

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ СОСТАВА БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ РАДИОЛИНИИ

© 2023

- Э. Р. Жданов** кандидат физико-математических наук, доцент, декан факультета интернет-профессий; Московский финансово-промышленный университет «Синергия»; EZhdanov@synergy.ru
- А. О. Славянский** начальник научно-тематического отдела; АО Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга, Москва; andrey.slavyanskiy@gmail.com
- О. С. Харина** кандидат экономических наук, заместитель декана факультета технологического предпринимательства; Московский финансово-промышленный университет «Синергия»; OKharina@synergy.ru
- А. В. Шпак** доктор технических наук, профессор кафедры телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информатики; МИРЭА – Российский технологический университет, Москва; alexandr.shpack@yandex.ru

Создаваемая активная фазированная антенная решётка предназначена для обеспечения всепогодного высокоскоростного радиоканала связи «космический аппарат – Земля». Она должна обеспечивать быстрый, безынерционный обзор пространства за счёт качания луча антенны электрическим методом и, по сути, является динамическим пространственно-временным фильтром космического аппарата. Целью работы является выявление основных принципов функционирования решётки в составе космического аппарата с присущими размещению в составе бортовой аппаратуры ограничениями по массогабаритным и энергетическим характеристикам и одновременно высокими требованиями по функциональным характеристикам бортовой аппаратуры. В настоящей работе приведён расчёт и основные результаты проектирования антенной решётки с обеспечением требований по оптимизации параметров антенной системы. Для оценки влияния сканирования на фазовые характеристики микросхем была разработана нелинейная модель усилителя. Осуществлён статистический анализ фазовых характеристик при изменении сопротивления нагрузки в соответствии с полученными законами распределения. При расчёте результирующей диаграммы направленности антенной решётки учтены дестабилизирующие факторы в соответствии с результатами исследования прототипов создаваемой антенной решётки. Рассчитаны фазовые ошибки, в основном определяемые ошибками оконечных частей приёмных трактов. Реализованы меры для обеспечения влияния таких фазовых ошибок на диаграмму направленности решётки только на дальние боковые лепестки.

Активная фазированная антенная решётка; передающий модуль; элементарный излучатель; электродинамическое моделирование

Цитирование: Жданов Э.Р., Славянский А.О., Харина О.С., Шпак А.В. Проектирование антенной решётки из состава бортовой аппаратуры высокоскоростной радиолинии // Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. 2023. Т. 22, № 4. С. 59-70. DOI: 10.18287/2541-7533-2023-22-4-59-70

Введение

Разработка и внедрение современных радиоэлектронных устройств для многодиапазонных антенных систем, систем навигации и телеметрии, в том числе активных фазированных антенных решёток (АФАР), является одним из ключевых вопросов развития современной микроэлектроники [1], решением которого занимаются крупные концерны по всему миру.

Процесс проектирования и разработки новых АФАР сопряжён с выбором не только технологических решений, но и подходов к моделированию и получению необходимых радиотехнических характеристик. Разработка новых способов и развитие технологий проектирования и конструирования позволит не только решить актуальную проблему, но и способствует снижению стоимости серийных изделий.

Общие положения

Создаваемая АФАР X-диапазона предназначена для обеспечения всепогодного высокоскоростного радиоканала связи «космический аппарат – Земля». Она должна обеспечивать быстрый, безынерционный обзор пространства за счёт качания луча антенны электрическим методом и, по сути, является динамическим пространственно-временным фильтром космического аппарата.

Целью работы является выявление основных принципов функционирования АФАР в составе космического аппарата (КА) с присущими размещению на КА ограничениями по массогабаритным и энергетическим характеристикам и одновременно высокими требованиями по функциональным характеристикам бортовой аппаратуры.

В настоящей работе приведён расчёт и основные результаты проектирования АФАР с обеспечением требований по оптимизации параметров антенной системы.

Принципы функционирования передающего тракта активных фазированных антенных решёток

АФАР (модуль формирования луча) включает в себя антенную решётку, каждый излучатель которой соединён с соответствующим передающим модулем (ПМ), устройство распределения мощности, тракт преобразования сигналов (ТПС), устройство формирования и обработки сигналов (УФ и ОС) и устройство управления (УУ). Предметом исследования является АФАР, содержащая полотно излучателей, набор передающих модулей, устройство распределения мощности, устройство управления. АФАР выполнена в виде законченного герметичного блока.

Проектирование антенной решётки начинается с разработки антенного элемента, удовлетворяющего требованиям технического задания. Обязательное требование низкопрофильности конструкции АФАР накладывает требование применения печатных излучателей. Для получения круговой поляризации наиболее подходящим вариантом являются резонансные излучатели [2].

