

УДК 621.37.037

УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ

В.Н. ЛЕВОЩЕНКО, канд. техн. наук, доц. В.Ф. ЯНУШКЕВИЧ
(Полоцкий государственный университет)

Представлен анализ методов и средств формирования цифровых диаграмм направленности. Рассмотрены технологии цифрового диаграммообразования. Приведены требования к амплитудным и фазовым характеристикам каналов цифровых антенных решеток. Рассмотрена структурная схема модуля цифровой обработки сигналов в устройствах формирования цифровых диаграмм направленности. Проанализировано формирование эффективного излучения фазированной антенной решетки в направлении, отличном от направления эффективного излучения отдельного излучателя. Анализ проведен на основе метода Кейпона. Приведены примеры построения корреляционной и обратной корреляционной матриц, показывающие простоту вычислений и приводящие к увеличению быстродействия системы. Разработана обобщенная структурная схема алгоритма формирования цифровых диаграмм направленности.

Ключевые слова: активные фазированные антенные решетки, цифровое диаграммообразование.

Введение. В эру развития мобильной связи, а также других современных систем телекоммуникации изучение данной тематики имеет большие перспективы и открывает новые возможности для науки и техники. В связи с созданием многофункциональных радиоэлектронных средств различного назначения и значительным усложнением радиоэлектронной обстановки особую актуальность приобретают вопросы использования и размещения активных фазированных антенных решеток (АФАР), обеспечивающих решение разнообразных задач на объектах-носителях. Широкое применение находят плоские АФАР, имеющие раскрыв с произвольной формой границы, что обусловлено необходимостью размещения излучающих элементов различных диапазонов на ограниченном участке поверхности, выделенном для антенных систем. Указанные ситуации возникают при установке антенн на кораблях, автомобилях и т.п.

Цель работы – формирование диаграмм направленности (ДН) с произвольным законом изменения величины боковых лепестков, обеспечивающих требуемый уровень помехозащищенности АФАР в сложной помеховой обстановке.

Достоинства систем с цифровым диаграммообразованием (ЦДО) известны достаточно хорошо. Но в задачах связи традиционные преимущества этой технологии приобретают определенную специфику. Так, в антенных решетках базовых станций сотовых сетей с помощью ЦДО значительно повышается помехоустойчивость мобильных телекоммуникаций. Ведь известно, что производительность цифровых систем связи резко снижается из-за межсимвольных помех, ошибочных бит, а также из-за фединга (замирания) мощности не совпадающих по фазе сигналов, пришедших от множества переотражателей. Благодаря ЦДО работа радиоканалов при многолучевом распространении радиоволн впервые в истории связи становится надежной [1].

Выбор частотных планов в сотовых сетях серьезно ограничивают межканальные помехи – одновременное попадание сигналов от нескольких передатчиков с близкими значениями несущих на входы приемников. Гибкое управление ориентацией и количеством провалов в цифровых ДН для режекции помех снимает эту проблему, и на территории действия сотовой сети резко сужаются зоны неустойчивого приема, а дальность эффективной работы базовых станций возрастает на 20–200% в зависимости от природных условий, аппаратных средств и программного обеспечения. Ожидается, что такое расширение зоны покрытия устойчивой связью компенсирует затраты на реализацию систем с ЦДО и даже позволит снизить цены на услуги связи. Системы с ЦДО обеспечивают прецизионную селекцию сигналов по направлениям прихода, в том числе в пределах одного луча ДН. В результате возрастают число работоспособных каналов и емкость сети. Продвинутое системы с адаптивными цифровыми антенными решетками (ЦАР) позволяют множеству пользователей работать на одном частотном канале за счет учета их пространственного разнесения. Благодаря «интеллектуальной» антенной системе (Smart Antenna) базовые станции могут формировать лучи с заданными характеристиками приема/передачи сигналов персонально для каждого мобильного пользователя. При этом в реальном масштабе времени синтезируется модель окружающей среды, учитывающая взаимное положение абонентов и источников помех, на основе которой строится стратегия приема/передачи [2].

