники шума. Также адаптивные системы имеют возможность эффективно отслеживать мобильных пользователей, непрерывно оптимизируя диаграмму направленности. Такие системы являются системами с обратной связью. Но реализация таких систем является более сложной задачей из-за большого количества вычислений.

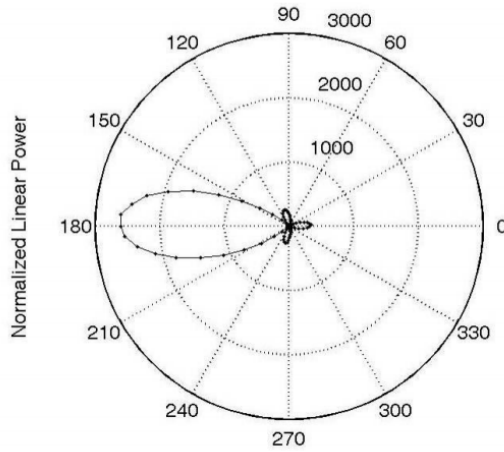


Рисунок 7 - Диаграммы направленности 8-элементной круговой адаптивной антенной системы

В основе любых антенных систем существует понятие вектора направления. Этот вектор имеет размерность равную числу антенных элементов в антенной решетке. Он содержит отклики всех элементов антенной решетки на источник сигнала определенной частоты. Вектор направления показывает угловую зависимость системы, потому что ее отклик разный с различных направлений. Геометрические характеристики системы определяют уникальность каждого подобного отклика. Для антенной системы с идентичными элементами каждый компонент этого вектора имеет единичный модуль (амплитуду). Фазовая картина для каждого компонента системы равна разности фаз между сигналами, наводящимися на элементе  $m$  и элементом, выбранным в качестве опорного. Обычно для опорного элемента фаза равно 0. Иногда, в литературе, вектор направления называют пространственным вектором, откликом антенной системы или массивом многообразия (если рассматривается подпространственный алгоритм DOA).

Рассмотрим однородную круговую антенную решетку радиусом  $r$  и с  $M$  идентичными антенными элементами (диполями), расположенными в плоскости земли. Разность фаз между элементом  $m$  и элементом  $M$  равна:

$$\Delta\varphi_m = 2\pi \left(\frac{m}{M}\right), \quad m = 1, 2, 3, \dots, M \quad (1)$$

Если предположить, что фронт волны проходит через начало системы координат антенной системы в момент времени  $t = 0$ , тогда данный фронт достигает элемент  $m$  через следующий промежуток времени:

$$\tau_m = -\frac{r}{c} \sin \theta \cos(\varphi - \Delta\varphi_m), \quad m = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2)$$

Константа  $c$  – это скорость света в вакууме, а  $\theta$  – это угол места (зенита) источника излучения. Следует отметить то, что отрицательное время  $\tau_m$  говорит о том, что волновой фронт достигает элемента системы до его прохождения через начало координат; положительное время показывает,

что фронт волны взаимодействует с элементом антенной решетки после его прохождения через начало координат. Из уравнения (2) можно получить вектор направления системы:

$$a(\varphi) = \left[ e^{kr \sin \theta \cos(\varphi - \Delta\varphi_1)} e^{kr \sin \theta \cos(\varphi - \Delta\varphi_2)} , \dots , e^{kr \sin \theta \cos(\varphi - \Delta\varphi_M)} \right]^T, \quad (3)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число.

Зависимость от угла места в уравнении направляющем векторе описывается множителем  $kr \sin \theta$  в уравнении (3), азимутальная зависимость описывается множителем  $\cos(\varphi - \Delta\varphi_m)$ . Полный вывод формул для направляющих векторов в подобных антенных системах приведены в [1, 2].

Рассмотрим модель принимаемого сигнала, которая используется при разработки алгоритмов DOA. Возьмем ту же однородную круговую антенную решетку с  $M$  идентичными элементами. Сигнал с этих элементов непрерывно оцифровывается в виде вектора  $x(t)$ , который может содержать информацию об одном или нескольких источниках излучения. Предположим, что есть  $K$  некоррелируемых узкополосных источников сигнала (сигналы не являются производными друг друга), взаимодействующих с антенной системой. Сделаем допущение о том, что система является линейной и, следовательно, к ней применим принцип суперпозиции. Шум является аддитивной величиной и просто добавляется к вектору  $x(t)$ . Получим следующее уравнение:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a(\varphi_k) s_k(t) + n(t), \quad (4)$$

где  $a(\varphi_k)$  – вектор направления размера  $M \times K$ ;

$s_k(t)$  – описывает входящий фронт волны от  $k$ -ого источника в момент времени  $t$  с направления  $\varphi_k$ ;

$n(t)$  - характеризует шум, который может быть или внутренним шумом внешних сигналов или шумом самой системы.

Одно наблюдение вектора  $x(t)$  в момент времени  $t$  называется снимком или кадром. В матричном виде уравнение (4) имеет следующий вид:

$$x(t) = As(t) + n(t), \quad (5)$$

где  $A = [a(\varphi_1), a(\varphi_2), \dots, a(\varphi_K)]$  – матрица отклика системы, и каждый источник сигнала описан столбцом матрицы  $A$ ;

$\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_K]$  – представляет вектор, характеризующий все направления излучения;

$s(t)$  – описывает входной сигнал в фазовом и амплитудном выражениях от каждого источника излучения.

При дискретизации сигнала с антенных элементов должен выполняться критерий Найквиста – частота дискретизации должна быть как минимум равна двойной ширине полосы сигнала. А число точек  $T$  в векторе  $x(t)$  должно быть намного больше, чем число источников сигнала  $K$ :

$$X = [x(1), x(2), \dots, x(T)]$$

$$S = [s(1), s(2), \dots, s(T)]$$

$$N = [n(1), n(2), \dots, n(T)]$$

Для удобства формулу (5) запишем в следующем виде:

$$X = AS + N \quad (6)$$

Поскольку параметры оценки в алгоритмах DOA являются по своей сути пространственными, то необходимо оценивать информацию взаимной ковариации между различными элементами антенной системы. Ковариационная матрица системы определяется следующим уравнением [3]:

$$R_{xx} = E\{x(t)x^H(t)\} \quad (7)$$

$$\text{Для систем с ограниченной выборкой: } R_{xx} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)x^H(t), \quad (8)$$

где  $E\{\}$  – оператор математического ожидания;

$H$  – эрмитов оператор комплексно сопряженного транспонирования;

$T$  – количество отсчетов в снимке. Уравнение (7) можно переписать с учетом (5) :

$$R_{xx} = AE\{s(t)s^H(t)\}A^H + E\{n(t)n^H(t)\} \quad (8)$$

Ковариационная матрица сигнала равна:

$$R_{ss} = E\{s(t)s^H(t)\} \quad (9)$$

Ковариационная матрица шума равна:

$$R_{nn} = E\{n(t)n^H(t)\} \quad (10)$$

Большинство алгоритмов требуют, чтобы ковариационная матрица шума была следующего вида:

$$R_{nn} = \sigma^2 I, \quad (11)$$

где  $\sigma^2$  – это мощность шума;

$I$  – единичная матрица, исходя из того, что шум по своей природе является “белым”.

Перепишем уравнение (6) в следующем виде:

$$R_{xx} = AR_{ss}A^H + \sigma^2 I \quad (12)$$

Допускается, чтобы матрица системы  $R_{xx}$  имела полный ранг (была невырожденной). Другими словами, принимаемые сигналы являются некогерентными, что делает столбцы матрицы  $R_{ss}$  линейно независимыми. Уравнение (12) является основополагающим при работе со всеми известными алгоритмами DOA.