Излучающий раскрыв представляет собой плоскую печатную плату (рис. 1) – диэлектрическую основу с металлизированными слоями, образующими совместно с рядом металлизированных отверстий, соединяющих экраны печатной платы, многомодовую структуру излучающего раскрыва. Каждый излучатель обеспечивает передачу сигналов одного из видов круговой поляризации.

К элементарному излучателю АФАР предъявляются следующие исходные требования:

- ширина диаграммы направленности (ДН) по уровню -3 дБ порядка $100...120^\circ$;
- коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВн) не более 1,3;
- сектор сканирования до 40 градусов;
- вносимые потери не более 1 дБ.

Одним из способов подвода питания к полосковому патчу является подсоединение полосковой линии непосредственно к краю излучателя. В этом случае патч и линии расположены на одной подложке [3]. Для уменьшения излучения полосковой линии используются подложки с высокой диэлектрической постоянной, но в то же время это ухудшает эффективность излучения патча и увеличивает потери поверхностных волн.

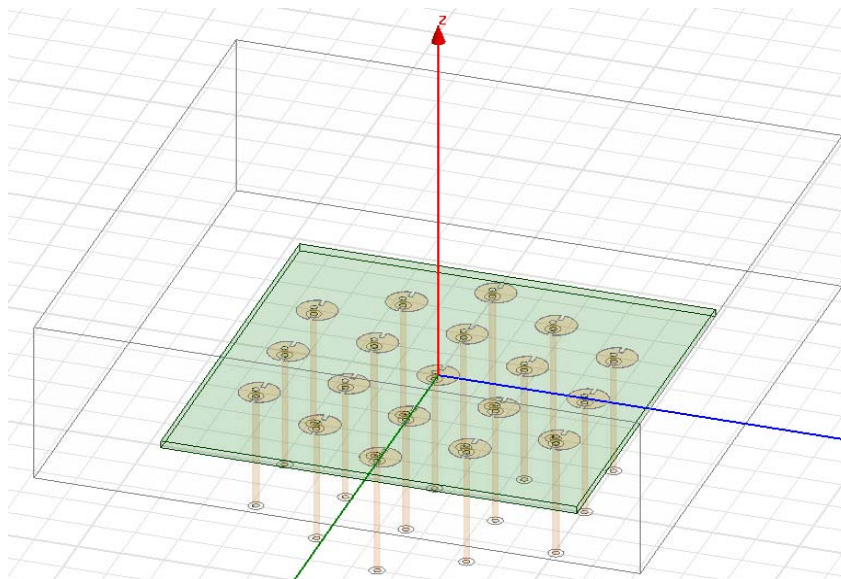


Рис. 1. Модель фрагмента излучающего раскрыва активной фазированной антенной решетки

Коаксиальный вид питания является простейшим видом питания для полосковых антенн и остаётся одним из самых популярных [4]. При таком способе запитки излучатели имеют низкий уровень побочных излучений, потому что излучение и питание расположены на двух сторонах заземлённого экрана и подавляют друг друга. Питание посредством связи на диафрагме состоит в достижении полного разделения функций излучения и передачи [5]. Одним из основных недостатков плоских микрополосковых антенн (МПА) является их узкополосность. Ограничение полосы происходит из-за резкого рассогласования антенны уже при незначительных расстройках частоты от резонанса. Широкополосность МПА увеличивается за счёт усложнения конструкции антенны, например при использовании связанных излучающих элементов (рис. 2).

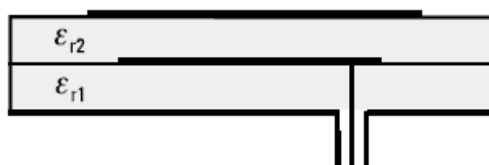


Рис. 2. Печатные излучатели со связанными излучающими элементами

Прототипом элементарного излучателя исследуемой АФАР является простой печатный излучатель с коаксиальной запиткой. Излучатель круглой формы расположен на диэлектрической подложке толщиной 0,5 мм, под которой расположен металлический экран. Относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки составляет $\epsilon = 3,46$.

Онтология методов решения электродинамической задачи

На сегодняшний день существует большое многообразие численных методов электродинамического расчёта и анализа электродинамических структур [6]. Каждое из решений для электродинамического моделирования отличается методами расчётов, условиями применения, удобством и стоимостью. В качестве основного инструмента решения электродинамических задач в работе использован метод конечных элементов (МКЭ). Отметим, что МКЭ может рассматриваться в двух формулировках – в форму-

лировке Галеркина [7] и в вариационной формулировке [8]. Указанные формулировки эквивалентны и приводят к одинаковым системам уравнений, но чаще используется вариационная формулировка метода.

