

УДК 621.396.67

Матричная диаграммообразующая схема цифровой антенной решётки

Шмачилин П.А.*, Шумилов Т.Ю.**

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

**e-mail: shmachilin@gmail.com*

***e-mail: shumilovty@gmail.com*

Статья поступила 10.11.2019

Аннотация

Процесс разработки современных радиоэлектронных средств связи и навигации предъявляет к оборудованию требования многофункциональности и высокой помехозащищённости. Высокие показатели в данной области могут быть достигнуты за счёт устранения потерь мощности, искажений и нестабильностей, вносимых элементами аналоговой части антенной системы путём перехода от аналоговых средств и методов к цифровым на наиболее ранних этапах обработки сигналов в полотне антенной решётки. В фазированных антенных решётках (ФАР) данный процесс привёл к появлению нового вида антенных устройств – цифровых антенных решёток (ЦАР). Проектирование ЦАР представляет собой сложный комплексный процесс, связанный, как с разработкой аналоговой части устройства, так и с разработкой схемы цифровой обработки сигнала (ЦОС), осуществляющей цифровое диаграммообразование (ЦДО). ЦАР состоит из антенных каналов, представляющих собой антенный элемент, подключённый к приёмопередающему модулю (ППМ). ППМ ЦАР включает в себя аналоговую часть фильтрации и

усиления входного/выходного сигнала, а также модули аналого-цифрового (АЦП) и цифро-аналогового (ЦАП) преобразования. Процесс разработки ЦАР включает в себя разработку антенного элемента, выбор параметров аналоговой части, а также построение как цифровой, так и аналоговой части ППМ. Кроме этого, процесс разработки должен включать в себя построение схемы и разработку алгоритма ЦДО, обеспечивающих требуемые характеристики быстродействия и направленности в заданных частотных диапазонах. В работе рассмотрен один из вариантов реализации алгоритма ЦДО, обеспечивающий расширение полосы частот за счёт компенсации эффектов углочастотной чувствительности. Кроме этого в статье приведён анализ современной элементной базы, способной обеспечить реализацию данного алгоритма.

Ключевые слова: цифровое диаграммообразование, цифровые антенные решётки, антенные решётки, углочастотная чувствительность луча, лучеформирование.

Введение

Одной из основных задач антенной техники является создание перспективных адаптивных ФАР, используемых при решении задач радиоэлектронной борьбы, селекции полезного сигнала на фоне помех и шумов, а также повышения эффективности процессов и устройств управления диаграммой направленности [1-13, 19]. Одной из проблем аналоговых ФАР является технологическая сложность реализации высокого уровня повторяемости характеристик аналоговых элементов [1, с. 10], а также обеспечение их сохранения в процессе эксплуатации. Появляются

трудности обеспечением частотной равномерности коэффициента передачи усилительных трактов, связанные с различием коэффициентов усиления и КПД, а также проблемы построения схем деления мощности, обеспечивающих формирование амплитудного-фазового распределения в широкой полосе частот [17, с 38], особенно для диаграмм направленности специальной формы.

Одним из решений данных проблем является переход от аналогового метода формирования диаграммы направленности к цифровому [1, с. 68]. Таким образом, аналоговые антенные решётки (АР) преобразуются в новый вид радиотехнических устройств – ЦАР. ЦАР прошлого поколения представляли собой АР, в которой каждый канал и приёмо-передающий модуль (ППМ) включали в себе цифро-аналоговые (ЦАП) и аналогово-цифровые преобразователи (АЦП), обеспечивающие преобразование сигнала на низких частотах дискретизации, и, следовательно, малую полосу пропускания сигнала. Ограничение полосы частот обработки было связано как с ограничением полосы аналоговой части ППМ, так и ограничением, накладываемым теоремой Котельникова. Скорость работы ЦАП/АЦП того времени не обеспечивало возможности построения подобных систем без использования преобразователей частоты (ПЧ) [1, 2, 3, 4, 11, 13, 14], что, в свою очередь, означало, что приёмным АР были присущи недостатки супергетеродинных приёмников такие как: наличие зеркального канала, просачивание сигнала гетеродина на промежуточные частоты, потребность дополнительной фильтрации выходного сигнала от гармоник и субгармоник. Всё это повышало сложность разработки подобных систем. Основная идея современной ЦАР рассматриваемой в данной работе состоит в том, что аналого-цифровое преобразование должно происходить

как можно раньше – ближе к антенному элементу в полотне решётки в каждом из её каналов непосредственно на несущей (высокой) частоте сигнала, без применения ПЧ [1, 15, 18, 20, 21]. Это значит, что каждый ППМ должен включать в себя малошумящий усилитель (МШУ), устройства согласования уровней входного/выходного сигнала на АЦП/ЦАП, а также быстродействующие устройства АЦП/ЦАП [1, с. 77].