Среди проектов ЦДО в системах мобильной сотовой связи, прежде всего, отметим TSUNAMI и RDRN. В рамках первого этапа проекта TSUNAMI (Technology in Smart Antennas for Universal

Advanced Mobile Infrastructure) консорциум фирм во главе с ERA Technology (Великобритания) изготовил и испытал демонстратор приемопередающей восьмиканальной ЦАР в частотном диапазоне 1710–1880 МГц. По завершении в 1999 г. второго этапа (TSUNAMI-II) система с адаптивной ЦАР работала в составе базовой станции действующей сотовой связи стандарта DCS-1800 в районе Бристоля. Проверка качества сопровождения мобильных абонентов при воздействии стационарных источников помех подтвердила преимущества технологии цифрового формирования луча [3].

В проекте TSUNAMI использован специализированный модуль цифрового диаграммообразования DBF 1108 компании ERA Technology, позволяющий обрабатывать комплексные выходы 128 каналов со временем синтеза диаграммы направленности ЦАР 250 нс. Испытания показали необходимость тщательно выдерживать идентичность амплитудно- и фазочастотных характеристик каналов ЦАР. Так, разброс коэффициентов усиления каналов, равный 0,5 дБ, при фазовой ошибке 3° не позволяет подавить помеху в 8-элементной решетке более чем на 30 дБ [4].

В эксперименте по устойчивому сопровождению мобильного корреспондента на фоне помех требуемое качество связи сохранялось лишь при угловых расстояниях между адресатом и источником помехи свыше половины ширины главного луча ДН (заданные в эксперименте отношения сигнал/шум теоретически допускали угловые расстояния менее четверти ширины луча). Столь скромные результаты объясняются недостаточной идентичностью характеристик приемных каналов, отсутствием учета их взаимного влияния, а также тем, что при спектральной обработке сигналов использовали известный метод MUSIC [5].

Технология ЦДО играет важную роль в современных средствах радиолокации, связи и других системах. Базовый компонент таких систем – унифицированные модули цифровой обработки сигналов (ЦОС). Но ведущие мировые производители аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и сигнальных процессоров (Analog Devices, Texas Instruments) не выпускают требуемую номенклатуру модулей ЦОС. Их изготавливают более мелкие компании, такие как Traquair Data Systems, Pentec (США), Sundance Multiprocessor Technology (Великобритания), Interactive Circuits and Systems (Канада), АО «Интеллектуальные системы» (Россия). Это приводит к многократному удорожанию готовых изделий, а нередко и к отставанию в освоении новейших разработок элементной базы. На рисунке 1 представлена одна из структурных схем модуля ЦОС.