В литературе можно найти большое количество методов и алгоритмов, решающих проблему DOA. Первые попытки были предприняты еще в начале 20 века. Белинни и Тосси [4] и параллельно с ними Маркони [5] пытались использовать диаграммы направленности отдельных антенных элементов, чтобы определить направление на источник. В работах Эдкока [6] и Кина [7] уже использовались антенные системы. Дальнейшее улучшение технологий и вычислительных скоростей способствовало развитию данной области в отношении точности и разрешающей



способности. Первая попытка автоматически определить направление на источник с помощью антенных систем была произведена в 1950 Бартлеттом [8]. Метод использовал классический спектральный анализ Фурье. В 1967 году Бург [9] презентовал так называемый метод максимальной энтропии, который был получен из фильтра линейного предсказания. Затем Капон в 1969 году опубликовал свой известный метод [10]. Данный метод опирается на простую, но очень элегантную идею наложения ограничения на коэффициент усиления антенной системы. Ограничивая данный коэффициент единицей в конкретном направлении, он одновременно минимизирует выходную мощность во всех остальных. Существует несколько вариаций данного метода [11, 12]. Затем были предложены алгоритмы подпространственной оценки DOA [13, 14]: MUSIC, ESPRIT. Эти алгоритмы обладают высокой разрешающей способностью и точностью по сравнению с предыдущими алгоритмами, но имеют высокую вычислительную сложность.

В последнее десятилетие реализация алгоритмов DOA с помощью цифровых систем интересует все большее количество исследователей и инженеров. Это происходит благодаря тому, что современные цифровые вычислительные системы позволяют выполнять очень точное управление главным лепестком в так называемых “умных” антенных решетках. Пока данная область находится в младенческом состоянии, но все же были предприняты попытки реализовать алгоритмы DOA с помощью современных аппаратных средств.

Подавляющее большинство исследований DOA алгоритмов проводится с помощью специализированных математических пакетов программного обеспечения; например таких, как Matlab компании Mathworks. Данный пакет позволяет провести моделирование антенной системы и оценить основные параметры каждого из алгоритмов DOA без построения реальной физической модели устройства. Подобное моделирование является переходной стадией между теоретической моделью и ее математическими вариациями, с одной стороны, и физическим исполнением устройства, с другой. Данное моделирование позволяет оценить какой из алгоритмов больше подходит к конкретной антенной решётке. При этом можно варьировать различными параметрами системы: уровнем внешнего шума, многопутевым распространением сигнала, числом элементов антенной решетки, мощностью сигнала. Математическое моделирование также позволяет провести оценку алгоритма на устойчивость к внешним воздействиям и точность вычисления направления на источник.

Были проведены исследования по оценке производительности основных алгоритмов DOA: Бартлетта, MVDR (Capon), линейного предсказания (LP) и MUSIC. В работах [15, 16, 20] авторы использовали MATLAB для математического анализа как разрешающей способности каждого из методов, так и чувствительности к изменению параметров, относящихся к антенной решетке.

Например, метод Бартлетта показал хорошие результаты в определении углов двух источников, разнесенных на 20 градусов. Но при этом он не смог различить источники,

расположенные на 10 градусах. Вместе с тем заявлено, что увеличение количества антенн в решетке улучшает разрешающую способность данного алгоритма и алгоритма MVDR. Но в данном случае ухудшается разрешающая способность, если источники высоко коррелированные.

Алгоритм линейного предсказания (LP), например, особенно привлекателен тем, что обеспечивает относительно низкую вычислительную сложность. Кроме того, данный алгоритм, помимо определения направления, имеет измерение мощности сигнала по каждому из источников.

MUSIC алгоритм основан на методике подпространственной оценки DOA. Он обеспечивает гораздо более высокую разрешающую способность, чем вышеперечисленные алгоритмы. Он может оценивать количество источников, углы прихода и мощности каждого из сигналов. Однако данный алгоритм очень сложен в плане вычислительных затрат при реализации.

В ходе работы по выполнению плановой ОКР вначале был проведен математический анализ системы. В первую очередь стоял вопрос о выборе антенной решетки. Для анализа был использован пакет Phased Array Toolbox в составе Matlab. Данный пакет обеспечивает пользователя алгоритмами и средствами для анализа, симуляции и проектирования антенных систем различной сложности. Пользователь может моделировать поведение данных систем на подвижных и неподвижных платформах, а встроенные средства анализа и визуализации помогают оценить пространственные, спектральные и временные характеристики антенных решеток.

Рабочий диапазон частот пеленгатора по ТЗ составляет 4-8 ГГц. Антенная система – круговой массив. Максимальный диаметр расположения элементов 120 мм (исходя из габаритов изделия). Изначально в качестве антенного элемента был выбран изотропный излучатель. Разрабатываемые в рамках текущей ОКР антенные элементы имеют радиус 24 мм. Максимальное число элементов в системе, исходя из представленных выше геометрических параметров, равно 6. Далее был проведен анализ работы алгоритмов Бартлетта и MVDR со следующими параметрами:

- рабочая частота источника – 8 ГГц;
- количество антенных элементов - 6;
- радиус расположения антенн - 60 мм;
- азимут +/- 30 град;
- угол места +/- 30 град.

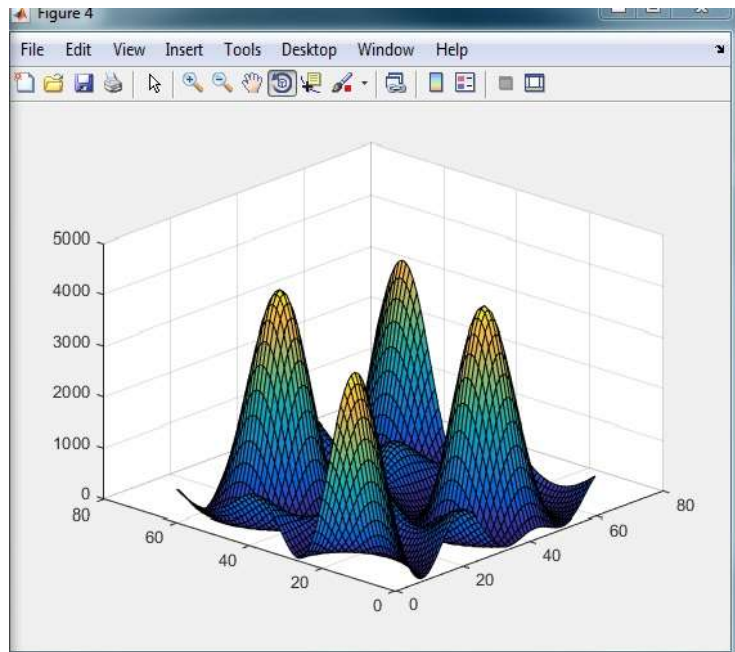


Рисунок 7 - Оценка работы алгоритма Бартлетта с 6 антеннами

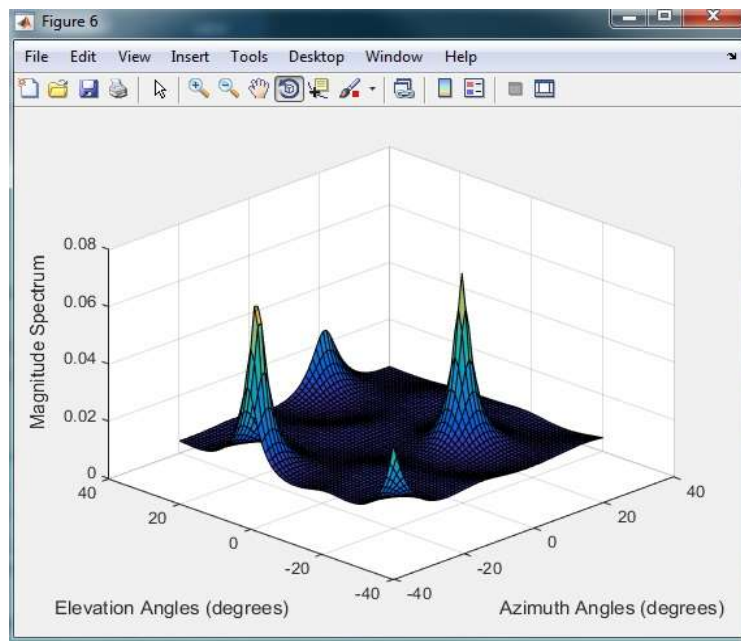


Рисунок 8 - Оценка работы алгоритма MVDR с 6 антеннами

На рисунке 7 представлен результат оценки положения алгоритмом Бартлетта, а на рисунке 8 результат оценки положения алгоритмом MVDR. Из анализа рисунков видно, что в обоих случаях на диаграмме имеются множественные максимумы, которые и являются оценкой положения источника. В связи с этим был сделан вывод, что данная антенная система не подходит, потому что возникает неоднозначность определения положения. Изменив количество антенн на 5, были получены результаты, представленные на рисунках 8 и 9.