Целями данной работы является: рассмотрение процесса цифрового формирования ДН в широкой полосе частот, описание алгоритма работы схемы ЦДО на основе матричного преобразования Фурье (ПФ), а также анализ элементной базы, на которой возможна реализация данного алгоритма ЦДО и ППМ.

Постановка задачи

Рассмотрим задачу падения электромагнитной волны на ЦАР (Рисунок 1). Рассмотрим линейную антенную решётку, состоящую из N элементов, расположенных в пространстве эквидистантно с шагом d . Каждый антенный элемент подключён непосредственно ко входу своего ППМ. Такая пара образует «пространственный» канал антенной решётки. Каждый ППМ включает в себя входную аналоговую часть и модуль АЦП, причём, аналогово-цифровое преобразование осуществляется согласно теореме Котельникова. Каждый пространственный канал АР формирует цифровой сигнал с периодом дискретизации $T_d = 1/F_d$, где F_d — частота дискретизации. За каждый период дискретизации с каждого канала решетки в буферном устройстве будет накапливаться выборка сигнальных отсчётов длиной N_d . Таким образом, в буферном устройстве при объединении всех пространственных каналов формируется матрица сигнальных

отсчётов по всей апертуре s . Число столбцов матрицы равно числу пространственных каналов, число строк – объёму выборки цифрового сигнала. В каждой строке матрицы размещаются отсчёты цифрового сигнала от своего пространственного канала. Строка матрицы представляет собой выборку значения сигнала по одному каналу за время накопления. Время накопление сигнала составляет $T_c = T_d \cdot N_d$. Каждый столбец матрицы содержит мгновенное значение амплитуды поля по апертуре решетки.

Для создания модели заменим антенные элементы – источниками сигналов с задержкой по времени, определяемой разности хода волн для заданного углового направления $d \sin(\theta)/c$ где c – скорость света, θ – угол падения электромагнитной волны, откладываемый от нормали к полотну ЦАР. Сформированный таким образом набор аналоговых сигналов оцифровывается массивом блоков АЦП в каждом приёмном канале, формируя таким образом сигнальную матрицу $SS_{N \times N_d}$.

$$SS_{N \times N_d} = \begin{pmatrix} S_{0,0} & S_{0,1} & \cdots & S_{0,N_d-1} \\ S_{1,0} & S_{1,1} & \cdots & S_{1,N_d-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N-1,0} & S_{N-1,1} & \cdots & S_{N-1,N_d-1} \end{pmatrix} \quad (1)$$

