

УДК 621.396.677

МОНОИМПУЛЬСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДЛЯ АЭРОДРОМНОЙ РЛС X-ДИАПАЗОНА

А. В. Сучков

АО «НПО «Лианозовский электромеханический завод»,
127411 Москва, Дмитровское ш., 110

Статья поступила в редакцию 5 декабря 2016 г., после доработки – 8 апреля 2017 г.

Аннотация. Обсуждаются вопросы проектирования моноимпульсной волноводной антенной решетки с частотным сканированием для аэродромной РЛС X-диапазона. Антенная решетка, состоящая из волноводных излучателей, соединенных с волноводной системой питания, предназначена для формирования суммарной и разностной диаграмм направленности в плоскости частотного сканирования. В плоскости ортогональной плоскости сканирования антенна формирует диаграммы направленности косекансного типа. Исследованы особенности предлагаемого варианта построения антенны, приведены способы устранения характерных для него недостатков. Представлены результаты численного анализа компьютерных моделей составных частей – излучателя и системы питания, а также результаты экспериментальной проверки характеристик изготовленного опытного образца антенны на стенде ближнего поля. Проведен сравнительный анализ полученных результатов. Примененные при проектировании подходы позволили получить высокое качество электродинамических характеристик антенной решетки.

Ключевые слова: моноимпульсная антенная решетка, частотное сканирование, диаграмма направленности, волноводная система питания, численное моделирование.

Abstract. The design issues of monopulse frequency-scan waveguide antenna array for terminal area radar of X-band are discussed. A monopulse antenna, which consists of waveguide emitters, connected to the waveguide feeding system, is

designed to form the sum and difference patterns in the frequency scanning plane. In the orthogonal plane the antenna forms a cosecant type patterns. The features of proposed antenna with serial feeding of radiators are researched, the methods, which allow eliminating typical disadvantages, are presented. The computer model numerical simulation results and measurement results of antenna prototype radiation patterns on the near field test stand are given. A comparative analysis of the experimental characteristics with simulation results is performed. Combination of technical solutions has allowed providing high-quality electrodynamic characteristics of developed antenna.

Key words: monopulse antenna array, frequency scanning, pattern, waveguide feeding system, numerical simulation.

1. Введение

В настоящее время в условиях роста требований к точностным характеристикам современных аэродромных радиолокационных систем (РЛС) [1], практически исключена возможность применения в их составе ранее разработанных [2] антенных решеток с частотным сканированием (АРЧС). Поскольку одноканальное построение таких антенн, обеспечивающее в плоскости частотного сканирования формирование многолучевой диаграммы направленности (ДН), позволяет определять направление на цель методом интерполяции угловой координаты при одновременном сравнении амплитуд эхо-сигналов, принятых независимыми каналами смежных лучей. Недостатком этого метода, реализованного в ряде отечественных и зарубежных РЛС с частотным сканированием [2, 3], является ограничение возможности увеличения точности измерения угловой координаты, вследствие наличия декорреляции сравниваемых эхо-сигналов в смежных лучах, формируемых на разнесенных частотах. Кроме того, уровень боковых лепестков (УБЛ) ДН в плоскости частотного сканирования, достигаемый при построении многоканальной системы питания излучателей (делителя мощности) на ненаправленных ответвителях [2], на практике не всегда достаточен для

обеспечения эффективности функционирования РЛС в условиях пассивных помех. Устранить указанные недостатки представляется возможным за счет кардинальной переработки структуры многоканального делителя мощности (ДМ), позволяющей реализовать в нем суммарно-разностную волноводную систему питания и, соответственно, моноимпульсный метод измерения угловой координаты в пределах каждого луча на фиксированной частоте эхо-сигнала. Необходимо отметить, что имеется ряд работ по теоретическим [3–5] и экспериментальным [5] исследованиям моноимпульсных АРЧС S-диапазона частот. В то же время актуальной научно-технической задачей является практическая реализация таких антенн в X-диапазоне с целью их применения в составе аэродромных РЛС, модернизируемых в рамках работ по улучшению тактико-технических характеристик [6, 7].

Цель работы – создание моноимпульсной АРЧС X-диапазона с низким УБЛ, максимальным КПД и стабильностью характеристик суммарной и разностной ДН в секторе сканирования на основе предложенной автором схемы построения.

2. Исходные данные

Для проектирования моноимпульсной АРЧС на основе анализа тактико-технических характеристик, предъявляемых к модернизируемой аэродромной РЛС, приняты следующие исходные данные.

1. Полоса частот: 400 МГц (4%, X-диапазон).
2. Поляризация: вертикальная.
3. Параметры ДН в плоскости частотного сканирования (H-плоскости):
 - ширина ДН на уровне -3 дБ: $1,4 \pm 0,1^\circ$;
 - максимальный УБЛ: -25 дБ;
 - уровень пересечения суммарной и разностной ДН: $-4 \pm 0,5$ дБ;
 - глубина нуля разностной ДН, не более: -25 дБ;
 - сектор сканирования, не менее: 35° .
4. Параметры ДН в E-плоскости:
 - тип ДН: $\operatorname{cosec}^2(\theta)$;

- ширина ДН на уровне -3 дБ: $6 \pm 0,5^\circ$;
- ширина ДН на уровне -6 дБ: $9 \pm 1^\circ$.

5. Коэффициент усиления суммарного канала, не менее: 32,5 дБ.

3. Схема построения

На основе анализа исходных данных, а также известных вариантов построения моноимпульсных частотно-сканирующих антенн (последовательным питанием излучателей [3, 4] или параллельным, [3]) к реализации X-диапазоне частот предложена усовершенствованная последовательная схема АРЧС (рис. 1).