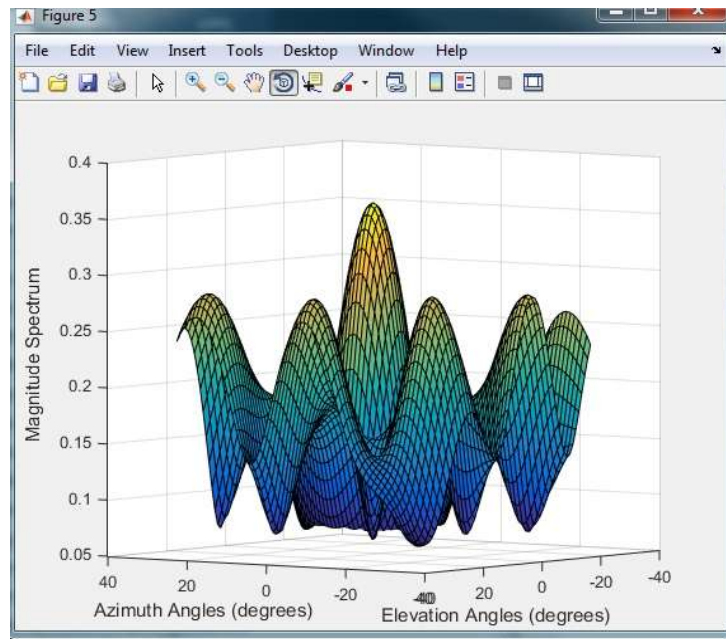


Рисунок 9 - Оценка работы алгоритма Бартлетта с 5 антеннами

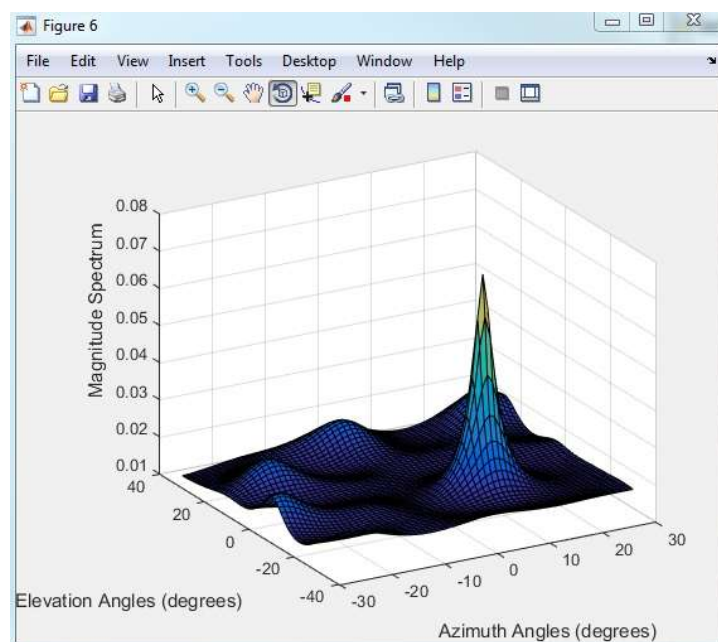


Рисунок 10 - Оценка работы алгоритма MVDR с 5 антеннами

Из диаграмм оценки положения (как и в предыдущем случае) видно, что появились ярко выраженные максимумы, соответствующие истинному положению источника сигнала. В итоге проведенный математический анализ позволил оценить работу двух алгоритмов и выбрать наиболее подходящую конфигурацию антенной системы.

Несмотря на то, что все алгоритмы DOA были математически описаны в 60-70х годах прошлого века, их реализация в реальных системах была до недавнего времени затруднена из-за отсутствия подходящих высокоскоростных вычислителей. К тому же подобные цифровые устройства должны обладать важной особенностью - они должны позволять выполнять обработку

параллельно, так как многие из алгоритмов являются по своей природе параллельными. Это позволяет достичь в плане производительности невероятно высоких показателей, что является краеугольным камнем в системах “реального” времени. Такими свойствами на сегодняшний момент обладают программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Современные ПЛИС становятся очень популярными при проектировании цифровых систем благодаря присущей им гибкости и возможности реализации сложных систем в меньшие сроки по сравнению, например, со специализированными заказными микросхемами (ASIC). А уменьшение технологического процесса изготовления до 28 нм позволило не только увеличить число элементарных ячеек на кристалле, но и дало возможность разместить высокопроизводительные процессорные ядра вместе с вычислительной логикой. Подобные решения называются системами на кристалле (System-on-Chip, SOC). Ярким примером такой системы является линейка ПЛИС семейства Zynq компании Xilinx. Данная микросхема используется в качестве вычислителя в выполняемой ОКР. Этот кристалл, помимо основных логических ячеек (слайсов), объединяет в себе высокоскоростные блоки памяти, ядра для выполнения основных арифметических операций и двухъядерный микропроцессор семейства ARM Cortex-A9. Связь между логикой и процессором осуществляется посредством специализированной шины AXI, которая является частью стандарта ARM AMBA 3.0.

Реализация любого алгоритма в ПЛИС всегда сопровождается HLD симуляцией и верификацией. В большинстве случаев это выполняется с помощью специальных программных средств: Xilinx System Generator, ModelSim. Xilinx System Generator - это высокоуровневое программное средство разработки и симуляции от фирмы Xilinx, которое позволяет проектировать системы с ПЛИС без полной детализации дизайна. ModelSim - это универсальный программный пакет, который позволяет моделировать различные проекты на уровне HDL.

В области DOA также были проведены моделирование и верификация различных алгоритмов [17]. Авторы данной работы предложили специализированное вычислительное ядро, чтобы увеличить производительность алгоритма DOA, выполненного на ПЛИС. Это ядро реализует рекурсивный алгоритм наименьших квадратов (RLS). Данный алгоритм является наиболее затратным в плане времени вычисления, так как использует инверсию матрицы. Прием, который используется для вычисления обратной матрицы, называется QR декомпозицией. Он выполняется в два этапа: сначала входная матрица расщепляется на ортогональную и треугольную матрицы, а затем выполняется обратная подстановка для получения инверсной матрицы. В данной работе был использован пакет Xilinx System Generator для реализации QRD алгоритма в ПЛИС. Дизайн разработан под кристалл Virtex-2 и был оптимизирован под частоту 139 МГц. При его реализации использовалась специальная систолическая матрица вычислителей. Однако данный проект не был выполнен в полном объеме и отладка на кристалле не проводилась.

Другая группа инженеров исследовала так называемый алгоритм ESPIRIT [18]. Он основан на стандартном алгоритме ESPIRIT, но реализуется с использованием только вычислений над реальными значениями. Это позволяет добиться более высокой скорости обработки. Для симуляции и верификации использовалось программное средство ModelSim. В качестве целевого кристалла был выбран Virtex-2. В конечном отчёте было сказано, что максимальная частота работы составила всего 16,7 МГц. Это объясняется слишком длинными критическими путями на этапе разводки кристалла. Хотя данный дизайн показал неплохую производительность без сложных вычислений, он не был протестирован в ПЛИС. Более того, длинные критические пути в ПЛИС препятствуют работе системы на более высоких скоростях, ограничивая применение алгоритма в реальных системах. На сегодняшний день существует очень мало дизайнов, доведенных до конечного работоспособного изделия. Среди них стоит отметить реализацию Unitary MUSIC алгоритмах [19]. В данной работе используются две ПЛИС фирмы Altera. Максимальная частота работы составляет 27,4 МГц. Это связано с длинными критическими путями при вычислении матрицы корреляции.