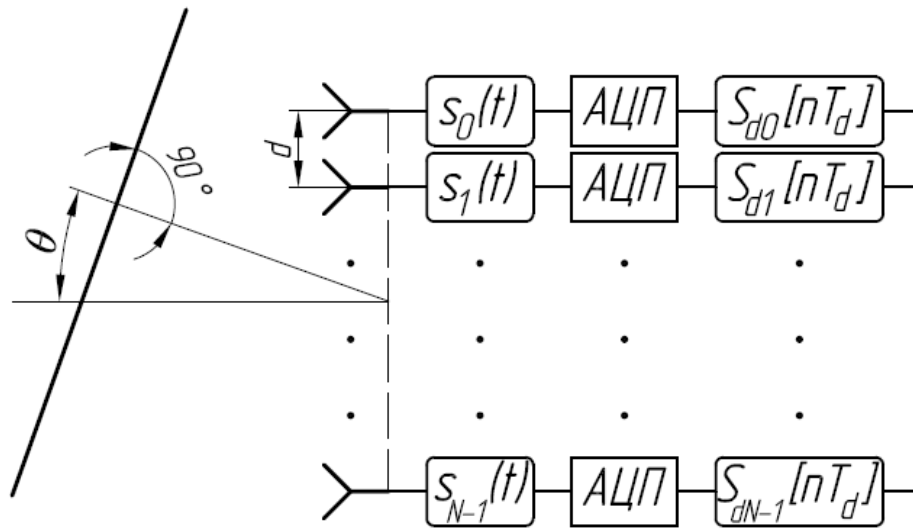


Рисунок 1 — К анализу задачи падения волны на апертуру ЦАР

Формирование цифровой диаграммы направленности

Формирование луча – это процесс когерентного сложения сигналов от всех антенных каналов либо в пространстве по полю при работе на передачу, либо на выходе диаграммообразующей схемы при работе на приём. ФАР представляет собой устройство, позволяющее выполнить компенсацию фазовых, либо временных сдвигов сигналов всех её антенных элементов для заданного углового направления, что приводит к усилению сигнала в выбранном угловом направлении и декорреляции сигнала в остальном секторе углов. Принципы цифровой обработки сигнала в ЦАР построены на теории фазированных антенных решёток в цифровой форме. Различие с аналоговыми системами заключается в том, что деление цифрового сигнала на несколько каналов не приводит к делению его мощности, а также «распространение» цифрового сигнала в схеме его обработки не приводит к потере его энергии. Это позволяет существенно снизить влияние искажений, вносимых нестабильностями аналоговой части обработки сигнала [18], исключить потери мощности в фазовращателях каналов ФАР, а также исключить потери в

распределительной системе. Для формирования выходного сигнала схемы цифрового диаграммообразования (ЦДО) требуется выполнить когерентное сложение сигналов от всех пространственных каналов с учётом формы фазового фронта падающей электромагнитной волны, а также шумов и помех.

Одним из способов реализации ЦДО можно рассмотреть вариант применения матричного преобразования Фурье. В широкополосных диаграммообразующих схемах на краях спектра сигнала начинает сказываться эффект углочастотной чувствительности луча. При цифровой обработке существует возможность его компенсации за счёт разложения входного сигнала в спектр и осуществления процесса независимого формирования ДН для каждой спектральной составляющей.

В матричной схеме диаграммообразования сигнальная матрица $SS_{N \times N_d}$ на первом этапе может быть разложена в спектр $SS_{N \times N_d}$, представляющий собой спектральную матрицу. Для получения спектральной матрицы необходимо сигнальную матрицу $SS_{N \times N_d}$ умножить слева на матрицу прямого преобразования Фурье $WF_{N_d \times N_d}$ размерностью $N_d \times N_d$. Элементы матрицы прямого преобразования Фурье могут быть вычислены единожды заранее по формуле (2):

$$WF_{(m,n)} = \frac{1}{N_d} \exp\left(-2\pi i \frac{(m-1)(n-1)}{N_d}\right) = \frac{1}{N_d} \cdot wf^{(m-1)(n-1)} \quad (2)$$

В данном случае размер выборки определяет частотную разрешающую способность. Каждый элемент матрицы $WF_{N_d \times N_d}$ содержит множитель $\frac{1}{N_d}$, который можно вынести за пределы матрицы. В конечном итоге wf — разрешающий множитель и сама матрица $WF_{N_d \times N_d}$ вычисляются в отдельном устройстве разово, и

требуют перерасчёта, только в тех случаях когда нужно изменить величину выборки сигнала т.е. изменить разрешение по частотам.

Матрица прямого преобразования Фурье $WF_{N_d \times N_d}$ имеет вид:

$$WF_{N_d \times N_d} = \frac{1}{N_d} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & wf^{(1)(1)} & \dots & wf^{(1)(N_d-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & wf^{(1)(N_d-1)} & \dots & wf^{(N_d-1)^2} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Чтобы найти спектры всех сигналов в матрице $SS_{N \times N_d}$ нужно вычислить матричное произведение:

$$SS_{N \times N_d} = ss_{N \times N_d} \cdot WF_{N_d \times N_d}. \quad (4)$$

Теперь в каждой строке спектральной матрицы $SS_{N \times N_d}$ содержится спектр сигнала из соответствующего канала решётки. Столбцы матрицы $SS_{N \times N_d}$ содержат информацию о амплитудно-фазовых распределениях на каждой из частот f_n рассчитанных спектров сигналов: $f_n = \frac{n}{N_d} \cdot \frac{1}{T_d}$. Нужно помнить, что периодический дискретный сигнал имеет периодический дискретный спектр с интервалом F_d .