Существуют теоретические доказательства сходимости результата МКЭ решения при стремлении максимального диаметра Δ элементов разбиения к нулю [9]. При компьютерной реализации алгоритма МКЭ возникают численные ошибки, связанные с конечной разрядностью представления числа в ЭВМ. Влияние ошибки округления на решение определяется обусловленностью матриц получаемых систем уравнений. Обусловленность матрицы характеризуется числом обусловленности α .

Можно выделить ряд факторов, влияющих на сходимость получаемого решения:

- сходимость решения ухудшается при отклонении формы элементов разбиения от канонической – правильного тетраэдра;
- сходимость решения ухудшается при наличии в области вычисления подобластей с сильно различающимися параметрами.

В связи с этим можно предложить ряд рекомендаций по моделированию электродинамических структур со сложными границами и сложным заполнением:

- исключение из области вычисления подобласти с высокими потерями, что может быть достигнуто при применении эквивалентных граничных условий на внешней границе исключаемой подобласти;
- регулирование разбиения для ограничения алгоритмов разбиения по генерированию элементов.

Расчёт и оптимизация параметров антенной системы

Рассмотрим печатный излучатель (рис. 3), так как именно его подразумевает выбранная конструкция всей антенной системы. Решётка печатных излучателей проста в изготовлении, а технологический процесс производства обеспечивает заданные точности. Приоритетным способом запитки излучателей является металлизированное отверстие (коаксиальный тип запитки).

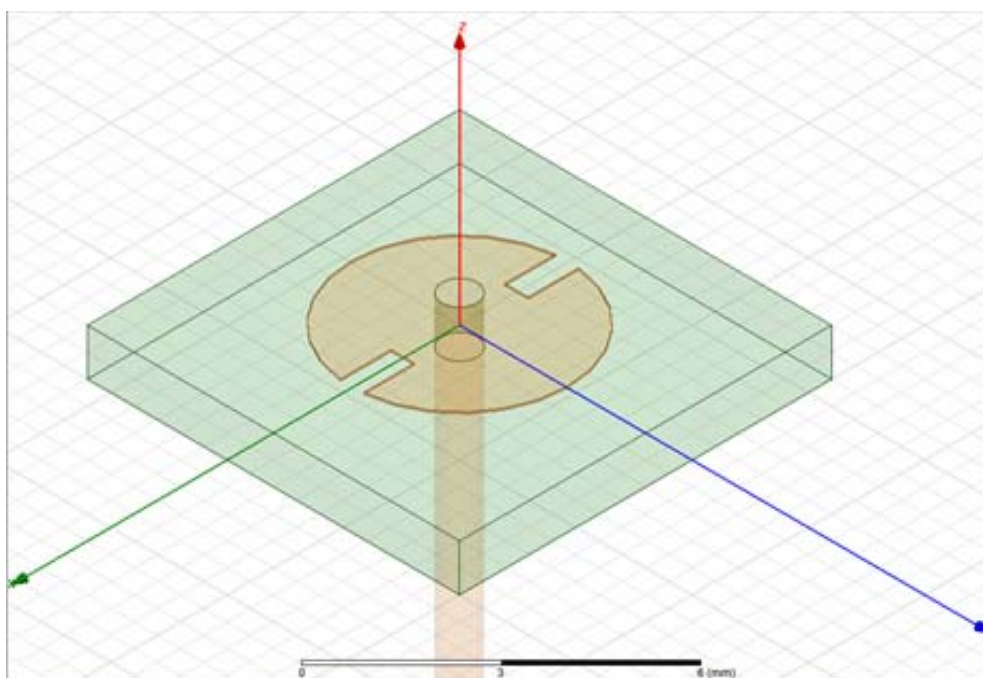


Рис. 3. Печатный излучатель антенной решётки

Оптимизация такого излучателя позволяет получить следующие характеристики:

- полоса пропускания порядка 600 МГц;
- коэффициент усиления полученного излучателя 6 дБ;
- ширина диаграммы направленности 100...120 градусов.

Полученные зависимости обеспечивают работу системы на правой круговой поляризации с коэффициентом эллиптичности не хуже 0,8 в требуемом секторе сканирования, для подтверждения которого необходимо обратить внимание на зависимость действительной и мнимой частей комплексного сопротивления входа излучателя в зависимости от угла сканирования (рис. 4). Анализ зависимостей показывает, что теоретический предел допустимых углов сканирования антенной решётки при данном элементарном излучателе может достигать $\pm 50^\circ$, так как в диапазоне этих углов значения сопротивлений изменяются незначительно и не могут приводить к эффекту ослепления.