Анализ и реализация всех алгоритмов была проведена для кристалла Zynq045. Этот выбор связан с широкими возможностями данной ПЛИС по цифровой обработке сигналов. Кроме того, встроенный двухъядерный процессор ARM Cortex-A9 позволяет создать гибкую систему настройки и контроля алгоритма в рамках отладки всей системы в целом.

В рамках выполняемых работ на предприятии был создан макет пеленгатора, который был предназначен для отработки вариантов компоновки, электромагнитной совместимости с аппаратурой носителя, алгоритмов работы пеленгатора и взаимодействия с системой управления носителя при облетах имитаторов радиоэлектронных средств. В данном макете использовался алгоритм двухкоординатного фазового пеленгатора [21].

Угловое положение объекта наблюдения в пространстве задается двумя угловыми координатами. Обычно это азимут и угол места, либо направляющие косинусы относительно осей прямоугольной системы координат. Азимут  $\alpha$  характеризует угловое положение объекта в плоскости земли, угол места  $\beta$  – его возвышение над землей. Предположим, что координатные оси  $Ox$ ,  $Oy$  антенной системы пеленгатора расположены в плоскости земли, а ось  $Oz$  направлена вертикально вверх. Тогда азимут и угол места характеризуют положение объекта относительно антенной системы (рисунок 11).

Углы  $\alpha_x$  и  $\alpha_y$  задают направление на объект относительно осей координат  $Ox$  и  $Oy$ . Обозначим направляющие косинусы принимаемой волны  $\cos\alpha_x = v$ ,  $\cos\alpha_y = u$ . Используя рисунок 11, нетрудно получить следующие соотношения:

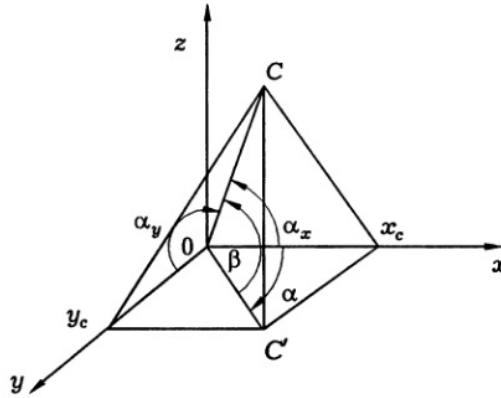


Рисунок 11 - Угловое положение объекта наблюдения в трехмерном пространстве

$$v = \cos \alpha_x = \frac{x_c}{|OC|} = \cos \beta \cos \alpha \quad (13)$$

$$u = \cos \alpha_y = \frac{y_c}{|OC|} = \cos \beta \sin \alpha \quad (14)$$

Поскольку антенная система пеленгатора далеко не всегда расположена в плоскости земли, направляющие косинусы относительно ее осей во многих случаях являются более удобной характеристикой углового положения объекта, чем азимут и угол места.

Для определения углового положения источника излучения в трехмерном пространстве антенная система пеленгатора должна содержать ряд элементов, размещенных на плоскости либо поверхности более сложного профиля. Рассмотрим фазовые соотношения сигналов, наведенных в антеннах, расположенных в плоскости.

Пусть на плоскости  $xOy$  (рисунок 12) имеются две произвольно расположенные точки приема:  $A_1$  и  $A_2$ , а источник излучения находится в точке  $C$ . Расстояние  $OC$  от приемных антенн до точечного источника сигнала положим намного большим фазометрической базы  $A_1A_2$ , так чтобы падающую на антенны волну можно было считать плоской. Тогда разность фаз сигналов, наведенных в антеннах  $A_1$  и  $A_2$ , можно найти по формуле:

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} |\overline{A_1A_2}| \cos(\overline{A_1A_2} \wedge \overline{OC}) \quad (15)$$

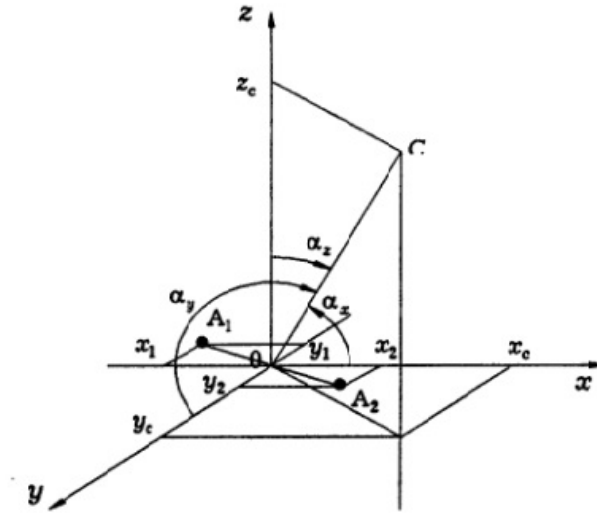


Рисунок 12 - Взаимное положение источника сигналов С и антенн пеленгатора

Очевидно,

$$\cos(\overline{A_1A_2} \wedge \overline{OC}) = \frac{\overline{(A_1A_2, OC)}}{|\overline{A_1A_2}| |\overline{OC}|}$$

$$\overline{(A_1A_2, OC)} = (x_1 - x_2)x_c + (y_1 - y_2)y_c \quad (16)$$

Следовательно, можно получить следующее уравнение для разности фаз:

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} [(x_1 - x_2) \cos \alpha_x + (y_1 - y_2) \cos \alpha_y] \quad (17)$$

Естественно, полная разность фаз  $\Phi$  может быть больше измеренной, если  $|A_1A_2| > \frac{\lambda}{2}$ .

Традиционно антенны двухкоординатных пеленгаторов располагают на плоскости вдоль осей прямоугольной системы координат (рисунок 13).



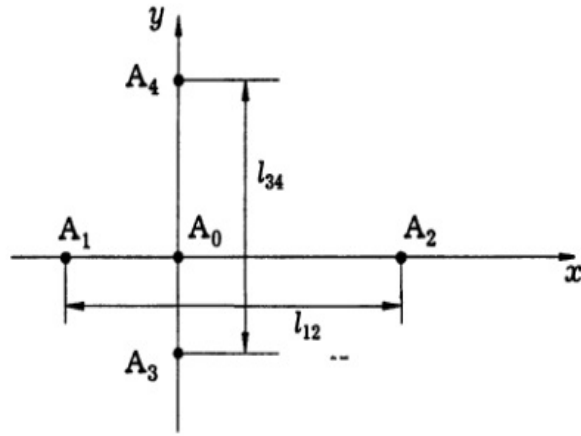


Рисунок 13 - Пример расположения на плоскости антенн фазового пеленгатора

Предположим, что антенны  $A_1$  и  $A_2$  расположены на координатной оси  $x$ . Тогда фазометрическая база  $l_{12} = (x_2 - x_1)$  (рисунок 13),  $y_2 - y_1 = 0$ , и уравнение (17) примет вид:

$$\Phi_{12} = \frac{2\pi l_{12}}{\lambda} \cos \beta \cos \alpha, \quad (18)$$

где  $\Phi_{12}$  - полная разность фаз сигналов на антеннах  $A_1$  и  $A_2$ .