Для формирования ДН необходимо взять обратное преобразование Фурье от амплитудно-фазового распределения. Чтобы скомпенсировать разность хода падающей волны в спектрах с каждого канала решётки и обеспечить их когерентное сложение нужно в фазирующей матрице $W\Theta_{N \times N_d}$ ввести множитель для столбцов, определяющий индекс гармоники, который будет учитывать периодичность спектра дискретизированного сигнала. Элементы фазирующей матрицы, играющие роль фазовращателей ФАР, можно представить в виде (5):

$$W\Theta_{(m,n)} = \exp\left(2\pi i \cdot \frac{d}{c} (n-1) \cdot f_m \cdot \sin(\theta_0)\right) \quad (5)$$

где c — скорость света, d — шаг решетки, θ_0 — угол отклонения луча, отсчитываемый от нормали к АР, n — номер канала решётки, максимальное значение которого N , f_m — дискрет частоты, задаваемый корректирующей функцией:

$$f_m = \begin{cases} m \cdot \frac{F_d}{N_d}, \text{ для } m < \frac{N_d}{2} \\ (m - N_d) \cdot \frac{F_d}{N_d}, \text{ для } m > \frac{N_d}{2} \end{cases} \quad (6)$$

Корректирующая функция (6) необходима для формирования фазирующей матрицы, форма которой обеспечит последующее когерентное сложение её спектральных составляющих. Без корректирующей функции, для частот $(m - N_d) \cdot \frac{F_d}{N_d}$, для $m > \frac{N_d}{2}$, результат умножения матрицы спектров на фазирующую матрицу не обеспечит последующего синфазного сложения спектров формируемой диаграммообразующей матрицы.

Диаграммообразующая матрица $FF_{N \times N_d}$ получается путём поэлементного перемножения матрицы спектров $SS_{N \times N_d}$ с фазирующей матрицей $W\theta_{N \times N_d}$:

$$FF_{N \times N_d} = \begin{pmatrix} SS_{0,0} \cdot W\theta_{0,0} & SS_{0,1} \cdot W\theta_{0,1} & \cdots & SS_{0,N_d-1} \cdot W\theta_{0,N_d-1} \\ SS_{1,0} \cdot W\theta_{1,0} & SS_{1,1} \cdot W\theta_{1,1} & \cdots & SS_{1,N_d-1} \cdot W\theta_{1,N_d-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ SS_{N-1,0} \cdot W\theta_{N-1,0} & SS_{N-1,1} \cdot W\theta_{N-1,1} & \cdots & SS_{N-1,N_d-1} \cdot W\theta_{N-1,N_d-1} \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} FF_{0,0} & FF_{0,1} & \cdots & FF_{0,N_d-1} \\ FF_{1,0} & FF_{1,1} & \cdots & FF_{1,N_d-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ FF_{N-1,0} & FF_{N-1,1} & \cdots & FF_{N-1,N_d-1} \end{pmatrix} \quad (7)$$

При поэлементном сложении строк матрицы $FF_{N \times N_d}$, строка результата $F_{1 \times N_d}$, будет представлять собой спектр выходного сигнала цифровой диаграммообразующей схемы, амплитуды спектральных составляющих полезного сигнала в котором будут усилены N раз.

Выходной сигнал во временной области может быть восстановлен путём умножения выходной строки спектральных компонент $F_{1 \times N_d}$ на матрицу обратного преобразования Фурье $WIF_{N_d \times N_d}$, элементы которой могут быть определены следующим образом (8):

$$WIF_{(m,n)} = \exp\left(2\pi i \frac{(m-1)(n-1)}{N_d}\right) = wif^{(m-1)(n-1)} \quad (8)$$

Таким образом, выходной сигнал цифровой диаграммообразующей схемы может быть определён в виде матричного произведения следующим образом (9):

$$S_{1 \times N_d} = F_{1 \times N_d} \cdot WIF_{N_d \times N_d} \quad (9)$$

В выражении (9) выходной сигнала схемы ЦДО представляет собой строку, элементами которой являются отсчёты выходного цифрового сигнала. Полученная выборка цифрового сигнала может быть подвергнута дальнейшей цифровой обработке как на уровне ЦДО, так и в цифровом приёмнике.

Алгоритм диаграммообразующей схемы ЦАР

Плоская однородная волна падает на систему излучателей с задержкой по времени между элементами решётки $\frac{d}{c} \cdot \sin(\theta)$ (рисунок 1), обусловленной разностью хода волн. Поле электромагнитной волны формирует на выходе антенного элемента аналоговый сигнал, задержанный на время разности хода волн между точкой расположения антенного элемента в пространстве апертуры и

фазовым центром решётки $i \cdot \frac{d}{c} \cdot \sin(\theta_0)$, где i — номер элемента. Таким образом, зная сигнал источника падающей волны $s(t)$, можно определить аналоговый сигнал на выходе антенного элемента $s_i(t) = s\left(t - i \cdot \frac{d}{c} \cdot \sin(\theta)\right)$. В результате антенное полотно формирует массив аналоговых сигналов, оцифровываемых модулями АЦП.