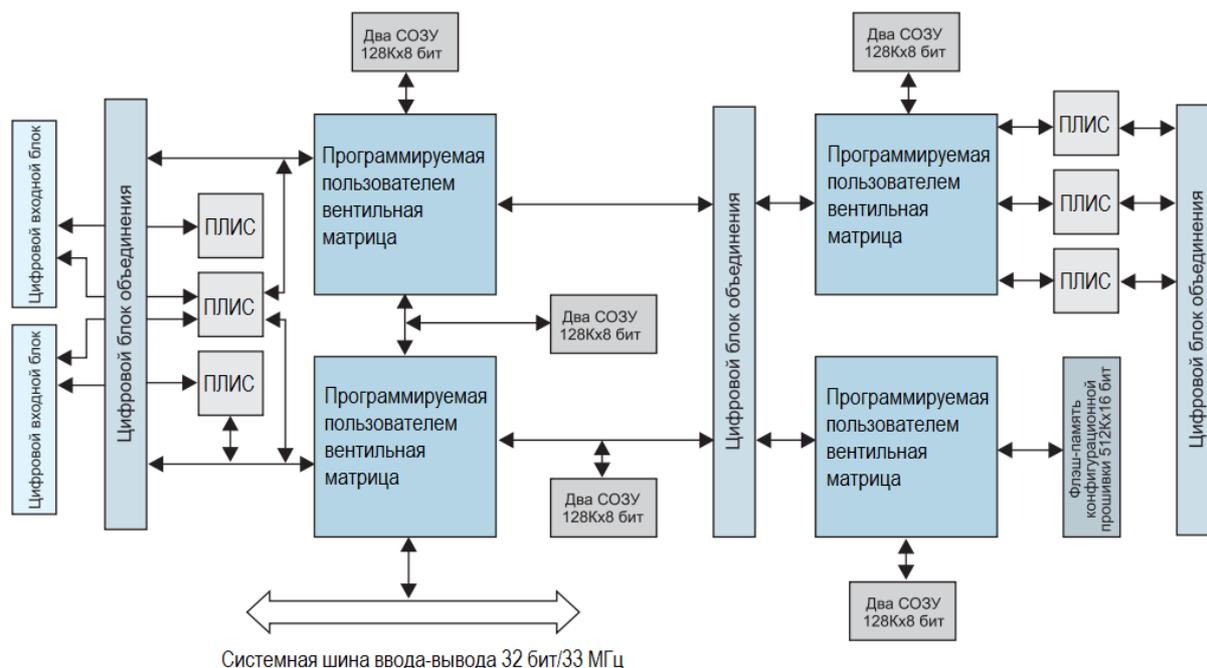


Рисунок 1 – Структурная схема ЦОС-модуля XDSP-680-C

Фазированная антенная решетка (ФАР) представляет собой антенну, состоящую из нескольких излучателей. В составе каждого излучателя имеется фазовращатель, посредством которого можно управлять фазой сигнала, причем независимо от других излучателей. При этом формируется m -тое эффективное излучение антенны в целом на одном желаемом направлении, отличном от направления эффективного излучения отдельного излучателя.

На рисунке 2 схематично показана типовая структура ФАР, позволяющая формировать фазовый фронт и направление суммарного луча антенной решетки. Входной сигнал делится на множество каналов, соответствующих количеству элементов решетки, сигнал в каждом канале получает фазовое смещение, необходимое для определенного положения луча (лучей) решетки в пространстве [6].

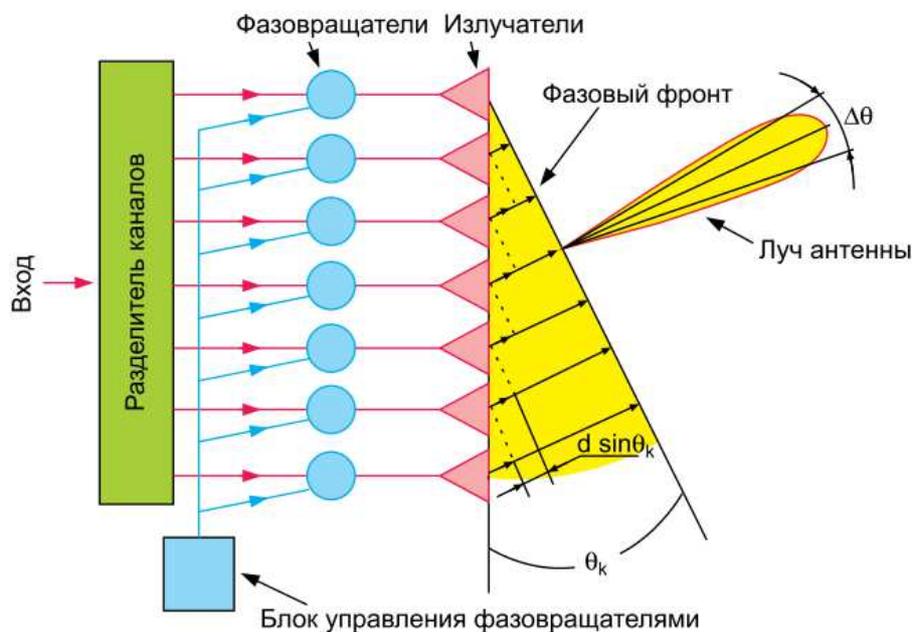


Рисунок 2 – Типовая структура ФАР

Различают два основных вида систем на фазированных антенных решетках: пассивные антенные решетки и активные [7]. В пассивных антенных решетках имеется один мощный приемопередатчик, чей сигнал делится на все каналы (условно, содержит только элементы поворота фазы). В активных фазированных антенных решетках канал каждого элемента имеет свой собственный приемопередатчик.

Появление на рынке АФАР и возрастание их использования стало возможным благодаря развитию технологии монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ-диапазона – базовых электронных компонентов приемопередающих модулей (ППМ) активных антенн. Сегодня наиболее освоена технология построения модулей АФАР на основе GaAs-микросхем. Вместе с тем в некоторых странах выполнены крупные научно-исследовательские проекты по изготовлению МИС с высокими параметрами на основе нитрида галлия (GaN) [8].