Аналогично, если пара антенн, например  $A_3$  и  $A_4$ , располагается на оси  $y$ , фазометрическая база  $l_{34} = (y_4 - y_3)$  (рисунок 13), и уравнение (17) примет вид:

$$\Phi_{34} = \frac{2\pi l_{34}}{\lambda} \cos \beta \sin \alpha, \quad (19)$$

где  $\Phi_{34}$  - полная разность фаз сигналов на антеннах  $A_3$  и  $A_4$ .

Из последних формул получаем соотношения для вычисления азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$ .

$$\alpha = \arctg \frac{\Phi_{34} l_{12}}{\Phi_{12} l_{34}} \quad (20)$$

$$\beta = \arccos \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\Phi_{12}}{l_{12}}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{34}}{l_{34}}\right)^2} \quad (21)$$

Формулы (20) и (21) являются основой для расчета азимута и угла места при традиционном построении двухкоординатных фазовых пеленгаторов.

Для изготовленного макета алгоритм был немного видоизменен, потому что антенная решетка располагалась в плоскости  $yOz$ . Данный макет был использован в полетных испытаниях.

Результаты испытаний доступны на рисунках 14-18. Проведенные испытания и анализ полученных данных доказывает качественно работоспособность макета и выбранного алгоритма пеленгации.

Точность пеленгации, уже в рамках следующего макета повышалась увеличением числа элементов в антенной решетке и изменением их конфигурации; выбором нового алгоритма DOA, а также проведением работ по калибровке в безэховой камере как антенной системы (устранение

взаимного влияния близкорасположенных антенных элементов), так и приемников изделия (идентичность работы каналов).

Другой способ построения фазовых пеленгаторов основан на использовании всей совокупности разностей фаз, измеренных между антеннами. Антенная система рассматривается как плоская антенная решетка, а измеряемые угловые координаты – как векторный параметр распределения вероятностей совокупности измеренных разностей фаз. Такой подход как раз предоставляют алгоритмы DOA.

Для следующего макета пеленгатора был проведен математический анализ системы, и было выбрано два основных алгоритма DOA: алгоритм Бартлетта и Капона (MVDR).

Алгоритм Бартлетта заключается в комбинировании выходных сигналов антенных элементов таким образом, чтобы они сложились когерентно. Сигналы выстраиваются в фазе при соответствующих задержках, которые соответствуют определенному направлению и приложены к данным сигналам, и, таким образом, выходной сигнал приемного устройства усилится в  $M$  раз ( $M$  – количество антенных элементов). Если применить другой набор весовых коэффициентов, то сигналы не сложатся когерентно, и выходная мощность сигнала останется малой. Максимальной она будет в направлении, соответствующем направлению на источник сигнала. По сути это задача является обратной при выполнении наведения луча с помощью антенной решетки (beamforming). Данный алгоритм основан на спектральном анализе Фурье. Он относительно прост в реализации. Отклик системы равен линейной комбинации выходов с антенных элементов:

$$y(t) = wx(t), \quad (22)$$

где  $w$  – весовой вектор.

Выходная мощность для множества отсчетов  $T$  равна:

$$P(\varphi) = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |y(t)|^2 = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T w^H x(t)x(t)^H w = w^H R_{xx} w, \quad (23)$$

где  $\varphi$  – это азимутальный угол.

Целью является найти лучший набор весов, при котором мощность будет максимальной. При этом направляющий вектор  $a(\varphi)$  нормализован -  $a(\varphi)^H a(\varphi) = 1$ . Таким образом единственный набор весов, который удовлетворяет условию максимума мощности равен направляющему вектору для данного направления –  $w_{max} = a(\varphi)$ . С учетом оптимального набора весов выходная мощность равна:

$$P_{max}(\varphi) = a(\varphi)^H R_{xx} a(\varphi) \quad (24)$$

Матрица ковариации  $R_{xx}$  находится путем вычисления дискретного преобразования Фурье по каждому из каналов. Вначале находится максимум амплитуды по одному из каналов; затем делается выборка по каждому из каналов по бину, соответствующему этому максимуму; из

данных выборок (действительная и мнимая часть) составляется матрица ковариации, которая соответствует реальной фазовой картине антенной решетки для конкретного источника сигнала.

Весовая матрица направления вычисляется для каждой пары углов (угла места и азимута) при реализации алгоритма. Для диапазона углов по азимуту и углу места  $\pm 30$  градусов с шагом в 0,5 градуса количество весовых матриц равно 121. Это соответствует 14641 вычислению по формуле (24). Весовую матрицу можно вычислять на ходу при работе устройства или заранее, записав ее во внутреннюю память и подгружая во время работы алгоритма. При ее вычислении необходимо знать частоту принимаемого сигнала; исходя из условий ТЗ по диапазону частот работы устройства, необходимо постоянно вычислять данную матрицу для каждой конкретной частоты обнаруженного сигнала.

Алгоритм MVDR накладывает дополнительные ограничения на коэффициент усиления системы, делая его единичным и минимизируя выходную мощность в других направлениях. В математической терминологии это значит, что  $w^H a(\varphi) = 1$ . Вводя новую переменную  $\lambda$  или множитель Лагранжа, можно записать функцию Лагранжа:

$$J(w, \lambda) = w^H R_{xx} w - \lambda (w^H a(\varphi) - 1) \quad (25)$$

Возьмем производные данной функции по  $w$  и по  $\lambda$ :

$$\frac{\partial J}{\partial w} = w^H R_{xx} + \lambda a(\varphi) = 0 \quad (26)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \lambda} = w^H a(\varphi) - 1 = 0 \quad (27)$$

Умножив справа уравнение (27) на  $w$ , можно заметить что, оцениваемая мощность и лагранжиан численно равны. Заменим  $\lambda$  на  $P$  в уравнении (27) и проведем следующие выкладки:

$$w^H R_{xx} = P a(\varphi) \quad (28)$$

$$w^H = P a(\varphi) R_{xx}^{-1} \quad (29)$$

$$P = w^H R_{xx} w = P a(\varphi) R_{xx}^{-1} R_{xx} [R_{xx}^{-1}]^H a(\varphi)^H P^H \quad (30)$$

$$P_{MVDR} = \frac{1}{[a(\varphi)[R_{xx}^{-1}]^H a(\varphi)^H]^H} = \frac{1}{a(\varphi)^H R_{xx}^{-1} a(\varphi)} \quad (31)$$

При реализации алгоритмов было использовано следующее программное обеспечение: ISE Design Suite 14.7, Xilinx System Generator, Vivado HLS 2014.4, QuestaSim HDL симулятор.

ISE Design Suite 14.7 является средством синтеза, анализа, размещения и трассировки VHDL/Verilog проектов под конкретные кристаллы ПЛИС.

Xilinx System Generator является удобным пакетом для моделирования различных алгоритмов в среде Simulink компании Mathworks. Данный пакет предоставляет IP-ядра

(сумматоры, умножители, делители, цифровые фильтры), которые можно расставлять в виде графических блоков в проекте Simulink и устанавливать сигнальные связи между ними. Затем подать входное воздействие на исследуемую систему и посмотреть выходное; результаты можно выгрузить в виде графиков, матриц, таблиц или файлов. После проверки правильной работоспособности алгоритма проект можно преобразовать в RTL проект для ISE Design Suite.

Vivado HLS 2014.4 является средством высокоуровневого синтеза. Данный пакет позволяет описывать и проектировать дизайны для ПЛИС с помощью языков высокой абстракции (C, C++, SystemC). На таком функциональном уровне инженеру не нужно заботиться о таких деталях, как иерархия проекта, процессы, тактовые сигналы. Ему достаточно только сфокусироваться над поведенческой основой конкретного алгоритма. Написание кода стало намного легче и проще. С помощью всего нескольких строк кода возможно существенное уменьшение вероятности возникновения ошибок, а процесс верификации стал более понятным, простым и эффективным. После этого достаточно всего лишь преобразовать дизайн в RTL проект. QuestaSim - это HDL удобный симулятор RTL проектов, который интегрируется в среду ISE Design Suite 14.7.