На рисунке 2 приведён алгоритм цифрового формирования ДН.

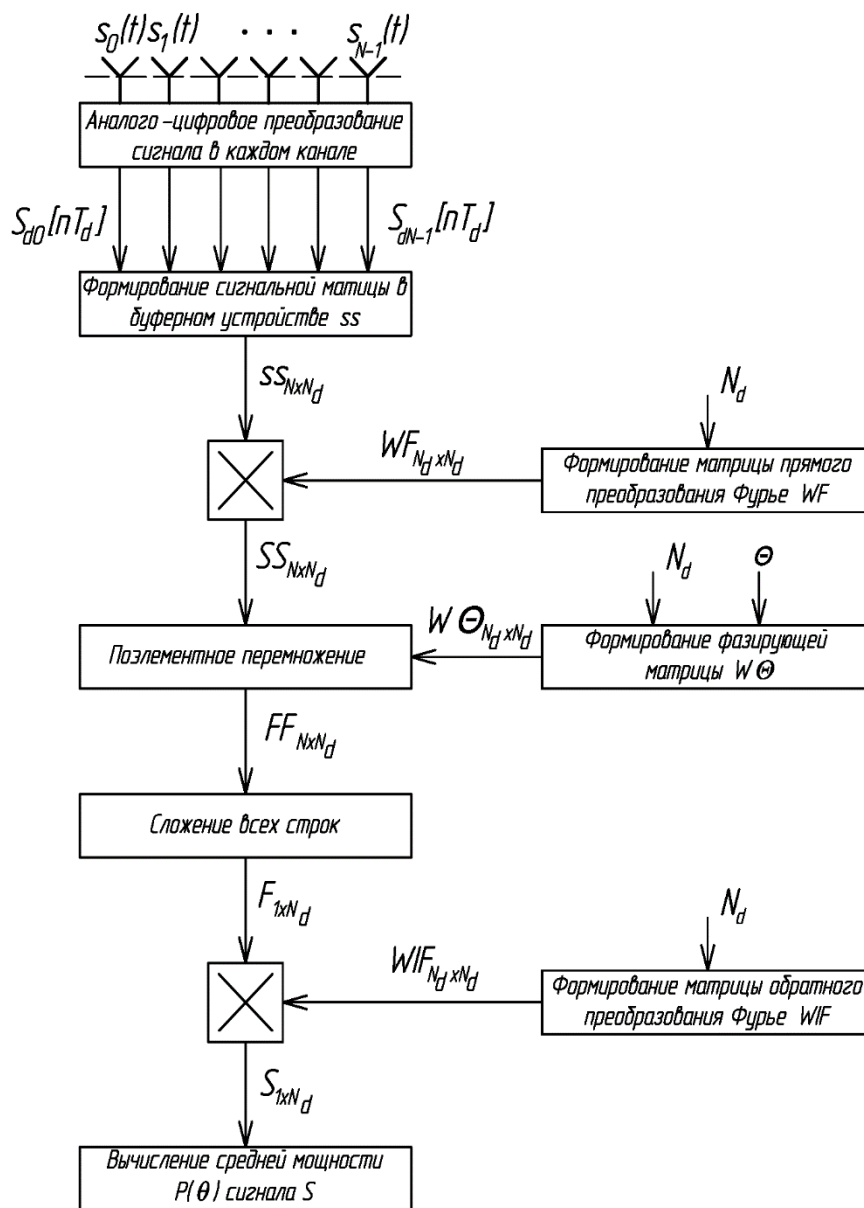


Рисунок 2 — Алгоритм моделирования цифрового диаграммообразования

В процессе моделирования работы цифровой диаграммообразующей схемы требуется выполнять оценку её направленных свойств, таких как ширина луча и УБЛ. В виду того, что в рассматриваемом варианте схемы ЦДО выходом является не амплитуда, или мощность поля, а цифровой сигнал, выделенный из окружающей решётку радиосцены, для анализа направленного свойства будет применяться ДН по мощности цифрового сигнала. Диаграмма направленности может быть рассчитана в данном случае, как зависимость средней мощности принятого цифрового сигнала от угла прихода волны от источника полезного сигнала.

