

Круглая волноводно-щелевая антенна с наклонным лучом

С. С. Секретарёв, Д. М. Ваврив

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, Харьков, 61002, Украина
E-mail: vavriv@radar.kharkov.com*

Статья поступила в редакцию 29 апреля 2008 г.

Предложена оригинальная конструкция круглой волноводно-щелевой антенны Ку-диапазона. В отличие от стандартных антенн данного типа луч разработанной антенны отклонен от нормали к плоскости антенны на величину существенно большую ширины луча, что необходимо, например, для уменьшения эффективной площади рассеивания антенны в направлении цели. Рассмотрены особенности антенн данного типа по сравнению с антеннами, излучающими луч по нормали. Приведен пример практической реализации разработанной антенны и проведено сравнение результатов теоретических исследований с экспериментальными данными.

1. Введение

Волноводно-щелевые антенные решетки (ВЩР) широко используются в антенной технике. К основным достоинствам этих антенн относят их плоскую форму и компактные размеры, которые позволяют использовать ВЩР в летательных аппаратах без ухудшения их аэродинамических характеристик. ВЩР имеют также достаточно высокую эффективность, сравнительно широкую рабочую полосу частот, высокую механическую прочность и могут работать с высокими уровнями мощности. Максимум диаграммы направленности таких антенн обычно ориентирован в направлении перпендикулярном их поверхности или отклонен от этого направления на величину меньшую ширины диаграммы направленности. Вместе с тем для ряда приложений необходимо сформировать диаграмму направленности, максимум которой существенно отклонен от перпендикулярного направления. Например, для уменьшения радиолокационной видимости антенны со стороны цели при применении в радиолокаторах поиска и сопровождения, а также в случае, когда положение плоскости антенны связано с корпусом летательного аппарата, а луч дол-

жен быть ориентирован в направлении, не совпадающем с нормалью к этой плоскости.

Разработка и практическая реализация таких антенн с отклоненным лучом имеют целый ряд особенностей, которые рассмотрены в настоящей работе на примере создания круглой ВЩР, предназначенной для применения в моноимпульсном радаре поиска и сопровождения, работающем в Ку-диапазоне. В частности, возникает необходимость использования нестандартных систем запитки излучающих волноводов.

В настоящее время разработаны относительно точные аналитические методы расчета ВЩР, основным из которых является метод наведенных магнитодвижущих сил [1]. Однако, этот метод достаточно сложно применять для синтеза практических конструкций антенн в силу его громоздкости и трудности реализации. В последнее время активно развиваются численные методы расчета ВЩР, такие как FEM (Finite Element Method) и FDTD (Finite-Difference Time-Domain Method), которые достаточно универсальны и удобны в применении. Вместе с тем они пока не позволяют напрямую решать задачи синтеза для ВЩР с большим количеством управляющих парамет-

ров из-за чрезвычайно высоких требований к вычислительным ресурсам. Тем не менее большой класс задач синтеза ВЦР может быть успешно решен с помощью комбинации аналитических методов расчета и компьютерного моделирования, а также разбиения ВЦР на модули. В статье описано применение такого подхода на примере синтеза круглой ВЦР с отклоненным лучом. Подобный подход был ранее успешно использован при синтезе прямоугольной ВЦР Ка-диапазона [2].

Разработанный подход к проектированию антенн с отклоненным лучом применен для создания антенны со следующими основными характеристиками:

- рабочая полоса частот 16.5 ÷ 17.0 ГГц;
- ширина луча в E - и H -плоскости 5° ;
- отклонение луча от нормали в E -плоскости 15° ;
- уровень боковых лепестков -22 дБ;
- глубина нуля разностной диаграммы направленности в H -плоскости -30 дБ;
- уровень коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) не более 1.2.

В работе представлено также сравнение результатов теоретических и экспериментальных исследований для указанной антенны.

2. Основные принципы проектирования антенны

Для создания требуемой антенны была выбрана конструкция, представленная на рис. 1. Антенна имеет круглую форму и состоит из двух волноводных слоев: излучающего и запитывающего. Излучающий слой представляет собой набор резонансных линейных ВЦР с продольными щелями в широкой стенке прямоугольных волноводов. Запитка резонансных решеток осуществляется посредством запитывающих прямоугольных волноводов через наклонные щели связи в широкой стенке. Запитывающие волноводы имеют нерезонансную конструкцию, благодаря чему достигается наклон луча в E -плоскости антенны и реализуется низкий уровень КСВН. Антенна разделена на две запитываемые отдельно половины, что дает возможность получать суммарную и разностную диаграммы направленности в H -плоскости.