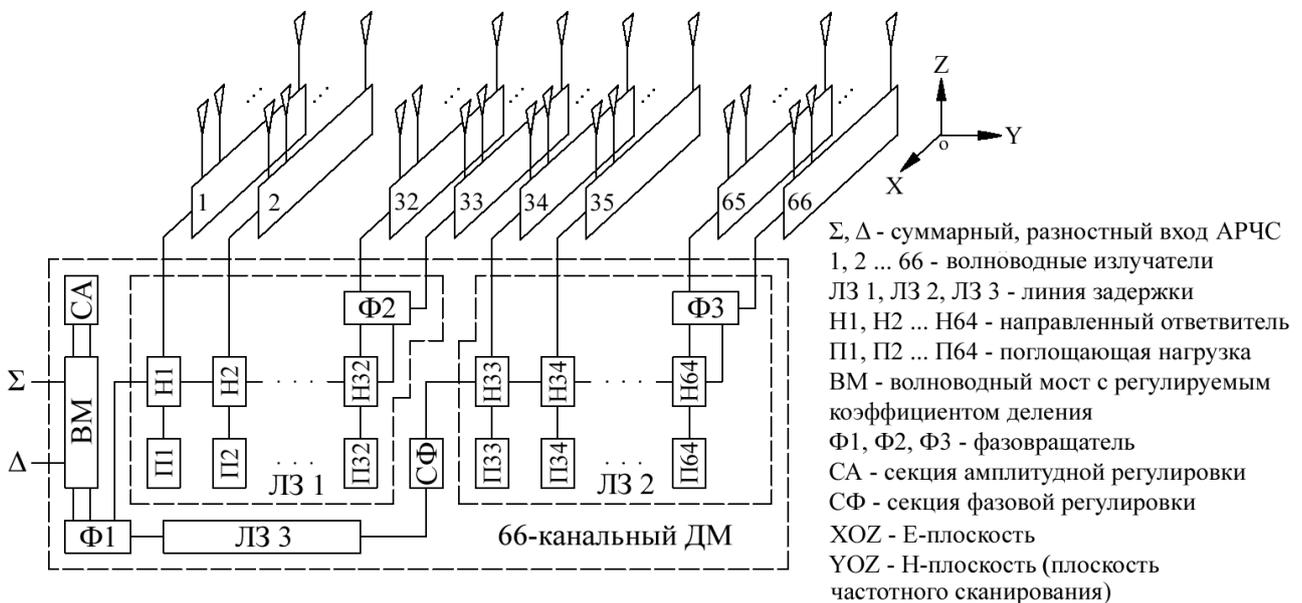


Рис. 1. Схема построения моноимпульсной АРЧС.

Предлагаемый вариант построения антенны представляет собой эквидистантную плоскую решетку, излучающая поверхность которой образована из 66-ти столбцов волноводных излучателей (1, 2 ... 66, рис. 1), которые установлены с шагом 23 мм и запитаны с помощью 66-канального суммарно-разностного волноводного делителя мощности (ДМ, рис. 1).

Волноводные излучатели выполнены в виде линейных антенных решеток, формирующих в E-плоскости ДН косекансного типа в углах от 0° до 12° . Каждая из решеток построена на основе 16-канальной волноводной системы распределения мощности, выходы которой нагружены на E-секториальные рупорные излучатели (1, 2 ... 16, рис. 2). Система распределения, реализующая

требуемое амплитудно-фазовое распределение (АФР), выполнена на основе 15-ти волноводных тройников. При этом формирование требуемой ДН осуществляется в Е-плоскости, в ортогональной плоскости решетки имеют слабонаправленную характеристику, практически совпадающую с ДН одиночного рупорного излучателя в Н-плоскости.

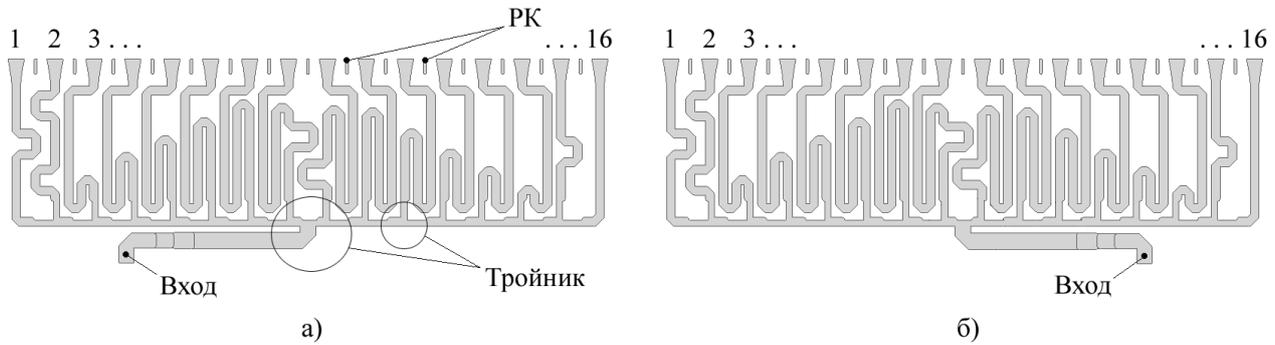


Рис. 2. Структура волноводных излучателей АРЧС (показана конфигурация узких стенок волноводных каналов топологии; широкая стенка ориентирована перпендикулярно плоскости рисунка): а) нечетные столбцы, б) четные.

Для снижения взаимного влияния рупоров в промежутках между ними расположены четвертьволновые развязывающие канавки (РК).

Структура 66-канального ДМ приведена на рис. 3.