Среднюю мощность цифрового сигнала на выходе схемы ЦДО $S_{1 \times N_d}$ можно определить как сумма квадратов амплитуд отсчётов сигнала, нормированную к длине выборки (10):

$$P = \frac{1}{N_d} \cdot \sum_{n=0}^{N_d-1} S_{1 \times n}^2 \quad (10)$$

Таким образом, ДН ЦАР может быть рассчитана численно для сектора углов $\theta_{min} < \theta < \theta_{max}$ с шагом $\Delta\theta$ (11):

$$F_p(\theta) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P(\theta)}{P_{max}} \right) \quad (11)$$

В результате, формирование выходного сигнала в ЦАР с матричной диаграммообразующей схемой начинается с объединения выборок цифровых сигналов с выходов АЦП в сигнальную матрицу $SS_{N \times N_d}$, после этого сигнальная матрица раскладывается при помощи дискретного преобразования Фурье в матрицу спектров $SS_{N \times N_d}$ (4). Далее, на основе заранее сформированной фазирующей матрицы вычисляется диаграммообразующая матрица $FF_{N \times N_d}$ (7). Спектр выходного сигнала $F_{1 \times N_d}$ образуется путём поэлементного сложения строк

диаграммообразующей матрицы. Выходной сигнал схемы ЦДО $S_{1 \times N_d}$ во временной области может быть восстановлен путём обратного дискретного преобразования Фурье

Для моделирования и анализа работы алгоритма цифрового диаграммообразования используется математическая модель линейной АР. В качестве начальных условий моделирования использованы следующие параметры:

- тип входного воздействия гармонический;
- амплитуда сигнала на входе АЦП 1 В;
- частота сигнала на входе АЦП $F_0 = 1$ ГГц;
- число излучателей в АР $N = 64$ элемента;
- шаг между излучателями составляет $d = 0,15$ м;
- частота дискретизации $F_d = 16$ ГГц;
- размер выборки цифрового сигнала $N_d = 64$;
- разрядность кода АЦП $n = 8$ бит.

Для рассмотренного выше алгоритма ЦДО создана программа моделирования работы ЦАР в условиях радиосцены с наличием множества источников излучения. Результаты моделирования алгоритма приведены ниже. На рисунке 3 представлены выборки выходного сигнала схемы ЦДО и его спектр.