Метод Кейпона был предложен в 1969 г. для разрешения спектральных компонент дискретного спектра. Используя аналогию частотного и пространственного спектров, метод был предложен также для оценивания углов прихода сигналов с помощью антенной решетки.

Метод Кейпона имеет следующие преимущества:

- не требует априорного знания количества источников излучения;
- меньшая вычислительная сложность алгоритма, чем у метода максимального правдоподобия;
- имеет большую разрешающую способность, чем метод максимального правдоподобия.

Модель сигналов, принимаемых антенной решеткой из N элементов, может быть представлена следующим образом [10]:

$$Z = \sum_{k=1}^J a_k S(\varphi_k) + X, \tag{1}$$

где J – число дискретных источников;

a_k, φ_k – комплексная амплитуда и угол прихода волны, соответствующей индексу k ;

$S(\varphi_k)$ – N -мерный вектор сигналов, принимаемых решеткой от источника с номером k ;

X – N -мерный вектор собственного шума элементов антенной решетки;

Z – N -мерный вектор принятого сигнала.

Модель предполагает, что комплексные амплитуды волн различных источников статистически независимы, т.е.

$$\langle a_k a_m^* \rangle = \begin{cases} \sigma_k^2 & (k = m); \\ 0 & (k \neq m). \end{cases} \quad (2)$$

Поскольку источники дискретные, то сигналы в элементах решетки для каждого источника предполагаются коррелированными (коэффициент корреляции равен единице). Это значит, что вектор сигнала $S(\varphi_k)$ каждого источника является детерминированным и описывает одновременно характер волнового фронта и конфигурацию антенной решетки. Шумы в элементах антенной решетки предполагаются некоррелированными и равной мощности. Задача ставится следующим образом: необходимо найти весовой вектор W , который минимизирует среднюю мощность на выходе антенной решетки при условии, что для некоторого угла прихода φ коэффициент передачи решетки фиксирован и равен, например, единице. Математически эту задачу запишем следующим образом:

$$\min_w \langle |W^H Z|^2 \rangle \text{ при условии } W^H S(\varphi) = 1. \quad (3)$$

Это задача на условный экстремум. Для ее решения составляем функционал Лагранжа в виде

$$\Phi(W) = \langle |W^H Z|^2 \rangle - \chi(W^H S(\varphi) - 1), \quad (4)$$

где χ – неопределенный множитель Лагранжа.

Первое слагаемое в (4) запишем так

$$\langle |W^H Z|^2 \rangle = W^H \langle ZZ^H \rangle W = W^H M W, \quad (5)$$

где $M = \langle ZZ^H \rangle$ – корреляционная матрица сигналов на входе антенной решетки.

Для принятой модели сигналов (1) нетрудно вычислить корреляционную матрицу при условии (2). В результате получим

$$M = \sum_{k=1}^J \sigma_k^2 S(\varphi_k) S^H(\varphi_k) + \sigma^2 E, \quad (6)$$

где σ^2 – средняя мощность шума в одном элементе АР.

С учетом (5) выражение (4) преобразуется к виду

$$\Phi(W) = W^H M W - \chi(W^H S(\varphi) - 1). \quad (7)$$

Градиент этого функционала приравняем к нулю и получим следующее равенство:

$$M W = \lambda S(\varphi). \quad (8)$$

Отсюда находим весовой вектор

$$W = \chi M^{-1} S(\varphi), \quad (9)$$

где M^{-1} – обратная корреляционная матрица входных сигналов.

Теперь весовой вектор (9) следует подставить в требуемое условие (3), и тогда неопределенный множитель χ можно найти по формуле

$$\chi = [S^H(\varphi) M^{-1} S(\varphi)]^{-1}. \quad (10)$$

Окончательное решение задачи получаем, если выражение (10) подставить в (1). В результате весовой вектор, минимизирующий выходную среднюю мощность по критерию Кейпона, имеет вид

$$W = \frac{1}{S^H(\varphi) M^{-1} S(\varphi)} M^{-1} S(\varphi). \quad (11)$$

В оптимальном состоянии, когда весовые коэффициенты антенной решетки установлены в соответствии с выражением (11), средняя выходная мощность находится подстановкой (11) в (5). Эта вели-