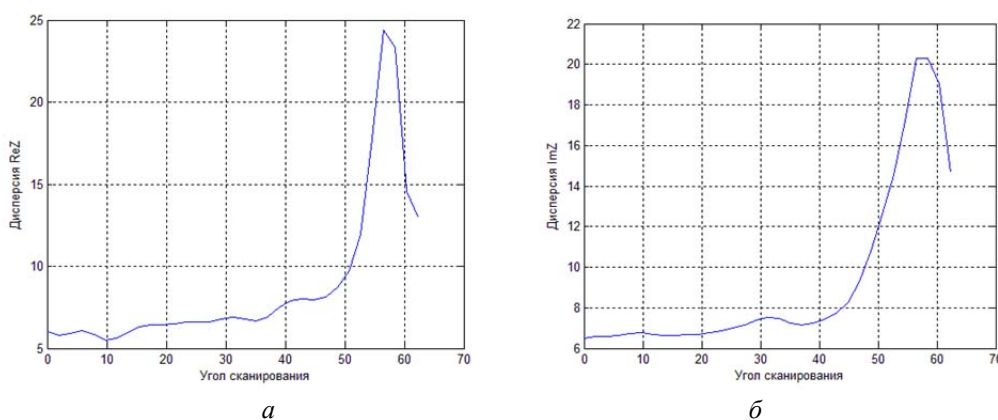


Рис. 4. Зависимости действительной (а) и мнимой (б) составляющих входного сопротивления излучателей в зависимости от угла сканирования

Размер апертуры антенны напрямую зависит от требования, предъявляемого к значению её коэффициента усиления, который определяется как

$$G_A = 4\pi S_A \eta / \lambda^2, \quad (1)$$

где S_A – площадь апертуры; λ – длина волны в свободном пространстве; η – эффективность излучения.

Расчёт показывает, что энергетический потенциал линии связи будет обеспечен, если коэффициент усиления (КУ) антенны составит 25 дБ. При значении рабочей частоты $f_0 = 8,2$ ГГц ($\lambda_0 = 36,5$ мм) площадь апертуры должна составлять $S_A \approx 41352$ мм². И если она будет иметь форму квадрата, то размер его стороны должен быть примерно равен 200 мм.

Расстояния между излучателями (шаг решетки), отнесённые к длине волны d/λ , должны быть выбраны такими, при которых сканирование диаграммы направленности не приводит к возникновению интерференционных лепестков в видимой угловой области. Это требование будет обеспечено для антенной решетки (АР) как с прямоугольной, так и с треугольной сеткой расположения излучателей (рис. 5) при выполнении неравенства

$$d/\lambda \leq 1/(1 + \sin \theta_{\max}), \quad (2)$$

где θ_{\max} – максимальное значение угла сканирования.

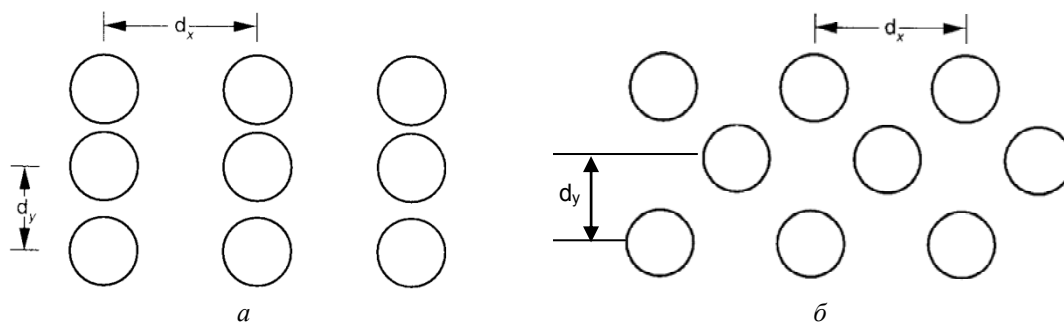


Рис. 5. Расположение излучающих элементов на апертуре фазированной антенной решётки в прямоугольной (а); и треугольной (б) сетках

Формула, ограничивающая величину шага в АР, получена без учёта направленных свойств излучателя. Побочные главные максимумы АР могут быть подавлены, если их направления будут располагаться в зоне нулевого (близкого к нулевому) излучения одного элемента. В раскрытие одного излучателя необходимо создать такое амплитудное распределение, чтобы форма его пространственной характеристики направленности совпадала с сектором сканирования, а изменение коэффициента направленного действия (КНД) антенны следовало «закону косинуса».

На рис. 6 представлена зависимость d/λ от максимального угла отклонения луча.