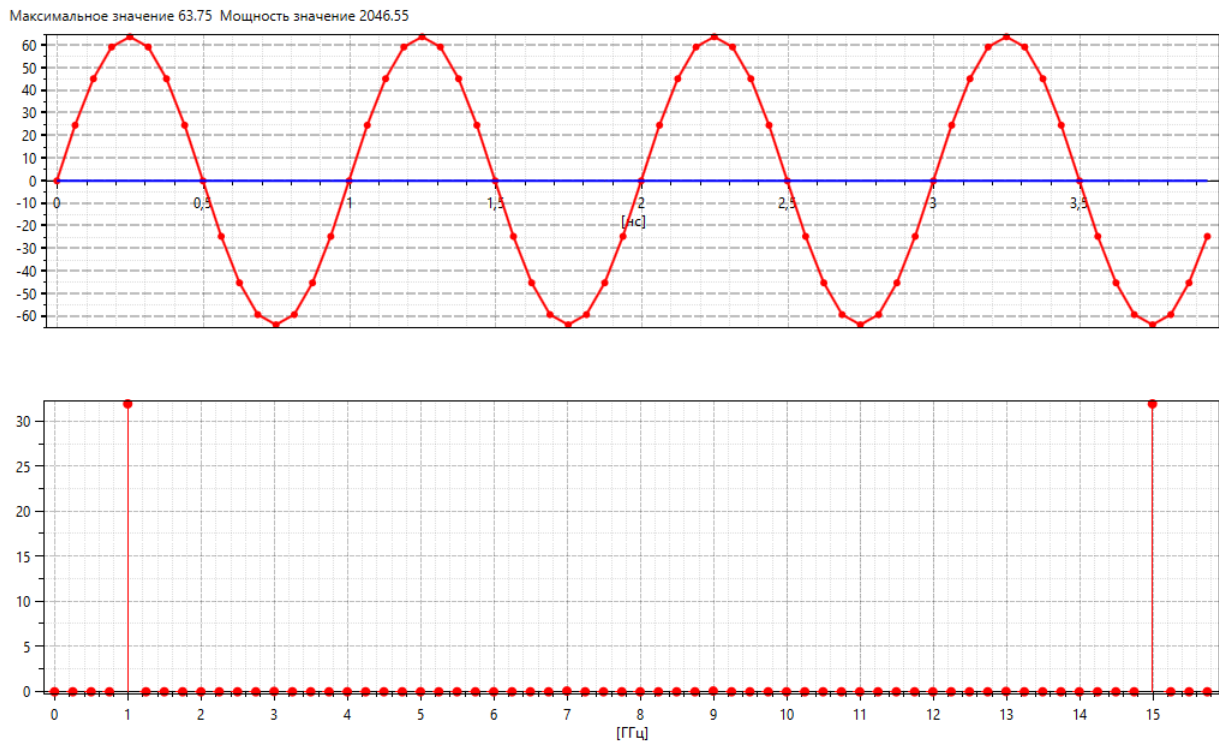


Рисунок 3 — Выборка выходного цифрового сигнала схемы ЦДО и его спектр

На рисунке 4 изображена ДН ЦАР в азимутальной плоскости в декартовой системе координат.