чина является разрешающей функцией, которую мы обозначим $\eta_1(\varphi)$ [9]. Таким образом, для метода Кейпона разрешающая функция получается равной

$$\eta_1(\varphi) = \frac{1}{S^H(\varphi)M^{-1}S(\varphi)}. \quad (12)$$

Допустим, что в пространстве имеется один источник. Этот пример полезно рассмотреть, хотя в случае одного источника вопрос об угловом разрешении не имеет смысла. В данном случае КМ (6) принимает вид

$$M = \sigma_1^2 S(\varphi_1)S^H(\varphi_1) + \sigma^2 E. \quad (13)$$

На рисунке 3 (кривая 1) изображена функция (12), рассчитанная на основе теоретических данных, а кривая 2 – функция, рассчитанная на основе экспериментальных данных. Расчеты выполнялись для линейной эквидистантой АР с числом элементов $N = 4$ и полуволновым расстоянием между элементами. Предполагалось, что плоская волна от источника приходит по направлению нормали к АР, т.е. $\varphi_1 = 0$.

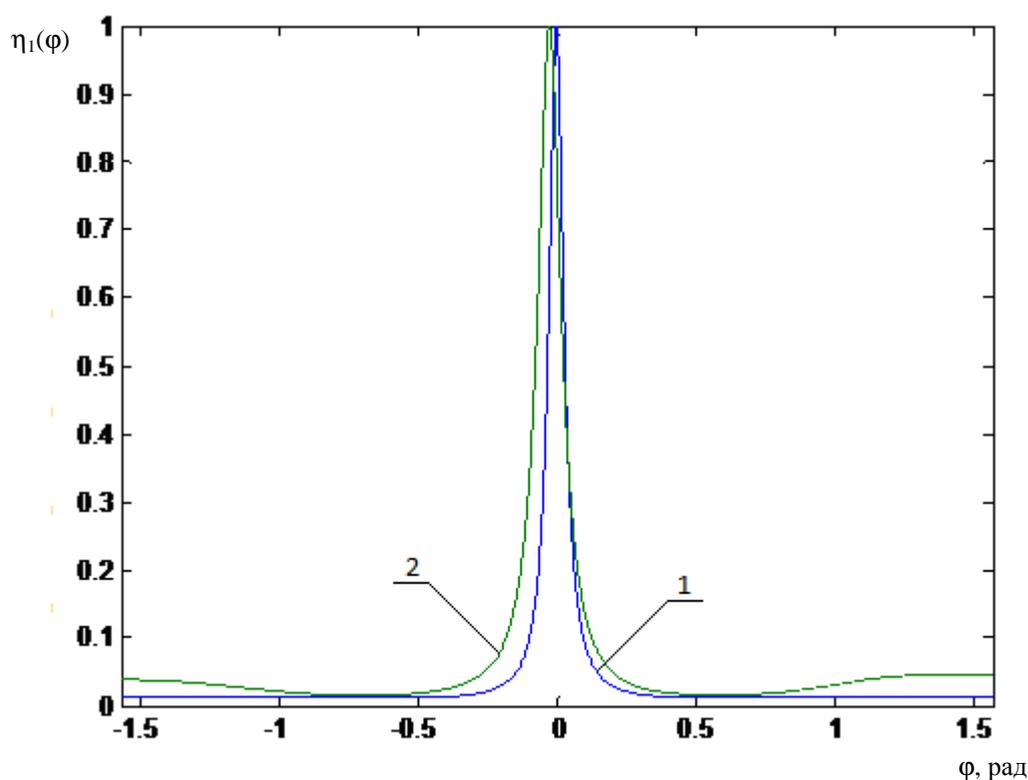


Рисунок 3 – Зависимость средней мощности на выходе АР от угла φ

Алгоритм формирования цифровых диаграмм направленности может быть организован следующим образом. По сравнению с классическими методами формирования диаграмм алгоритм требует выполнения дополнительных операций, связанных с оценкой матрицы взаимной спектральной плотности, и нахождения собственных значений матрицы. Вычислительные операции относятся к классу матричных операций (вычисление скалярных произведений комплексных векторов, умножение комплексных матриц, нахождение обратных матриц, формирование собственных значений эрмитовых матриц), которые могут реализовываться на основе систолических процессорных структур и структур, сформированных на основе алгоритмов факторизации.