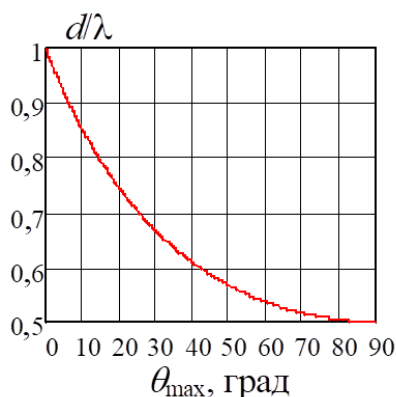


Рис. 6. Зависимость шага решётки от максимального значения угла сканирования, при котором в видимой области отсутствуют интерференционные лепестки диаграммы направленности антенной решётки

В АР с квадратной сеткой излучателей шаг решетки одинаков по обеим координатным осям $d_x = d_y = d$. В сетке, сформированной из равносторонних треугольников, $d_x = d$, а $d_y = 2d/\sqrt{3}$ (или наоборот). Площадь одной ячейки АР с квадратной сеткой излучателей равна $S_r = d^2$.

Здесь стоит подчеркнуть факт необходимости создания решетки с прямоугольной сеткой ввиду конструктивных особенностей компоновки передающих каналов АР.

Незначительный геометрический проигрыш в оценке коэффициента усиления компенсируется незначительным увеличением раскрыва АР.

Коэффициент направленного действия сканирующей АР оцениваем при помощи соотношения

$$D = \pi \cos \theta_0 D_x D_y, \quad (3)$$

где θ_0 – угол отклонения ДН ФАР от вертикального положения; D_x и D_y – коэффициенты направленного действия линейных антенных решеток, геометрические длины которых равны длинам сторон апертуры ФАР по осям x и y соответственно.

Они определяются при помощи следующего выражения:

$$D_{x,y} = 2N_{x,y}d_{x,y}/\lambda, \quad (4)$$

где $N_{x,y}$ – число излучателей, расположенных на апертуре по осям x и y соответственно.

Второй способ вычисления КНД:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A}, \quad (5)$$

где $\Omega_A = \Omega_{1r}\Omega_{2r}$ – телесный угол, определяющий ширину ДН антенны по половинной мощности в стерадианах.

При наличии в ДН нескольких лепестков под Ω_A следует понимать суммарный телесный угол всех лепестков. Если в двух ортогональных плоскостях ширины главных лепестков ДН, выраженные в градусах, равны θ_{1d} и θ_{2d} , то

$$D_0 = \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\theta_{1d}\theta_{2d}} = \frac{41253}{\theta_{1d}\theta_{2d}}. \quad (6)$$

Для планарных решёток лучший результат даёт соотношение

$$D_0 = \frac{\pi^2(180/\pi)^2}{\theta_{1d}\theta_{2d}} = \frac{32400}{\theta_{1d}\theta_{2d}}. \quad (7)$$

Из этого соотношения следует вывод о том, что КНД антенных решёток с большой размерностью мало зависит от КНД одиночного излучателя, поскольку угловая ширина ДН всей решётки будет, в основном, определяться размерами и, следовательно, площадью её общей апертуры.

Существуют исключения из общего правила, которые составляют те случаи, когда в решётке возбуждаются поверхностные волны, в верхней полусфере появляются интерференционные лепестки ДН и, наконец, на направлении сканирования в ДН одиночных излучателей имеется ноль.

При сканировании луча ФАР могут увеличиваться уровни боковых лепестков ДН, а также появляться интерференционные лепестки, которые снижают КНД главного

лепестка. Если известна нормированная амплитудная ДН антенны $F_n(\theta, \varphi)$ по напряжённости, то КНД можно рассчитать следующим образом:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi F_n^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n^2(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi}, \quad (8)$$

где φ – угол отклонения луча ФАР в горизонтальной плоскости.

Если $F_n(\theta, \varphi)$ задана на дискретном множестве точек, то двойное интегрирование заменяется двойным суммированием:

$$(\theta_i, \varphi_k) = \frac{4\pi F_n^2(\theta_i, \varphi_k)}{\frac{\pi}{2P} \frac{2\pi}{Q} \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^P F_n^2(\theta_p, \varphi_q) \sin(\theta_p)}, \quad (9)$$

где P и Q – число интервалов, на которые делятся интервалы углов по $\theta [0 \dots \pi/2]$ и по $\varphi [0 \dots 2\pi]$.

Оценку ширины ДН антенны проводят с использованием приближённого соотношения

$$\Delta\theta_{3дБ} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{L_a}, \quad (10)$$

где L_a – длина апертуры вдоль линии, относительно перпендикуляра к которой измеряется угловая ширина ДН.

Нормированная ДН множителя прямоугольной ФАР, главный лепесток ДН которой ориентирован в направлении, заданном углами θ_0 и φ_0 , определяется при помощи выражения [10]:

$$F_n = \left\{ \frac{1}{N_x} \frac{\sin\left(N_x \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N_y} \frac{\sin\left(N_y \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\}, \quad (11)$$

где $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны в вакууме.