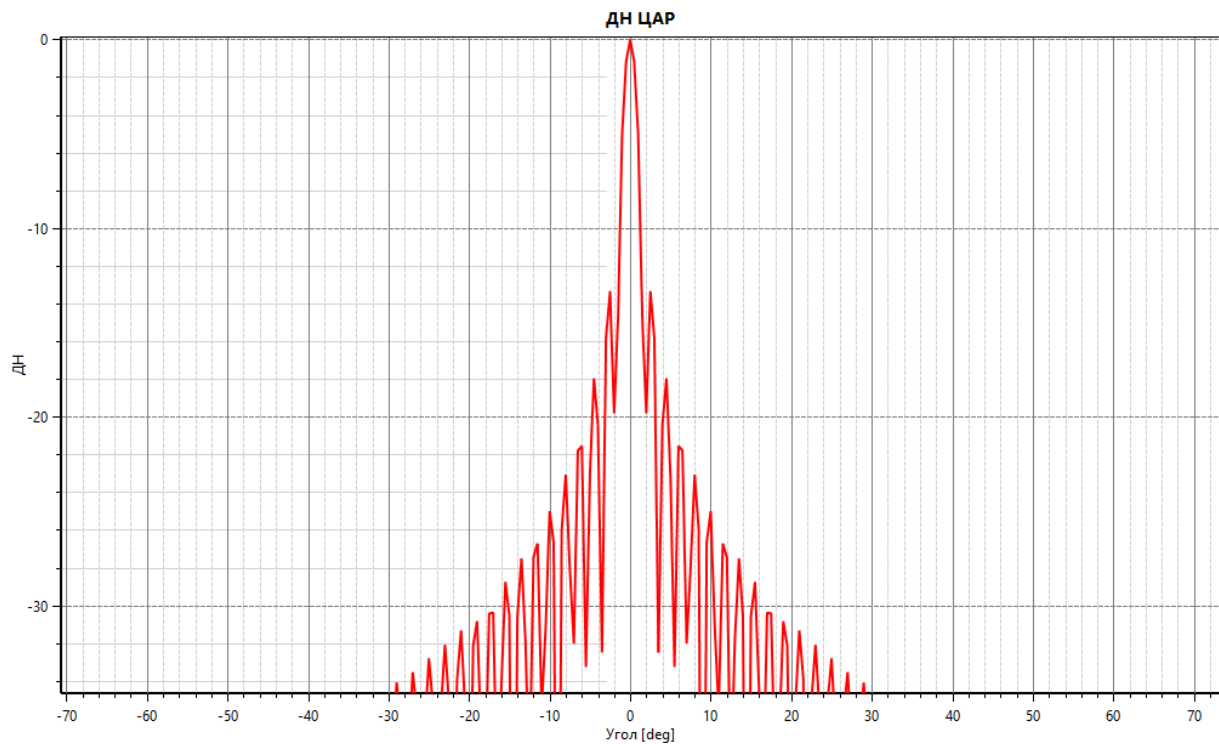


Рисунок 4 — ДН ЦАР в декартовой системе координат

Заключение

В работе рассмотрена задача реализации алгоритма цифрового формирования диаграммы направленности цифровой антенной решётки, идея которой была приведена в [1, с. 169]. Работоспособность доработанного алгоритма была подтверждена путём его численного программного имитационного моделирования, выполненного на C#. Рассмотрены вопросы реализации ЦАР на основе современных устройств цифровой обработки сигналов, а также их особенности. Анализ полученных результатов показывает, что алгоритм цифрового формирования диаграммы направленности может быть применён в высокоскоростных системах обработки данных при условии оптимизации операций матричного умножения и векторизации данных операций в сигнальном процессоре. На сегодняшний день существуют АЦП с частотой дискретизации 26 ГГц (HMCAD5831LP9BE) [16], позволяющие осуществить построение ЦАР, работающих на частотах до 13 ГГц. Однако нужно отметить, что современные сигнальные процессоры не способны обеспечить обработку подобного потока данных в однопоточном режиме. Для реализации схемы цифровой обработки сигнала столь объёмного потока данных следует использовать схему распределённой иерархической обработки данных от отдельных элементов, либо подрешёток. Современные ПЛИС на текущий момент обладают возможностью приёма высокоскоростного потока данных за счёт использования высокоскоростных сериализаторов и десериализаторов, так называемых SerDes – систем, обеспечивающих распараллеливание входящего последовательного потока данных. Далее, высокоскоростной поток может быть

разбит на несколько параллельных, которые могут быть обработаны как несколько независимых.

Библиографический список

1. Воскресенский Д.И. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы. - М.: Радиотехника, 2013. - 208 с.
2. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. - М.: Радиотехника, 2012. - 744 с.
3. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. - М.: Радиотехника, 2010. - 144 с.
4. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. - М.: Техносфера, 2012. - 560 с.
5. Кондратьева С.Г. Многофункциональная бортовая антенная решетка интегрированного радиоэлектронного комплекса // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29560>
6. Зыков Л.С. Многодиапазонные излучатели для активных фазированных антенных решёток (обзор) // Труды МАИ. 2015. № 82. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=58797>
7. Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ. 2016. № 86. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=66408>
8. Овчинникова Е.В., Рыбаков А.М. Печатная антенная решетка для бортовой радиолокационной станции сантиметрового диапазона // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29558>

9. Зинин Е.Д., Мельников Г.А., Милосердов А.С. Перспектива использования фазированных антенных решеток в бортовых антеннах глобальной спутниковой сотовой связи // Труды МАИ. 2014. № 73. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=48566>
10. Арнольдова Е.А., Балалаев А.Ю., Зайцев А.Г. Результаты оценки эффективности многолучевых самофокусирующихся адаптивных антенных решеток радиоэлектронных систем // Труды МАИ. 2017. № 94. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=80903>
11. Слюсар В.И. Цифровые антенные решётки в мобильной спутниковой связи // Первая миля. 2008. № 4. С. 10 - 15.
12. Слюсар В.И. Схемотехника цифрового диаграммообразования. Модульные решения // Электроника: наука, технология, бизнес. 2002. № 1. С. 46 - 52.
13. Слюсар В.И. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня // Электроника: наука, технология, бизнес. 2001. № 1. С. 6 - 12.
14. Mr.Nitesh Gaikwad, Mr. S. John Babu. A Digital multiple beam forming for phased array RADARs with parallel array processing // IOSR Journal of VLSI and Signal Processing (IOSR-JVSP), 2014, no. 1, С. 22 - 28.
15. Caleb Fulton, Mark Yeary, Daniel Thompson, John Lake, Adam Mitchell. Digital Phased Arrays: Challenges and Opportunities // Proceedings of the IEEE, 2016, vol. 104, no. 3, March 2016 10.1109/JPROC.2015.2501804. С 487 – 503.
16. HMCAD5831LP9BE // Analog Devices, 2019, available at: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmcad5831.pdf>

17. Воскресенский Д.И., Канащенков А.И. Активные фазированные антенные решётки. - М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
18. Шмачилин П.А. Характеристики направленности антенных решёток при цифровой обработке сигнала на несущей // Антенны. 2011. № 3 (166). С. 47 - 57.
19. Шмачилин П.А. Характеристики направленности ЦАФАР // Материалы конференции «Инновации в авиации и космонавтике». – М.: Изд-во МАИ, 2011. С. 77 - 78.
20. Шумилов Т.Ю. Современное положение проблем построения цифровых антенных решёток и их модернизации // Гагаринские чтения -2016: тезисы докладов. – М.: Изд-во МАИ. 2016. С. 513 - 514.
21. Шумилов Т.Ю. Шмачилин П.А. Моделирование матричной схемы цифрового диаграммообразования для цифровых антенных решёток // Иосифьяновские чтения – 2017: сборник тезисов. - М.: Изд-во НИИ электромеханики, 2017. С. 311 - 313.