Спектральные функции многих методов, реализующих возможности сверхразрешения могут формироваться с помощью цифровых фильтров с матричной импульсной характеристикой. Первые варианты таких фильтров были предложены Бергом для задач спектрального анализа методом максимальной энтропии и реализовывались в виде адаптивных решетчатых фильтров.

Особенностью данного класса фильтров является то, что они строятся по мультипликативному представлению требуемой импульсной характеристики. Это предполагает широкое использование

процедуры факторизации, то есть представление требующейся матрицы в виде слабозаполненных матриц-сомножителей. Фильтр в этом случае является многоступенчатым, число ступеней определяется количеством сомножителей, а их структура – видом матриц-сомножителей. При этом для формирования матрицы достаточно определить только ненулевые элементы [11].

Заключение. Представлен анализ методов и средств формирования цифровых диаграмм направленности. Рассмотрены технологии цифрового диаграммообразования. Проанализированы методы и устройства для формирования цифровых диаграмм направленности. Разработана структура алгоритма формирования цифрового диаграммообразования и произведен расчет корреляционных матриц по методу Кейпона, минимизирующий среднюю выходную мощность. Для алгоритма формирования цифровых диаграмм направленности разработана обобщенная структурная схема.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузьмин, С.З. Цифровая радиолокация / С.З. Кузьмин. – Киев : КВЦ, 2000. – 35 с.
2. Корнеева, Т.М. Фазированные антенные решетки / Т.М. Корнеева // Электроника: НТБ. – 1998. – № 5–6. – С. 37–40.
3. Слюсар, В.И. Ультразвуковая техника на пороге третьего тысячелетия / В.И. Слюсар // Электроника: НТБ. – 1999. – № 5. – С. 50–53.
4. Слюсар, В.И. Цифровые антенные решетки в зарубежных системах мобильной связи / В.И. Слюсар, М.А. Заблоцкий // Звюзок. – 1999. – № 1.
5. Слюсар, В.И. Цифровое диаграммообразование – базовая технология перспективных систем связи / В.И. Слюсар // Радиоаматор. – 1999. – № 8.
6. Павлов, С.Н. Антенные фазированные решетки. Обзор компонентной базы для реализации приемопередающих модулей / С.Н. Павлов, А. Филиппов // Компоненты и технологии. ВЧ/СВЧ компоненты. – 2014. – № 7. – С. 57–62.
7. Воскресенский, Д.И. Активные фазированные антенные решетки / Д.И. Воскресенский, А.П. Канащенков. – М. : Радиотехника, 2004. – 488 с.
8. Викулов, И. Монолитные интегральные схемы СВЧ технологическая основа АФАР / И. Викулов // Электроника: НТБ. – 2012. – № 7. – С. 60–73.
9. Кейпон, Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением / Дж. Кейпон // ТИИЭР. – 1969. – Т. 57, № 8. – С. 59–69.
10. Мальцев, С.В. Обработка сигналов и изображений средствами векторно-матричных вычислений / С.В. Мальцев, С.В. Абламейко, Р.П. Богуш. – Новополоцк : ПГУ, 2011. – 212 с.
11. Леховицкий, Д.И. Разновидности «сверхразрешающих» анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обесляющих адаптивных решетчатых фильтров / Д.И. Леховицкий, Д.В. Атаманский, И.Г. Кириллов // Антенны. – 2000. – Вып. 2 (45). – С. 40–54.

Поступила 17.03.2016

FORMING APPARATUS DIGITAL RADIATION PATTERN

V. LEVOSCHENKO, V. YANUSHKEVICH

The article presents an analysis of the methods and means of the formation of the digital patterns. In the era of mobile communications, as well as other modern telecommunications systems, the study of this subject has great prospects and opens new opportunities for science and technology. The technology of digital beamforming. Are the requirements for amplitude and phase characteristics of channels of digital antenna arrays. The structural diagram of a digital signal processing module in the digital devices forming patterns. The formation of effective radiation phased array antenna in a direction different from the direction of an effective single emitter radiation. Analysis is based on Keypona method. Examples of the construction of the correlation and inverse correlation matrices, showing the ease of computation and lead to an increase in system performance. A generalized block diagram form of digital patterns.

Keywords: active phased array, digital beamforming.