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x, \quad \psi_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y, \quad (12)$$

$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0, \quad \beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0, \quad (13)$$

где d_x и d_y – расстояния между излучателями по осям x и y соответственно.

Нормированную ДН множителя ФАР, главный лепесток которой ориентирован в угловом направлении d , определяемым единичным радиус-вектором e_{rd} , можно также рассчитывать и путём прямого суммирования ДН парциальных излучателей, воспользовавшись следующим соотношением:

$$F_n(\theta_d, \varphi_d, \theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-jk r_n (e_r - e_{rd})} = \sum_{n=1}^N e^{-jk r_n e_r} e^{j \Delta \psi_{nd}}, \quad (14)$$

где N – общее число излучателей в решётке; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны в вакууме; $\theta_d, \varphi_d, \theta, \varphi$ – углы в сферической системе координат, в которых ориентирован главный лепесток ДН и текущие их значения соответственно; $r_n = (x_n, y_n, z_n)$ – радиус-вектор, определяющий координаты фазового центра n -го излучателя в прямоугольной декартовой системе координат (ПДСК); $\Delta \psi_{nd} = k r_n e_{rd}$ – фазовый сдвиг на каждом n -м элементе ФАР, который обеспечивает ориентацию максимума ДН АР в угловом направлении; $(\theta_d, \varphi_d), e_r, e_{rd}$ – единичные радиус-векторы сферической системы координат (ССК), которые имеют значения проекций на оси ПДСК, описанные ниже.

При $e_r = e_{rd}$ модуль суммы в правой части принимает свое максимальное значение, равное 1. В частном случае планарной АР все её элементы лежат в плоскости (xy) , где $z = 0$, поэтому $r_n = (x_n, y_n, 0)$ и следовательно

$$\psi_n = k e_r r_n = k [x_n \sin(\theta) \cos(\varphi) + y_n \sin(\theta) \sin(\varphi)]. \quad (15)$$

Нормированную ДН АР, максимум ДН которой ориентирован в угловом направлении θ_d, φ_d , можно также записать и в развёрнутой форме

$$F_n(\theta_d, \varphi_d, \theta, \varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp \left\{ jk \begin{bmatrix} x_n (\sin(\theta_d) \cos(\varphi_d) - \sin(\theta) \cos(\varphi)) + \\ y_n (\sin(\theta_d) \sin(\varphi_d) - \sin(\theta) \sin(\varphi)) \end{bmatrix} \right\}. \quad (16)$$

Прямое суммирование парциальных ДН с использованием принципа суперпозиции допустимо, когда отсутствует взаимное влияние между отдельными излучателями [10]. Его приходится проводить для АР с нерегулярным расположением излучателей.

Основываясь на математических соотношениях, приведённых выше, проводилось исследование оптимального размера АФАР с точки зрения максимизации КНД и минимизации габаритных размеров. Стоит заметить, что в расчётах в качестве ДН элементарного излучателя закладывается ДН синтезированного выше излучателя.

Заключение

Фазовые ошибки в раскрыве АФАР обусловлены влиянием передающих модулей. Имеет место постоянная составляющая фазовой ошибки, вызванная неидентичностью фазовых характеристик микросхем в составе передающего тракта. Их коррекция может быть осуществлена путём установки корректирующих коэффициентов на фазовращателях. Дисперсия фазовой ошибки передающего канала зависит от следующих факторов:

- изменение активной и реактивной составляющих сопротивления нагрузки усилителей (входное сопротивление излучателей) при сканировании;
- зависимость фазовых характеристик монолитных интегральных схем (МИС) от температуры;
- зависимость фазовых характеристик МИС от амплитуды входного сигнала (паразитная амплитудно-фазовая модуляция).

Для оценки влияния сканирования на фазовую ошибку была промоделирована антенная решётка 16×16 , состоящая из микрополосковых излучателей (моделирование активного КСВн).

Для оценки влияния сканирования на фазовые характеристики микросхем была разработана нелинейная модель СВЧ усилителя. Далее был осуществлён статистический анализ фазовых характеристик при изменении сопротивления нагрузки в соответствии с полученными законами распределения.

В реальных антенных системах положение излучателей в пространстве и токи в них отличаются от расчётных из-за наличия производственных допусков и влияния внешних условий. Если принять, что положение элементов решётки, амплитуда и фаза токов в них являются случайными величинами, то форма ДН, уровень боковых лепестков и другие параметры решётки становятся также случайными величинами, распределения которых характеризуются величиной указанных отклонений. Перечисленные дестабилизирующие факторы были учтены при расчёте результирующей диаграммы направленности.