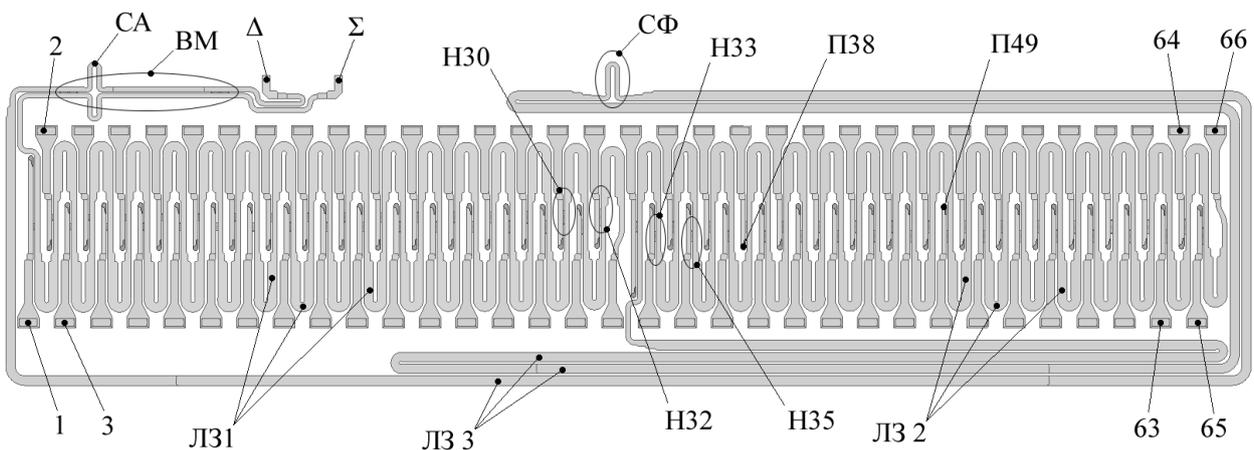


Рис. 3. Структура 66-канального ДМ

(показана конфигурация узких стенок волноводных каналов топологии; широкая стенка ориентирована перпендикулярно плоскости рисунка)

ДМ состоит из 2-х половин, в виде синусоидальных линий задержки (ЛЗ 1, ЛЗ 2), запитанных от волноводного моста (ВМ), и направленных

ответвителей (Н1, Н2 ... Н64), образованных Т-образными элементами связи [8] линий задержки с выходами (1, 2 ... 66). Он спроектирован таким образом, чтобы обеспечить в заданной полосе частот при работе в составе АРЧС: 1) формирование спадающего амплитудного распределения (АР) в Н-плоскости, обеспечивающего по сравнению с другими АР требуемую ширину ДН при заданных размерах апертуры и УБЛ антенны; 2) формирование фазового распределения (ФР) в раскрыве, необходимого для управления положением луча ДН в заданном угловом секторе в Н-плоскости методом частотного сканирования; 3) возможность синфазной и противофазной запитки половин раскрыва АРЧС (по 33 элементов каждая, через ЛЗ 1 и ЛЗ 2) для формирования в Н-плоскости требуемых суммарной и разностной ДН; 4) минимизацию искажений амплитудно-фазового распределения (АФР) в рабочей полосе частот в раскрыве АРЧС; 5) минимизацию потерь мощности в схеме деления; 6) необходимый уровень развязки между суммарным (Σ) и разностным (Δ) каналами.

4. Оценка параметров и моделирование

Расчет основных геометрических размеров волноводной топологии, определяющих электрические характеристики бб-канального ДМ, произведен в соответствии уравнением (1), связывающим угловое положение луча и частоту [3], исходя из компромисса между приемлемостью конструктивного исполнения и КПД предложенной схемы с учетом требуемой ширины луча ДН в Н-плоскости, рабочего диапазона частот и сектора сканирования.

$$\theta = \arcsin\left(\frac{S}{2afd} \sqrt{4f^2 a^2 - c^2} - \frac{nc}{fd}\right) \quad (1)$$

где $\theta = -17,5^\circ \dots +17,5^\circ$ – угловое положение луча ДН АРЧС в Н-плоскости соответствующее изменению частоты f в рабочем диапазоне; $S = 217,2$ мм – длина волноводной петли в линиях задержки ЛЗ 1 и ЛЗ 2 между двумя соседними ответвителями; $a = 21,4$ мм – размер широкой стенки волновода линии задержки; $d = 23$ мм – интервал между выходами ответвителей (шаг АРЧС в Н-плоскости); $n = 4,5$ – количество длин волн на частоте нормали,

образующих длину периода S в линиях задержки. Расчетный КПД ДМ (с учетом потерь в волноводных каналах около 0,2 дБ/м и ответвления мощности от линий задержки к выходам) составляет не менее 75% в рабочей полосе частот. Переходные ослабления и геометрические размеры направленных ответвителей, определены исходя из условия формирования требуемого теоретического АР на выходах ДМ (рис. 4, а), с учетом методики, рассмотренной в [5].