Все представленные средства позволяют повысить качество разработки, сократить сроки и максимально параметризовать модель. Подобные модели при необходимости могут легко масштабироваться.

#### Выводы.

Научная новизна данной работы заключается:

в разработке математической модели малогабаритной АФАР радиопеленгатора и результатах теоретического и экспериментального исследований данной модели.

в создании методики разработки малогабаритного радиопеленгатора при ограниченном количестве антенных элементов.

в результатах теоретического и экспериментального исследования взаимного влияния антенных элементов АФАР и разработке методик и алгоритмов их компенсации.

в результатах сравнительного анализа алгоритмов определения направления на радиоисточник с точки зрения их применимости и реализуемости в системах реального времени на борту малых БПЛА, а также выработке к составу элементной базы и структуре вычислителей для реализации данных алгоритмов.

в разработке алгоритма функционирования в составе малого БПЛА.

## Литература

1. *Balanis A* (1997), Antenna theory. - Wiley, third edition.
2. *Ioannides P., C.A. Balanis*, Uniform circular arrays for smart antennas. - Antennas and Propagation Magazine, vol.47 Issue 4, Aug 2005.
3. Louis L. Scharf Statistical signal processing: detection, estimation, and timeseries analysis. - Addison-Wesley Publishing company, 1991.
4. *Bellini, E. and Tosi, A.* A directive system of wireless telegraphy. - Elect.Eng. 2, 1906. - pp. 771-775.
5. *Marconi, G.*, On Methods Whereby the Radiation of Electric Waves May be Mainly Confined to Certain Directions, and Whereby the Receptivity of a Receiver May be Restricted to Electric Waves Emanating from Certain Directions. - Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character, April 30, 1906. - pp. 413-421.
6. *Adcock, F.* British Patent Specification No.130490, 1919.
7. *Keen R.* Wireless detection finding. - Iliffe & Sons, Dorset House.
8. *Bartlett, M. S.* Periodogram Analysis and Continuous Spectra.- Biometrika,1950. - pp. 1-16.
9. *Burg, J.P.*, Maximum entropy spectral analysis. - Proc. 37th annual meeting of the society of exploration geophysicists, 1967.
10. *Capon J.*, High-Resolution Frequency-Wavenumber Spectrum Analysis. - PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL.57, NO.8, AUGUST 1969.
11. *Borgiotti, G.V. and Kaplan, L.J.*, Superresolution of uncorrelated interference sources by using adaptive array techniques. - Trans. Antennas Propag. AP-27 1979. - p.842.
12. *Gabriel, W.*, Spectral analysis and adaptive array superresolution techniques. - Proc. IEEE 68, 1980. - p. 654.
13. *Paulraj, A. and Roy, R.H.*, Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques- ESPRIT. - In Proceedings of the 19th Asilomar Conference on circuits systems and Computers, November 1985. - pp. 83-89.
14. *Franz A. de Leon*, Application of MUSIC, ESPRIT and SAGE Algorithms for Narrowband Signal Detection and Localization. - TENCON 2006. IEEE Region 10 Conference, 2006. – pp.1-4.
15. *Islam, M.R., and Adam, I.A.H.*, Performance Study of Direction of Arrival (DOA) Estimation Algorithms for Linear Array Antenna. - International Conference on Signal Processing Systems, 15-17 May 2009. - pp. 268-271.
16. *Kim M., Ichige K., and Arai H.*, Implementation of FPGA based Fast DOA Estimator using Unitary MUSIC Algorithm. - Vehicular Technology Con.vol.1, Oct. 6-9, 2003. - pp. 213-217.

17. *Abdolee, R., Tan, M.N.M., Rahman, T.A., and Ali, M.T.*, Unequal Spacing and Reference Element Variation To Enhance Resolution Of Linear Prediction DOA Algorithm. - Microwave Conference, Asia-Pacific, 11-14 Dec. 2007. - pp. 1-4.
18. *Boonyanant P., and Tan-a-ram, S.*, FPGA implementation of a subspace tracker based on a recursive unitary ESPRIT algorithm. - 2004 IEEE Region 10 Conference, 21-24 Nov. 2004. - pp. 547- 550.
19. *Khallaayoun, A., and Yikun Huang*, Spatial selective MUSIC for direction of arrival estimation with uniform circular array. - Antennas and Propagation Society International Symposium, 9-15 June 2007. - pp. 1128-1131.
20. *Abusultan Y.*, Digital implementation of DOA estimation techniques for smart antenna systems. - MONTANA STATE UNIVERSITY Bozeman, Montana April 2010.
21. *В.П. Денисов, Д.В. Дубинин* “Фазовые Радиопеленгаторы”. Монография – Томск 2002 - 251с.