Таким образом видно, что фазовые ошибки АФАР в основном определяются ошибками оконечных частей СВЧ трактов и не превышают $10 \dots 11^\circ$. Влияние таких фазовых ошибок на ДН решётки 16×16 влияет в основном только на дальние боковые лепестки.

Библиографический список

1. Потапов А.А. Фрактальная электродинамика. Численное моделирование малых фрактальных антенных устройств и фрактальных 3D микрополосковых резонаторов для современных сверхширокополосных или многодиапазонных радиотехнических систем // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64, № 7. С. 629-665. DOI: 10.1134/S0033849419060068

2. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток: учебное пособие / под редакцией Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

3. Веселов Е.Ю., Завитков И.В. Моделирование и изготовление микрополосковой печатной антенной решётки для систем сотовой связи // Сборник статей IV Международной научно-практической конференции «Science and Technology Research» (12 мая 2022 г., Петрозаводск). Петрозаводск: МЦНП «Новая наука», 2022. С. 41-46.

4. Филареева И.Д. Моделирование элементарного излучателя с полосковым питанием для сфокусированной антенной решётки // Материалы XX Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» и XVI Международной научно-технической конференции «Оптические технологии в телекоммуникациях» (20-22 ноября 2018 г., Уфа). Т. 2. Уфа: РИК УГАТУ, 2018. С. 226-228.

5. Бузанов Р.А., Широких С.А., Шишаков К.В. Разработка микрополосковых антенн дециметрового диапазона с круговой поляризацией // Вестник ИжГТУ имени М.Т. Калашникова. 2022. Т. 25, № 3. С. 47-61. DOI: 10.22213/2413-1172-2022-3-47-61

6. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики: учеб. пособие. М.: Радиотехника, 2012. 336 с.

7. Жалнин Р.В., Масыгин В.Ф., Пескова Е.Е., Тишкин В.Ф. Априорные оценки локального разрывного метода Галеркина на разнесённых сетках для решения уравнения параболического типа в рамках однородной задачи Дирихле // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Физико-математические науки. 2020. Т. 24, № 1. С. 116-136. DOI: 10.14498/vsgtu1747

8. Штабель Н.В., Шурина Э.П. Исследование вариационных формулировок моделирования напряжённости магнитного поля на регулярных дуальных сетках // Тезисы докладов XXI Всероссийской конференции и Молодёжной школы-конференции «Теоретические основы конструирования численных алгоритмов и решение задач математической физики», посвящённой памяти К.И. Бабенко (05-11 сентября 2016 г., Новороссийск, Абрау-Дюрсо). М.: Институт прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН, 2016. С. 126-127.

9. Тихонов Р.И. Улучшение сходимости метода векторных конечных элементов для решения краевых задач электродинамики // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2008. № 2. С. 30-33.

10. Андропов А.В., Кузьмин С.В. Методика поиска амплитудно-фазового распределения для низкопрофильной совмещённой кольцевой концентрической антенной решётки // Сборник научных трудов XI Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2022)» (15-16 февраля 2022 г., Санкт-Петербург). Т. 3. Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2022. С. 22-26.

DESIGNING AN ACTIVE ELECTRONICALLY SCANNED ARRAY AS PART OF ONBOARD EQUIPMENT OF A HIGH-SPEED RADIO COMMUNICATION CHANNEL

© 2023

E. R. Zhdanov Candidate of Science (Phys. & Math.), Associate Professor,
Dean of Internet Professions Faculty;
Moscow Financial and Industrial University “Synergy”,
Moscow, Russian Federation;
EZhdanov@synergy.ru

A. O. Slavyanskiy Head of the Scientific and Thematic Department;
JSC Central Research Radio Engineering Institute named after A.I. Berg;
andrey.slavyanskiy@gmail.com

O. S. Kharina Candidate of Science (Economics), Deputy Dean of the Technological
Entrepreneurship Faculty;
Moscow Financial and Industrial University “Synergy”,
Moscow, Russian Federation;
OKharina@synergy.ru

A. V. Shpack Doctor of Science (Engineering), Professor of the Department
of Telecommunications; Institute of Radio Electronics and Information Science;
MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russian Federation;
alexandr.shpack@yandex.ru

The active electronically scanned array being developed is designed to provide an all-weather high-speed radio communication channel “Spacecraft – Earth”. It is supposed to provide fast, inertia-free observation of space by swinging the antenna beam electrically, and, in fact, is a dynamic space-time filter of the spacecraft. The aim of the work is to identify the basic principles of functioning of the array as part of the spacecraft with inherent limitations in the mass-dimensional and energy characteristics of the onboard equipment and, at the same time, high requirements for the functional characteristics. This paper presents the calculation and the main results of designing an active electronically scanned array complying with the requirements for optimizing the parameters of the antenna system. To assess the effect of scanning on the phase characteristics of the chips, a nonlinear amplifier model was developed. A statistical analysis of the phase characteristics was carried out when the load resistance changed in accordance with the obtained distribution laws. When calculating the resulting directional pattern of the antenna array, destabilizing factors were taken into account in accordance with the results of the study of the prototypes of the antenna array being created. Phase

errors were calculated, mainly determined by the errors of the terminal parts of the receiving paths. Measures were implemented to ensure the effect of such phase errors on the directional pattern of the array only on the far side lobes.