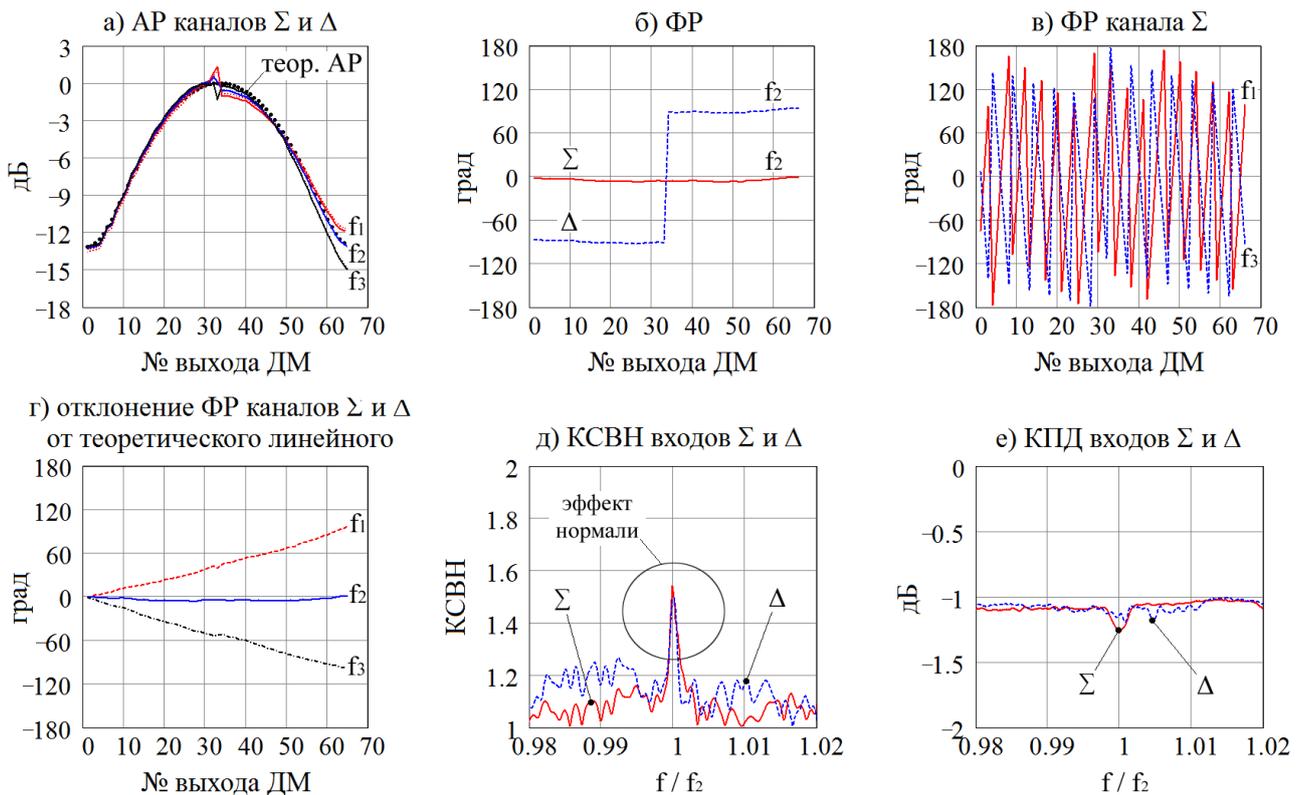


Рис. 4. Результаты электродинамического моделирования 66-канального ДМ.

В соответствии с рассчитанной геометрией устройства с целью анализа и оптимизации характеристик методом конечных элементов в среде Ansys Hfss [9], разработана трехмерная электродинамическая модель ДМ (рис. 3), структура которой полностью соответствует предложенной схеме построения (рис. 1) и представляет собой воздушную полость волноводной топологии с заданными соответствующим образом граничными условиями для имитации материала волноводных стенок (алюминиевый сплав ВД-95 с шероховатостью 1,2 мкм), а также волноводных входов и выходов, возбуждаемых основным типом колебаний H_{10} . Для оценки влияния допусковых погрешностей,

определяемых технологией изготовления, размеры модели заложены со случайными отклонениями $\pm 0,05$ мм от расчетных. Характеристики ДМ на нижней f_1 , и верхней f_3 частотах, а также на частоте нормали f_2 , полученные по результатам моделирования, представлены на рис. 4.

ДН АРЧС в Н-плоскости, восстановленные по АФР, полученному при электродинамическом моделировании 66-канального ДМ для частот f_1 , f_2 и f_3 представлены на рис. 5.

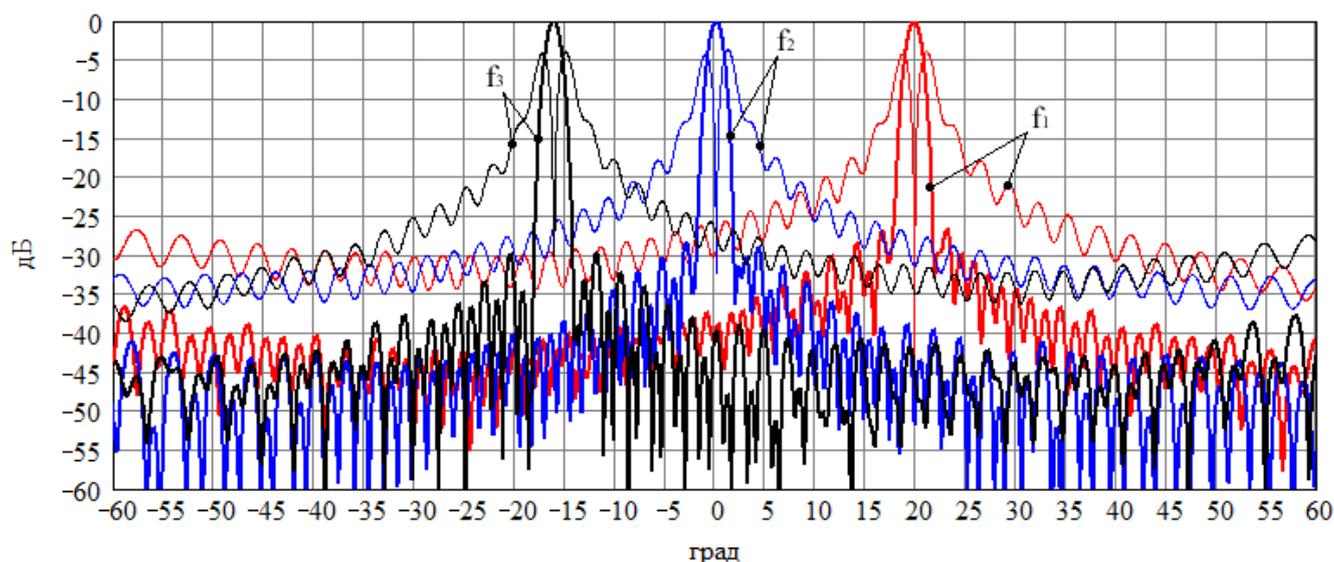


Рис. 5. ДН АРЧС в Н-плоскости

На основании требований к форме ДН АРЧС в Е-плоскости по синтезированному в среде MathCad методом парциальных диаграмм Вудворда-Лоусона [3] амплитудно-фазовому распределению (АФР) произведена оценка геометрических параметров волноводных излучателей (габаритов раскрыва и шага между рупорами), а также приближенный расчет необходимых коэффициентов деления тройников и электрических длин каналов волноводной системы распределения мощности. Графики АФР волноводных излучателей приведены на рис 6. По результатам проведенных расчетов определена начальная конфигурация волноводной топологии излучателей. На рис. 2 показана конфигурация узких стенок волноводных каналов топологии нечетных и четных излучателей; широкая стенка ориентирована перпендикулярно плоскости рисунка. Численное моделирование и оптимизация

электродинамических характеристик волноводных излучателей также выполнены в программном пакете Ansys Hfss. ДН излучателей в Е-плоскости, полученные при теоретическом расчете (тонкие линии) и электродинамическом моделировании (полужирные линии) на частотах f_1 , f_2 и f_3 показаны на рис. 7.