Дополнение

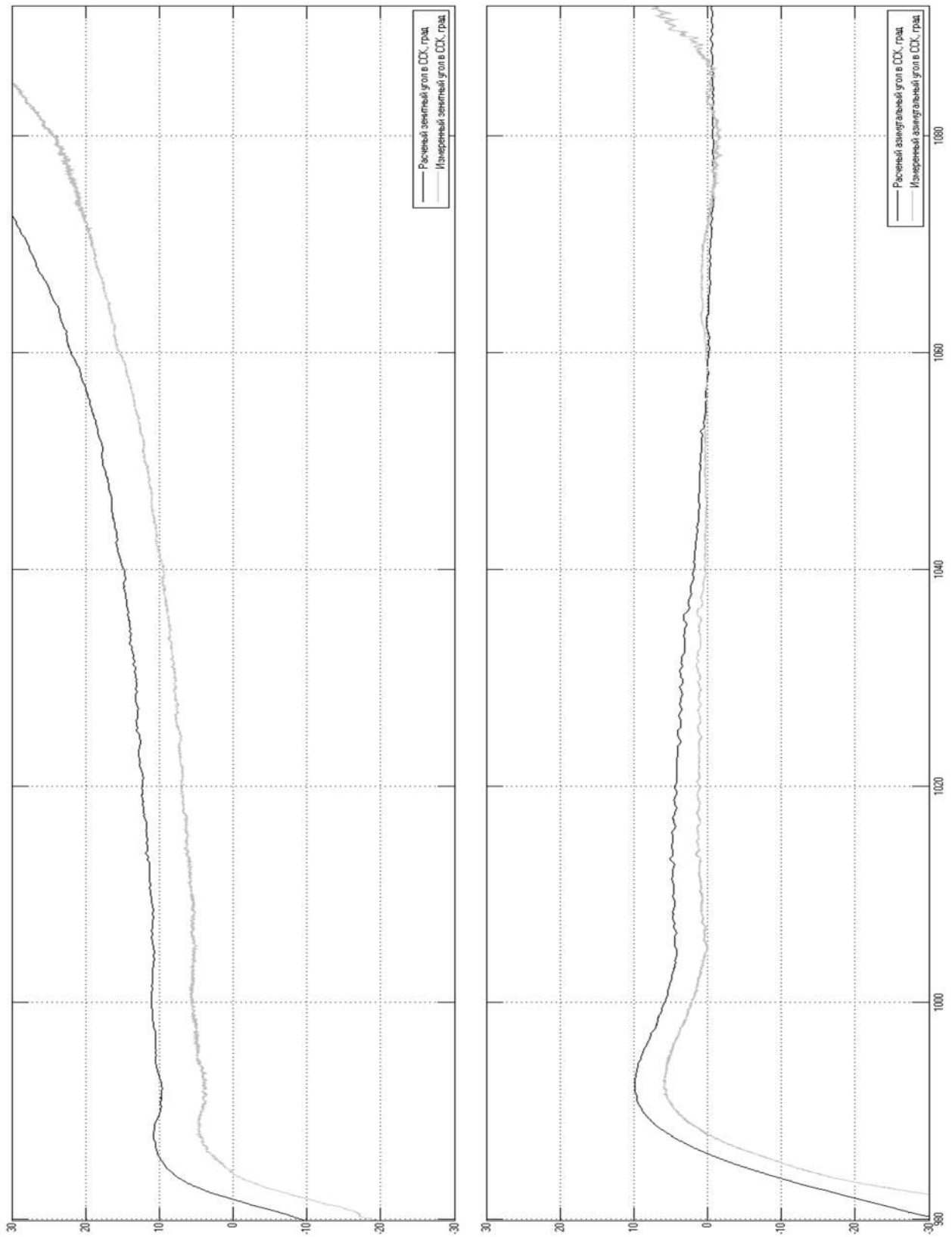


Рисунок 15 - Заход по траектории 1, высота 790м

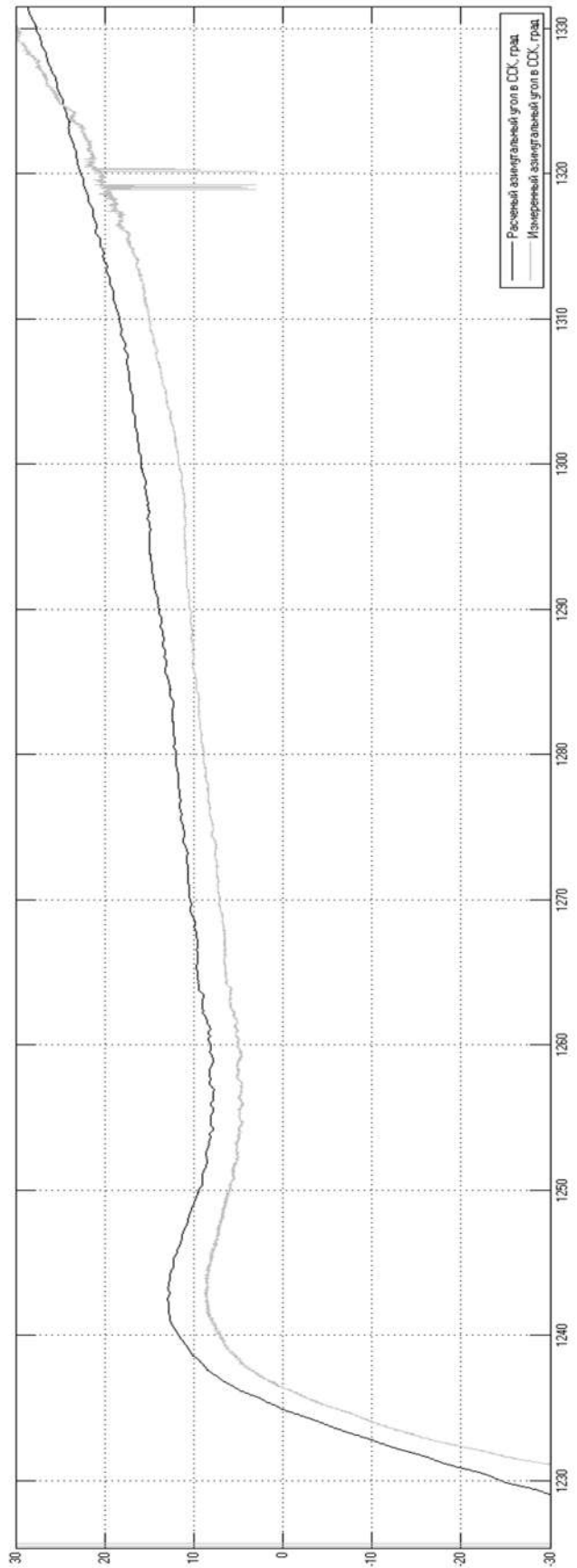
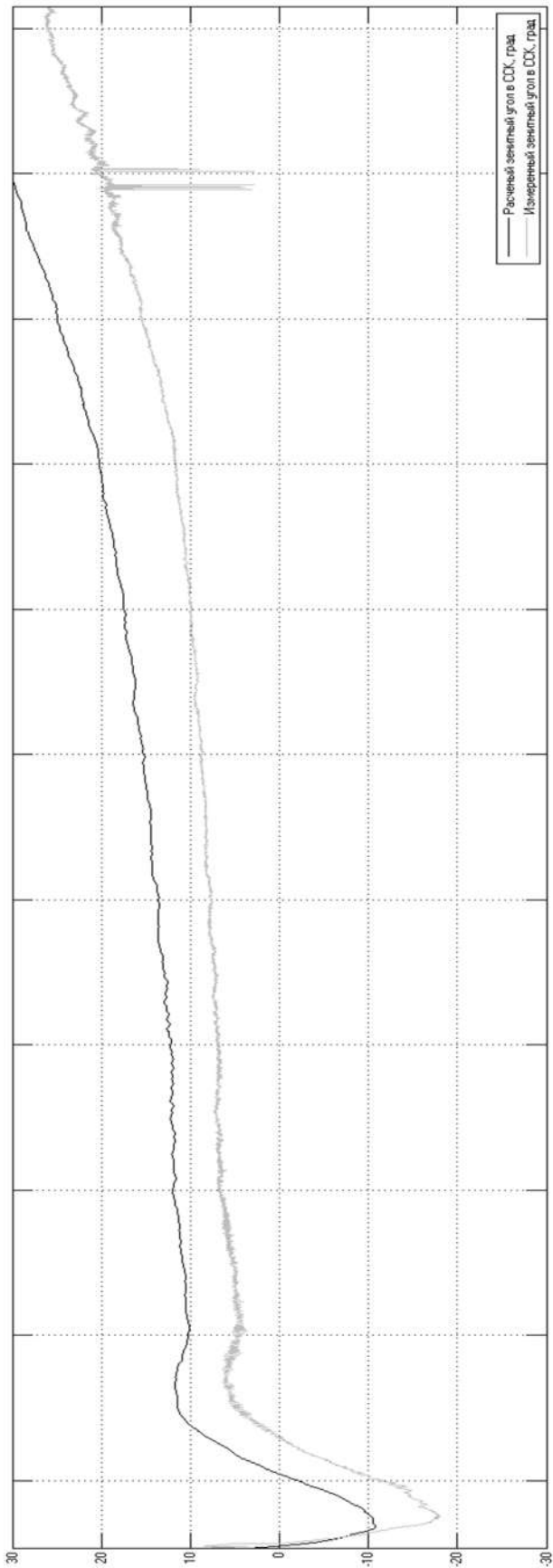