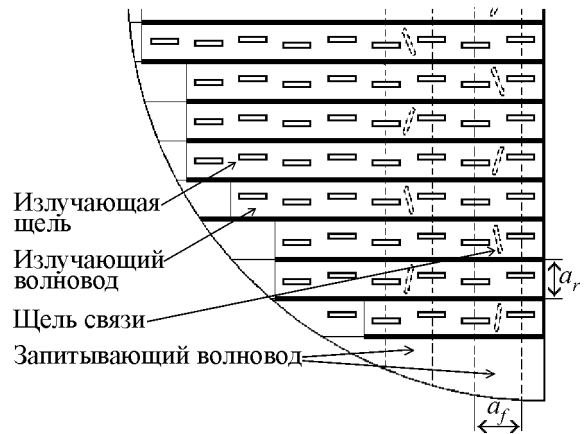


Рис. 1. Конструкция антенны (показана четверть антенны)

Для того чтобы наклонить луч антенны на угол, который существенно больше ширины главного лепестка диаграммы направленности, фазовое распределение в апертуре должно обладать существенным пространственным градиентом. Оказалось, что для реализации такого распределения стандартный подход к запитке излучающих волноводов, основанный на применении одного запитывающего волновода на каждую половину антенны, оказывается малопригодным. Проблема связана с тем, что для обеспечения требуемой разности фаз между соседними излучающими решетками необходимо использовать питающий волновод, работающий или в режиме близком к критическому для основной моды, или в режиме близком к возбуждению высшей моды. В этом случае сложно обеспечить достаточно большую широкополосность антенны и стабильность ее параметров при изменении характеристик окружающей среды, например, температуры.

Мы предлагаем решение этой проблемы, основанное на применении нескольких запитывающих волноводов для каждой секции антенны. Для рассматриваемого случая, когда требуется отклонить луч на величину до 15° при ширине главного лепестка диаграммы направленности 5° , достаточно запитывать каждую половину антенны при помощи пары волноводов: один питает четные излучающие

волноводы, а второй – нечетные. Возбуждение этих питающих волноводов производится с определенным фазовым сдвигом. Отметим, что в силу достаточно большого расстояния между питающими щелями расчет питающих волноводов можно проводить с учетом взаимодействия между щелями только на основной волне, что упрощает их синтез.

При наклоне луча антенны увеличивается разность фаз между излучателями в той плоскости, в которой наклонен луч. Поэтому дифракционные лепестки решетки возникают при меньших расстояниях между излучателями, чем в случае антенны с ненаклонным лучом. Чтобы подавить дифракционные лепестки решетки, в излучающем слое использовались волноводы с меньшей шириной по сравнению с шириной стандартного волновода для рассматриваемого диапазона частот. При этом ширина запитывающих волноводов выбиралась таким образом, чтобы обеспечить заданный фазовым распределением сдвиг фаз между соседними излучающими волноводами. Высота всех излучающих и запитывающих волноводов также была уменьшена по сравнению со стандартной высотой с целью уменьшения габаритов антенны.

3. Синтез излучающего слоя антенны

Для получения нужной диаграммы направленности антенны прежде всего необходимо решить внешнюю задачу и синтезировать амплитудно-фазовое распределение в раскрытой антенне. Как уже было сказано выше, фазовое распределение выбрано постоянным в H -плоскости и линейным в E -плоскости. Отдельную задачу представляет синтез амплитудного распределения, реализующего диаграмму направленности с максимальным соотношением усиление/уровень боковых лепестков. В нашем случае наиболее эффективным по этому критерию является амплитудное распределение Тейлора для круглой апертуры [3, 4], которое показано на рис. 2 для характеристического параметра этого распределения $\bar{n} = 4$.

Амплитудное распределение Тейлора разработано для случая непрерывной апертуры,

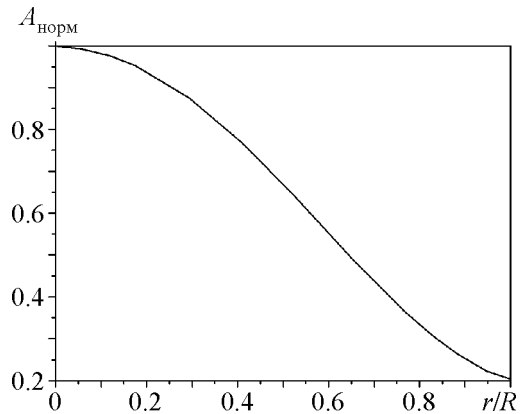


Рис. 2. Непрерывное амплитудное распределение Тейлора для круглой апертуры с $\bar{n} = 4$, которое обеспечивает уровень боковых лепестков -35 дБ при ширине главного лепестка диаграммы направленности 5° по уровню -3 дБ (R – радиус антенны, r – радиальная координата)