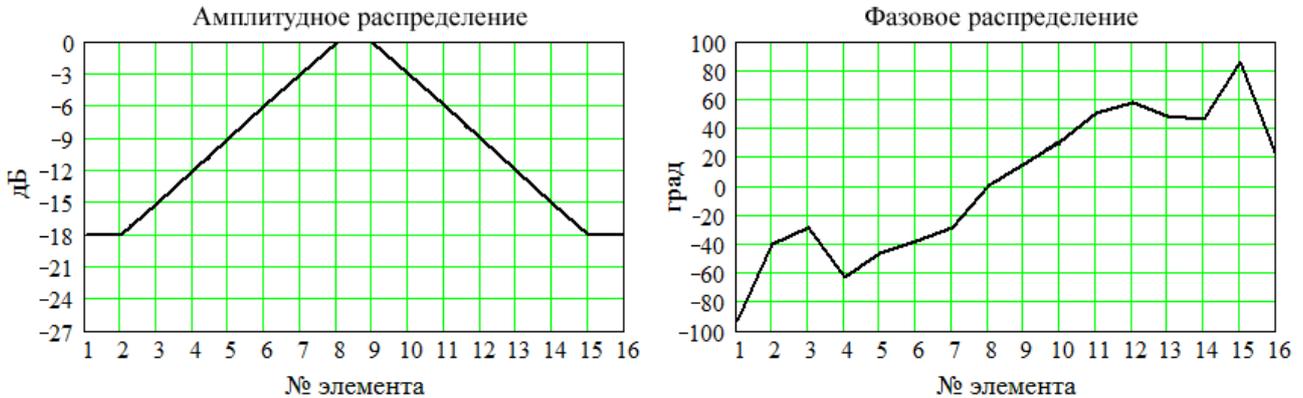


Рис. 6. АФР волноводного излучателя

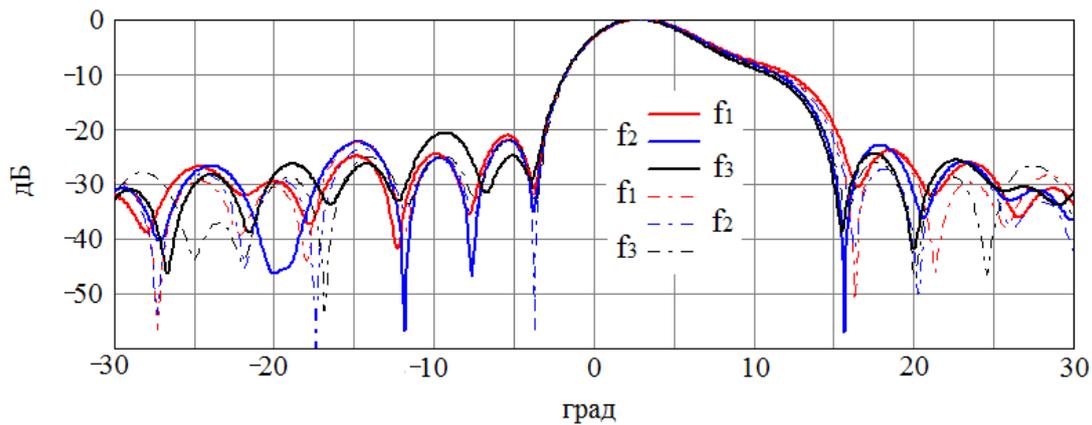


Рис. 7. ДН волноводного излучателя в Е-плоскости

5. Особенности выбранного варианта построения АРЧС

Обеспечение требуемых тактико-технических характеристик модернизируемой аэродромной РЛС приводит к необходимости реализации моноимпульсной АРЧС исключительно в волноводном исполнении с использованием технологии изготовления составных частей (ДМ и волноводных излучателей) на высокоточных станках с числовым программным управлением (ЧПУ). С одной стороны проблемы конструктивно-технологического характера, возникающие при таком исполнении, могут быть решены, например, с помощью перспективной SIW-технологии, позволяющей выполнить антенну на основе волновода, интегрированного в подложку [10],

либо печатных технологий при полосковом или микрополосковом вариантах построения [11]. Однако при создании крупноапертурных антенн с узконаправленным лучом, в диапазоне сантиметровых длин волн, возможность применения данных технологий (по сравнению с волноводной) имеет существенные ограничения, связанные с низкой точностью изготовления, а также неприемлемым увеличением потерь в антенне и соответствующим снижением коэффициента усиления.

По сравнению с известными вариантами построения [2–4] предлагаемый вариант АРЧС, представленный на рис. 1–3 и рис. 9, имеет следующие отличительные особенности.

Осуществление частотного сканирования луча ДН в заданном угловом секторе предполагает сравнительно плотный шаг установки волноводных излучателей в раскрыве антенны (23 мм). При этом для возможности практической реализации конструкции АРЧС с требуемым коэффициентом усиления целесообразно выполнить разнос четных и нечетных выходов ДМ в противоположные стороны относительно его осевой линии. Период линии задержки в данном случае должен иметь U-образную конфигурацию (рис. 3), а входы четных и нечетных волноводных излучателей должны быть конструктивно разнесены друг относительно друга в противоположные стороны с целью сохранения синфазности в раскрыве (рис. 2).

Применение направленных ответвителей (НО) при построении 66-канального ДМ обусловлено необходимостью минимизации искажений АФР, возникающих вследствие конечного согласования волноводных излучателей и изгибов волновода линий задержки. Окна связи НО также имеют конечный уровень согласования, что может привести к «эффекту нормали» – резкому увеличению коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) на входе ДМ на частоте, соответствующей формированию луча ДН в направлении нормали к излучающей апертуре, в результате синфазного сложения большого количества даже малых по величине отражений от периодических неоднородностей [5]. С целью компенсации переотражений, окна связи четных

НО смещены на четверть длины волны на частоте нормали относительно нечетных. Добор недостающей фазовой длины осуществляется на прямолинейных волноводных участках вторичных линий нечетных НО. Таким образом, производится компенсация отражений от четной и нечетной групп НО, что позволяет избежать возникновения «эффекта нормали» в рабочей полосе частот. Исходя из соображений обеспечения приемлемой конструктивной реализации ДМ, а также с целью снижения потерь мощности при формировании требуемого спадающего АР в качестве типового распределительного элемента схемы использован волноводный НО с Т-образным элементом связи [12]. Конструкция такого НО показана на рис. 8 и представляет собой два параллельных прямоугольных волновода, связанных с помощью двух щелей, одна из которых расположена параллельно, другая – перпендикулярно продольной оси волноводов. Щели прорезаются в общей широкой стенке волноводов.