Рисунок 16 - Заход по траектории 4, высота 890м



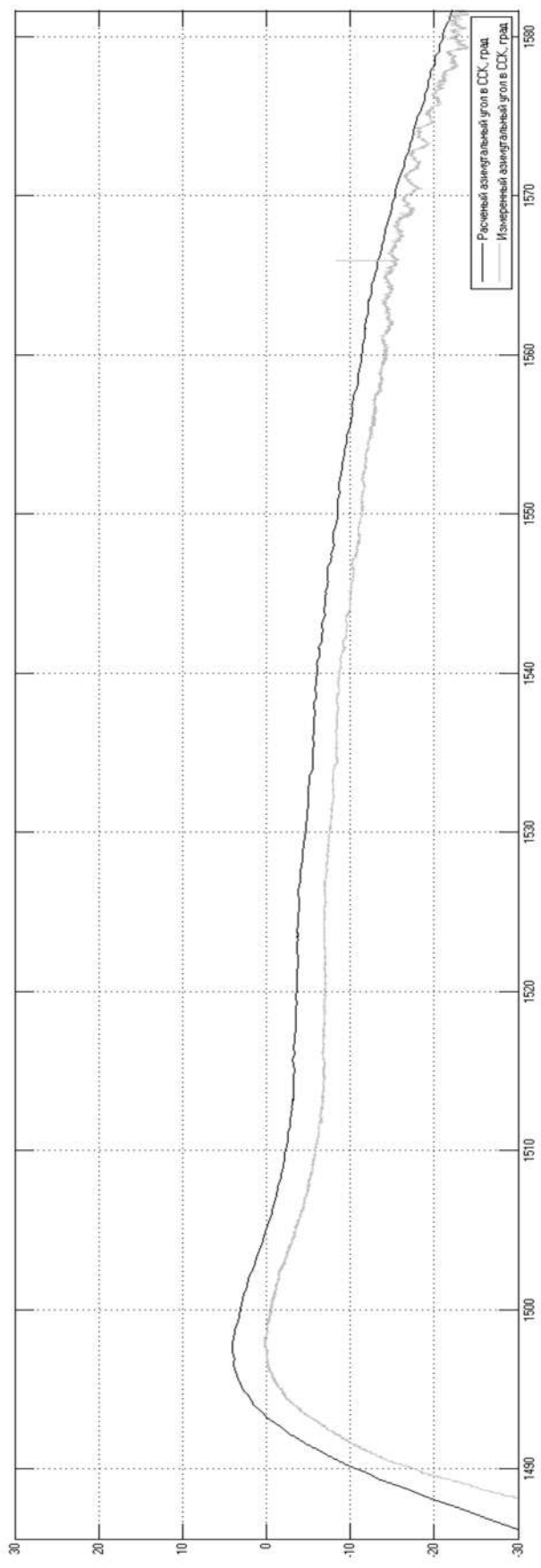
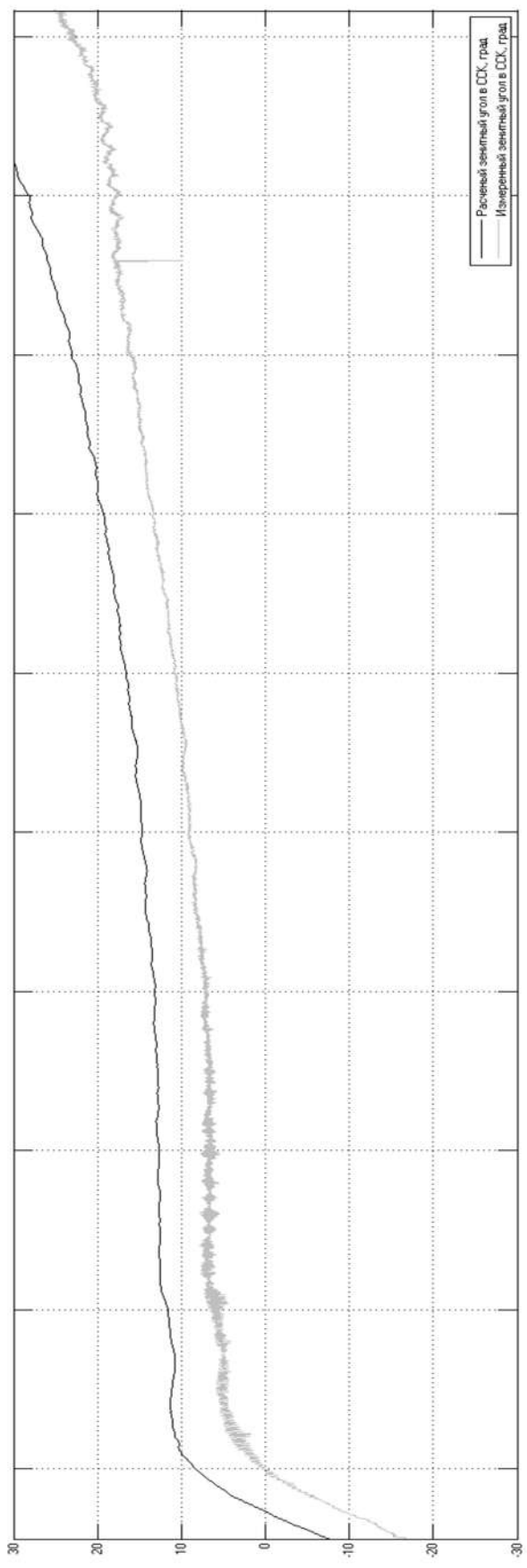


Рисунок 17 - Заход по траектории 3, высота 890м

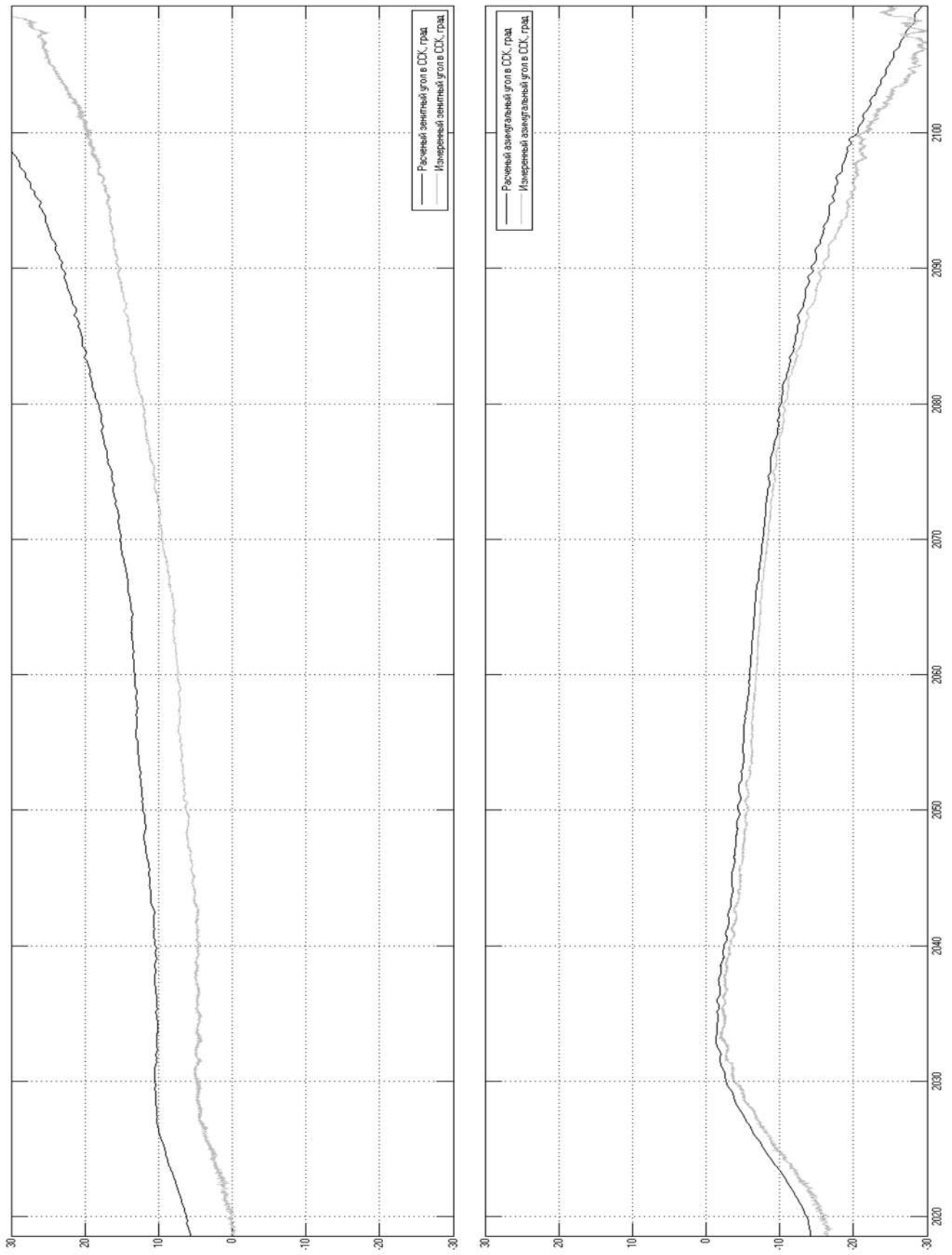


Рисунок 18 - Заход по траектории 2, высота 700м