и его применение для дискретной решетки излучателей напрямую невозможно. Для использования в решетке это амплитудное распределение нужно дискретизировать. На практике обычно используют процедуру дискретизации, в которой амплитуда поля в узлах решетки выбирается равной амплитуде в соответствующих точках для непрерывного распределения. При этом боковые лепестки диаграммы направленности значительно возрастают: в нашем случае до -27 дБ по сравнению с уровнем -35 дБ в случае непрерывной апертуры. Такое ухудшение диаграммы за счет дискретизации амплитудного распределения характерно для круглой апертуры с прямоугольной сеткой расположения излучателей при сравнительно больших расстояниях между ними. Хотя указанный уровень боковых лепестков удовлетворяет заданным требованиям к антенне, тем не менее следует указать на возможность его снижения за счет использования, например, улучшенного метода дискретизации, предложенного Робертом Элиотом [3].

Излучающий слой антенны разделен на две половины, каждая из которых состоит из 18 линейных волноводно-щелевых решеток резонансного типа с продольными щелями в широкой стенке волноводов. Расстояние между

щелями равно $\lambda_g/2$, а расстояние от центра крайних щелей до торцевых стенок волновода – $\lambda_g/4$, где λ_g – длина волны в излучающем волноводе на центральной частоте рабочего диапазона.

Процедура синтеза излучающего слоя заключается в выборе таких параметров излучающих щелей, которые обеспечивают амплитуду поля на щелях в соответствии с выбранным амплитудным распределением. Каждая излучающая щель в данном случае характеризуется двумя параметрами: длиной и смещением относительно центральной линии волновода.

Для проведения синтеза излучающего слоя его необходимо разбить на элементарные составные части (излучающие модули). В качестве излучающего модуля удобно выбрать волноводную секцию длиной $\lambda_g/2$ с продольной смещенной щелью, как показано на рис. 3.

Далее необходимо определить зависимости коэффициента излучения рассматриваемого модуля (рис. 3) от величины смещения щели от средней линии волновода, а также зависимость резонансной длины щели, нормированной на длину волны в свободном пространстве, ($L_{рез}/\lambda$) от того же параметра. Графики соответствующих зависимостей, которые были получены с помощью численного моделирования, представлены на рис. 4 и 5. Приведенные зависимости являются типичными для таких щелей, когда наблюдается монотонное увеличение коэффициента излучения и резонансной длины щели от поперечного смещения щели в рассматриваемом диапазоне сме-

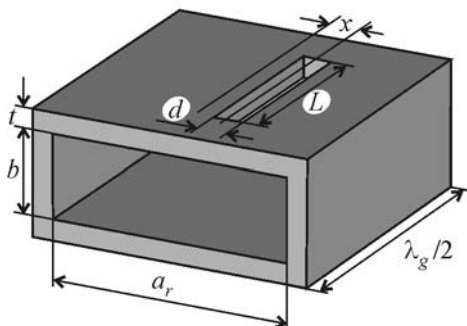


Рис. 3. Излучающий модуль

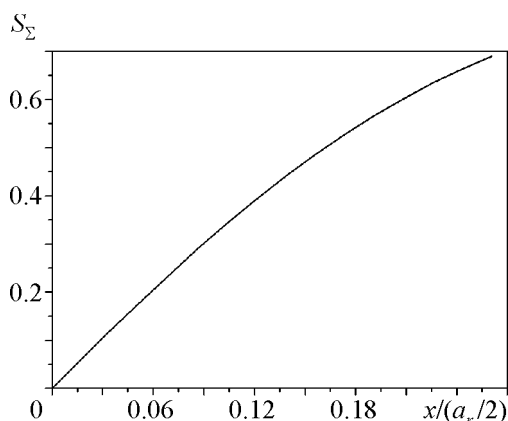


Рис. 4. Зависимость коэффициента излучения резонансной щели S_Σ от смещения щели x , нормированного на половину ширины волновода

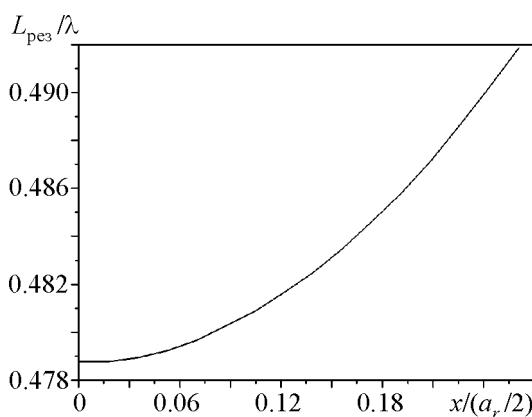


Рис. 5. Зависимость резонансной длины щели от ее смещения x , нормированного на половину ширины волновода

щений. Однако монотонный характер этих зависимостей нарушается при больших смещениях, когда щель находится вблизи края широкой стенки волновода [5].