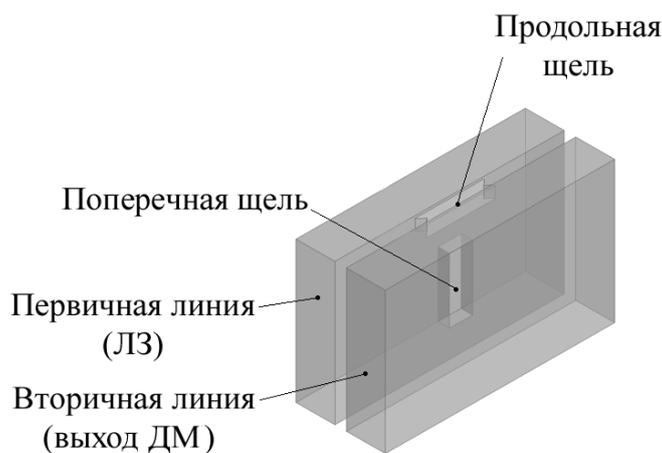


Рис. 8. Направленный ответвитель с Т-образным элементом связи

В предложенной схеме построения одним из факторов, влияющих на качество ДН, является фазовая поправка, возникающая в НО 66-канального ДМ и зависящая от величины их переходных ослаблений (коэффициентов связи с линией задержки). Для формирования требуемого АР необходима реализации переходных ослаблений НО в диапазоне от минус 26 дБ до минус 3 дБ. При этом фазовая поправка, вносимая НО, при последовательной схеме построения, приведет к недопустимому нелинейному нарастанию фазовой ошибки в

раскрые АРЧС. Поэтому для обеспечения заданного УБЛ ДН в Н-плоскости произведена коррекция длин регулярных участков волноводных линий задержки в соответствии с формулой (2).

$$Sc_n = S - \frac{(\Delta\varphi_{n+1} - \Delta\varphi_n)\lambda}{0,36\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (2)$$

где $\Delta\varphi_n$ – фазовая поправка, вносимая НО, λ – длина волны на частоте нормали, $n = 1, 2 \dots 63$.

С целью минимизации потерь мощности в ДМ 32-й и 64-й ответвители имеют полный вывод мощности – на 2 волноводных излучателя каждый. Добор фазовой длины для выходов 33 и 66 ДМ осуществляется на последних периодах линий задержки ЛЗ 1 и ЛЗ 2, соответственно. Для устранения частотной неравномерности фазы в схеме применены двухканальные волноводные фазовращатели Ф2 (Ф3), обеспечивающие постоянство разности фаз проходящей и ответвленной волн в НО между выходами 32 и 33 (65 и 66) в рабочем диапазоне частот. Принцип работы такого фазовращателя рассмотрен в [5].

По причине нелинейности частотной зависимости фазовой поправки, вносимой НО линия задержки ЛЗ 3, создающая дополнительный фазовый набег на волноводных излучателях с 34 по 66, не может обеспечить необходимое изменение фазового фронта на выходах ДМ во всем рабочем диапазоне. Для устранения этого недостатка, приводящего к росту УБЛ суммарной ДН и неприемлемому искажению формы разностной ДН при сканировании на выходах волноводного моста также применен волноводный фазовращатель (Ф1), по исполнению аналогичный Ф2 и Ф3, установленным на выходах 32-го и 64-го ответвителей. После фазировки ДМ с помощью Ф1, Ф2 и Ф3 нелинейность фазового фронта на выходах с 1 по 66 в рабочем диапазоне частот составила около $\pm 2^\circ$ (рис. 4, г). Для устранения скачка фазового фронта между половинами излучающего раскрыва, связанным с неидентичностью фазовых характеристик ЛЗ 1, ЛЗ 2 и ЛЗ 3, обусловленной влиянием допусков

изготовления на размер широкой стенки волновода, в ЛЗ 3 имеется секция фазовой регулировки (СФ), обеспечивающая подстройку фазы при изменении электрической длины. В волноводном мосте (ВМ), предназначенном для суммарно-разностной запитки 33-канальных половин схемы (ЛЗ 1 и ЛЗ 2) реализована возможность перестройки коэффициента деления [5]. Это связано с тем, что для получения требуемой «глубины нуля» ДН разностного канала необходима балансировка амплитуд СВЧ-сигналов, подаваемых на половины схемы, с точностью не хуже $\pm 0,1$ дБ. Поэтому в составе ВМ предусмотрена секция амплитудной регулировки (СА), которая при изменении электрической длины позволяет получить необходимое соотношение амплитуд на выходах устройства с заданной точностью во всем рабочем диапазоне частот.

6. Экспериментальные результаты

По результатам выполненных расчетов разработана конструкторская документация и изготовлен опытный образец АРЧС, работающий в X-диапазоне частот (рис. 9).