Active electronically scanned array; transmitting module; Hertz antenna; electrodynamic modeling

Citation: Zhdanov E.R., Slavyanskiy A.O., Kharina O.S., Shpack A.V. Designing an active electronically scanned array as part of onboard equipment of a high-speed radio communication channel. *Vestnik of Samara University. Aerospace and Mechanical Engineering*. 2023. V. 22, no. 4. P. 59-70. DOI: 10.18287/2541-7533-2023-22-4-59-70

References

1. Potapov A.A. Fractal electrodynamic: numerical modeling of small fractal antenna devices and fractal 3D microwave resonators for modern ultra-wideband or multiband radio systems. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019. V. 64, Iss. 7. P. 629-663. DOI: 10.1134/S1064226919060068
2. *Ustroystva SVCh i anteny. Proektirovanie fazirovannykh antenykh reshetok: uchebnoe posobie / pod redaktsiyey D.I. Voskresenskogo* [Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays: Textbook for universities / ed. by D.I. Voskresensky]. Moscow: Radiotekhnika Publ., 2003. 632 p.
3. Veselov E.Yu., Zavitkov I.V. Modeling and manufacturing microstrip printed antenna array for cellular communication systems. *Proceedings the IV International Scientific and Practical Conference «Science and Technology Research» (May, 12, 2022, Petrozavodsk)*. Petrozavodsk: MTsNP «Novaya Nauka» Publ., 2022. P. 41-46. (In Russ.)
4. Filareeva I.D. Simulation of an elementary radiator with a striped power supply for a focused antenna array. *Materialy XX Mezhdunarodnoy Nauchno-Tekhnicheskoy Konferentsii «Problemy Tekhniki i Tekhnologii Telekommunikatsiy» i XVI Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii «Opticheskie Tekhnologii v Telekommunikatsiyakh» (November, 20-22, 2018, Ufa)*. V. 2. Ufa: RIK UGATU Publ., 2018. P. 226-228. (In Russ.)
5. Buzanov R.A., Shirokikh S.A., Shishakov K.V. Development of microstrip decimeter antennas with circular polarization. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*. 2022. V. 25, no. 3. P. 47-61. (In Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2022-3-47-61
6. Grinev A.Yu. *Chislennyye metody resheniya prikladnykh zadach elektrodinamiki: ucheb. posobie* [Numerical methods for solving applied problems of electrodynamic]. Moscow: Radiotekhnika Publ., 2012. 336 p.
7. Zhalnin R.V., Masyagin V.F., Peskova E.E., Tishkin V.F. A priori error estimates of the local discontinuous Galerkin method on staggered grids for solving a parabolic equation for the homogeneous Dirichlet problem. *Vestnik Samarskogo Gosudarstvennogo Tekhnicheskogo Universiteta. Seriya: Fiziko-Matematicheskkiye Nauki*. 2020. V. 24, no. 1. P. 116-136. (In Russ.). DOI: 10.14498/vsgtu1747
8. Shtabel' N.V., Shurina E.P. Investigation of variational formulations for modeling magnetic field strength on regular dual grids. *Proceedings of the XXI All-Russian Conference and the Youth School-Conference «Theoretical Bases and Generation of Numerical Algorithms of Solving Mathematical Physics Problems», devoted to K.I. Babenko (September, 5-11, 2014, Novorossiysk, Abrau-Durso)*. Moscow: Keldysh Institute of Applied Mathematics Publ., 2016. P. 126-127. (In Russ.)
9. Tikhonov R.I. Enhancing of vector finite element method convergence for electrodynamic boundary value problems. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2008. No. 2. P. 30-33. (In Russ.)
10. Andropov A.V., Kuzmin S.V. The amplitude-phase distribution searching technique for a low-profile combined ring concentric antenna array. *Proceedings of the 11th International Conference on Advanced Infotelecommunications ICAIT 2022 (February, 15-16, 2022, St. Petersburg)*. V. 3. St. Petersburg: SPbSUT Publ., 2022. P. 22-26. (In Russ.)