При проектировании антенн данного типа важную роль играет также выбор ширины щелей. Известно [5], что полоса пропускания щели определяется ее шириной и толщиной стенки волновода, в которой прорезана щель. Полоса пропускания тем шире, чем шире щель и чем тоньше стенка волновода. Толщина стенки волновода обычно зафиксирована и выбирается исходя из требования к обеспечению необходимой механической прочности

конструкции антенной системы. Для увеличения рабочей полосы антенны желательно использовать щели с относительно большой шириной. При этом щель не должна быть слишком широкой, т. к. в этом случае резко уменьшается эффективность ее излучения. В нашем случае достаточно хорошие характеристики широкополосности могут быть достигнуты при следующем выборе параметров: ширина излучающих щелей – 1.4 мм, а щелей связи – 1.2 мм при толщине стенок волновода 1 мм.

Значения параметров излучающих щелей определяются путем применения энергетического метода [5], который не учитывает взаимного влияния щелей по внутреннему и внешнему пространству. Однако, как показывают численные эксперименты, для резонансных решеток взаимодействие между щелями не оказывает существенного влияния на диаграмму направленности при указанных выше допустимых уровнях боковых лепестков, что оправдывает применение этого метода в данном случае.

В соответствии с энергетическим методом вычисляется активная проводимость i -й щели в j -й решетке, которая задается по формуле:

$$g_{ij} = g_{\text{вх}}^j \frac{|\dot{E}_{ij}|^2}{\sum_{i=1}^{N_j} |\dot{E}_{ij}|^2}, \quad (1)$$

где N_j – количество щелей в j -й решетке, $g_{\text{вх}}^j$ – входная проводимость j -й излучающей решетки, а \dot{E}_{ij} – комплексные амплитуды поля на щелях, соответствующие выбранному амплитудно-фазовому распределению. По известным проводимостям определяются амплитуды коэффициентов излучения щелей:

$$S_{ij} = \frac{\sqrt{g_{ij}}}{1 + g_{ij}/2}.$$

Зная собственные коэффициенты излучения щелей, можно определить смещения и ре-

зонансные длины щелей из зависимостей, приведенных на рис. 4 и рис. 5.

4. Синтез запитывающего слоя

Процедура синтеза решеток запитывающего слоя аналогична синтезу излучающих решеток. Сначала рассчитываются коэффициенты связи для запитывающего модуля. Модуль представляет собой секцию запитывающего волновода длиной $2(a_r + t)$, где a_r – ширина излучающего волновода, а t – толщина стенки между соседними излучающими волноводами (см. рис. 6). Эта секция связана через наклонную щель в широкой стенке с излучающим волноводом. Ширина запитывающих волноводов выбрана таким образом, чтобы длина волны в этих волноводах создавала разность фаз между соседними щелями связи, соответствующую фазовому распределению в апертуре.

Антенна имеет круглую форму, поэтому излучающие волноводы имеют разную длину и соответственно разное количество щелей. Таким образом, щели связи в запитывающем волноводе могут оказаться нагруженными на разные сопротивления излучающих волноводов. Синтез запитывающих волноводов в этом случае усложняется тем, что коэффициент связи запитывающего и излучающего волноводов зависит не только от параметров щели связи между ними, но и от параметров нагрузки: числа щелей и амплитудного распределения в конкретном излучающем волноводе. Во избежание этой проблемы все излу-

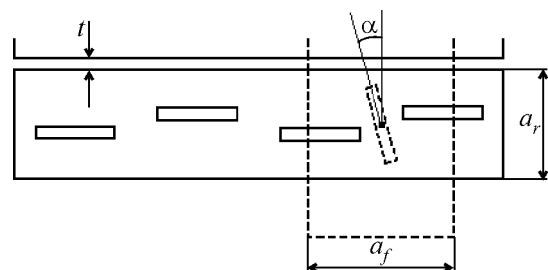


Рис. 6. Запитывающий модуль

чающие волноводы были спроектированы таким образом, чтобы они обеспечивали одинаковую эффективность излучения. Так как мощность излучения щели пропорциональна проводимости щели, суммарная мощность, излучаемая линейной ВЩР, как следует из (1), пропорциональна сумме:

$$\sum_{i=1}^{N_j} g_{ij} = g_{\text{вх}}^j \frac{\sum_{i=1}^{N_j} |\dot{E}_{ij}|^2}{\sum_{i=1}^{N_j} |\dot{E}_{ij}|^2} = g_{\text{вх}}^j.$$