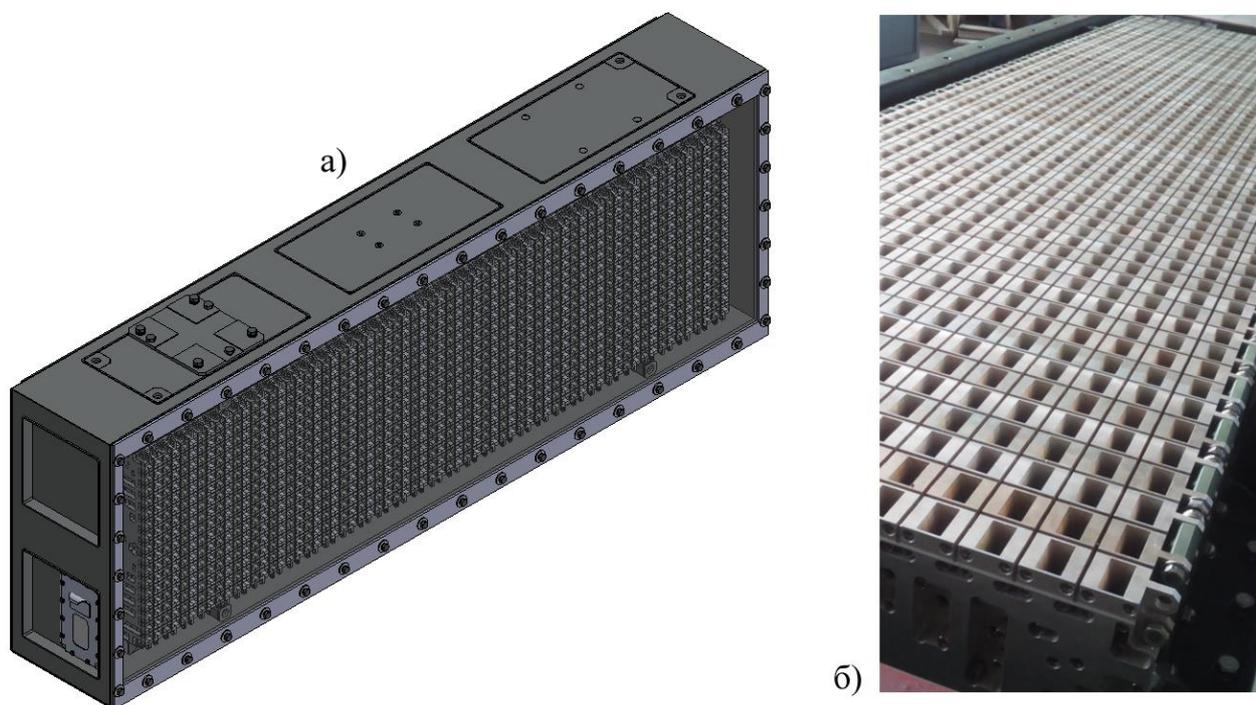


Рис. 9: а) конструкция АРЧС, б) фотография опытного образца АРЧС

Измерения характеристик ДН опытного образца АРЧС производились на стенде ближнего поля автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса (АИВК), ЦИВР.464972.001 после проведения предварительной

регулировки характеристик ДМ. Программно-алгоритмическое обеспечение АИВК позволяет по результатам измерений ближнего поля в частотной области рассчитывать полный набор радиотехнических характеристик антенн, в том числе амплитудные, фазовые и поляризационные ДН (объемные и различные сечения в заданной системе координат). КСВН суммарного и разностного входов АРЧС а также уровень развязки между входами, измерялись с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-L N5230C. Экспериментально-расчетная оценка коэффициента усиления антенны производилась методом замещения эталонной антенны на проверяемую. Результаты измерений приведены в табл. 1 и на рис. 10.

Сравнительный анализ показывает, что экспериментально измеренные характеристики АРЧС полностью соответствуют заданным требованиям и хорошо согласуются с результатами, полученными при электродинамическом моделировании ее составных частей (66-канального ДМ и волноводного излучателя), за исключением не принципиальных отклонений в части уровня бокового излучения. Характеристики КСВН входов антенны и уровень развязки между суммарным и разностным каналами также имеют хорошее совпадение с расчетными в рабочей полосе частот.

Таблица 1. Результаты измерений АРЧС.

Параметры	Измеренное значение			
	f_1	f_2	f_3	в полосе 4%, не хуже
Параметры ДН в Н-плоскости:				
ширина ДН на уровне -3 дБ, град	1,48	1,42	1,44	1,48
пересечение суммарной и разностной ДН, дБ	$-4,3$	$-4,2$	$-4,4$	$-4,5$
Параметры ДН в Е-плоскости:				
ширина ДН на уровне -3 дБ, град	6,26	6,14	6,31	6,44
ширина ДН на уровне -6 дБ, град	9,18	8,9	9,21	9,76
Коэффициент усиления суммарного канала, дБ	32,9	33,2	33,1	32,8

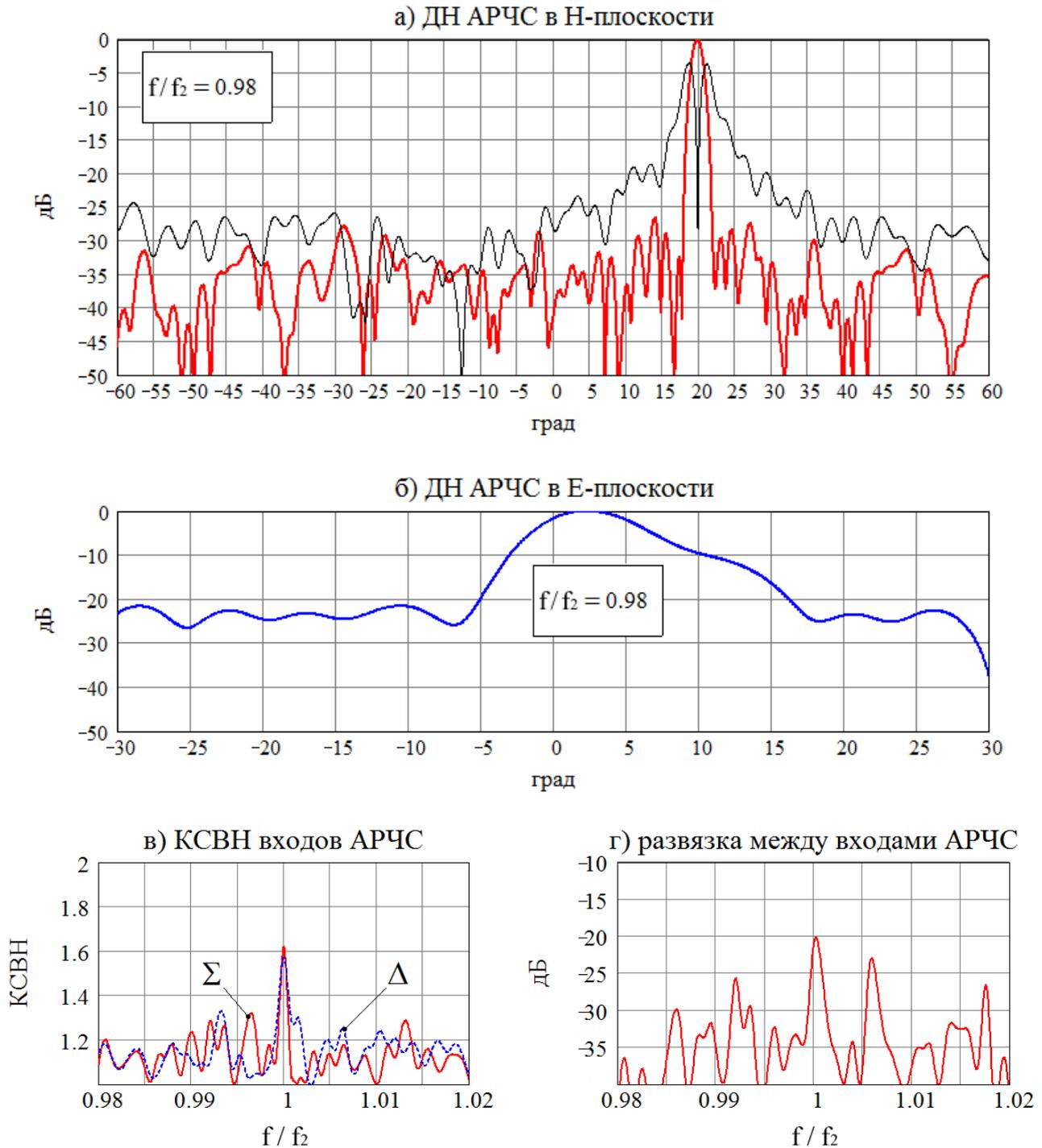


Рис. 10. Результаты измерений характеристик опытного образца АРЧС
 а) ДН в Н-плоскости, б) ДН в Е-плоскости, в) КСВН г) развязка между суммарным и разностным входами

7. Заключение

Рассмотрены вопросы проектирования моноимпульсной волноводной антенной решетки с частотным сканированием для аэродромной РЛС Х-диапазона. Исследована специфика устранения фазовых ошибок и амплитудной

балансировки суммарно-разностного 66-канального делителя мощности последовательного типа. Предложенные усовершенствования схемы построения моноимпульсной АРЧС в части применения Т-щелевых направленных ответвителей, коррекции длин петель линий задержки, организации полного вывода мощности на крайние элементы в половинах схемы, применения волноводных фазовращателей и суммарно-разностного моста с регулируемым коэффициентом деления, позволили обеспечить требуемые электродинамические характеристики.

Анализ полученных теоретических и экспериментальных результатов показывает, что рекомендации по преодолению известных недостатков моноимпульсных АРЧС с последовательным питанием излучателей, рассмотренные ранее в [5] для S-диапазона частот, также применимы к антеннам X-диапазона при условии ужесточения требований к допускам изготовления конструкции. На основании результатов экспериментальной проверки характеристик АРЧС можно сделать вывод о корректности выполненных теоретических и модельных расчетов.

Автор выражает признательность В. А. Калошину и В. И. Калиничеву за конструктивную критику и ряд полезных советов.

Литература

1. Справочник по радиолокации. Книга 1 / под ред. М.И. Сколника: пер. с англ. М.: Техносфера, 2014, 672 с.
2. Бородин Н.Д., Ковалев В.Т., Ленци Ю.И., Немоляев А.И. Волноводно-щелевые антенные решетки с частотным сканированием // Доклады 17-й научно-технической конференции ВНИИРТ. – М.: ОАО «ВНИИРТ», 2007, с. 312-317.
3. Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d edition. New York: McGraw-Hill Book Company, 1993, 1511 p.
4. Патент № 2490760 С1 (RU), МПК H01Q 3/00. Моноимпульсная антенна с частотным сканированием / Н.Д. Бородин, М.В. Исаков; заявитель и

патентообладатель ОАО «НПП «Салют», № 2012111088/08, заявл. 23.03.2012, опубл. 20.08.2013, бюл. № 23, 7 с.

5. Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ, 2016, №86, URL: http://mai.ru/upload/iblock/0cf/suchkov_rus.pdf.
6. Перевезенцев Л.Т., Огарков В.Н. Радиолокационные системы аэропортов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Транспорт, 1991, 360 с.
7. Николаев С.Ф., Сеницын Е.А., Сеницын В.А. Радиолокатор «Низовье» обеспечит безопасность на взлетной полосе // Инновационная Россия. Исследования и разработки, 2009, № 9, с. 18-19.
8. Сучков А.В. Делитель мощности бегущей волны X-диапазона на базе Т-щелевых направленных ответвителей // Международная научно-практическая конференция «Инновационные, информационные и коммуникационные технологии», Сочи, 1-10 октября 2016.
9. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики / Учеб. Пособие. М.: Радиотехника, 2012, 336 с.
10. Peters F.D.L., Tatu S.O., Denidni T.A. Design of Beamforming Slot Antenna Arrays Using Substrate Integrated Waveguide // IEEE Conference Publications. Antennas and Propagat. Society Int. Symposium, 2012, pp. 1-2.
11. Karimkashi S., Zhang G., Kishk AA., Vocangel W., Kelley R., Meier J., Palmer R.D. Dual-Polarization Frequency Scanning Microstrip Array Antenna with Low Cross-Polarization for Weather Measurements // IEEE Trans. Antennas and Propagat., Nov. 2013., Vol. 61, No. 11, pp.5444-5452.
12. Сосунов В.А., Шибяев А.А. Направленные ответвители сверхвысоких частот. Саратов: Приволжское книжное издательство, 1964, 136 с.

Ссылка на статью:

А.В. Сучков. Моноимпульсная антенная решетка с частотным сканированием для аэродромной РЛС X-диапазона. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may17/2/text.pdf>