Таким образом, для достижения одинаковой эффективности излучения линейных ВЩР достаточно выбрать активные входные проводимости $g_{\text{вх}}^j$ для каждой линейной ВЩР одинаковыми: $g_{\text{вх}}^j = g_{\text{вх}}$. При этом суммарная мощность излучения запитывающего модуля зависит только от угла наклона щели связи, но не от количества излучающих щелей и амплитудного распределения излучающей решетки. Следовательно, нет необходимости рассчитывать характеристики запитывающих модулей с различными излучающими решетками. Пример зависимости коэффициента связи запитывающего модуля от угла наклона щели связи представлен на рис. 7 для решетки с 4-мя излучающими щелями.

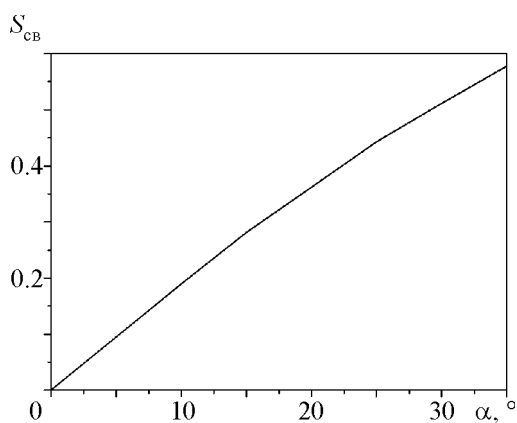


Рис. 7. Зависимость амплитуды коэффициента связи запитывающей щели $S_{\text{св}}$ от угла ее наклона по отношению к оси волновода

Резонансная длина наклонной щели в центре широкой стенки волновода почти постоянная в широком диапазоне углов наклона. Поэтому запитывающие щели имеют одинаковую длину.

Каждый запитывающий волновод синтезировался из запитывающих модулей методом рекуррентных соотношений [5, 6], который учитывает взаимодействие между щелями по основной волне прямоугольного волновода. С использованием полученных результатов для амплитуд волн в излучающих волноводах определяются углы наклона запитывающих щелей из зависимости, представленной на рис. 7. На заключительном этапе синтеза проводилось уточнение значений углов наклона и длины щелей связи путем численного моделирования.

5. Конструкция волноводного компаратора

Для запитки обеих половин антенны был разработан компактный волноводный компаратор, показанный на рис. 8. Компаратор состоит из двойного волноводного тройника и компактной волноводной системы, разводящей плечи тройника на четыре антенных входа. Волноводный тройник согласован с помощью ступенчатого штыря во внутренней полости тройника и диафрагмы в его разностном плече. Параметры согласующих элементов были оптимизированы численно. Волноводная система компаратора состоит из отрезков прямоугольных вол-

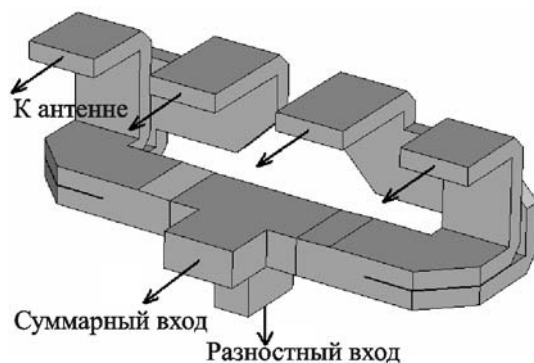


Рис. 8. Волноводный компаратор

новодов и угловых поворотов на 90° в E - и H -плоскости, которые также были оптимизированы численно для получения минимальных отражений в рабочем диапазоне длин волн.

Компаратор осуществляет запитку антенны для реализации суммарной диаграммы направленности с наклонным лучом и разностной диаграммы в H -плоскости. В компараторе производится также переход от запитывающих волноводов антенны нестандартного сечения к стандартным волноводам Ку-диапазона суммарного и разностного каналов.

КСВН на суммарном порту компаратора меньше 1.09 в рабочем диапазоне частот.

6. Результаты расчетов и экспериментальных измерений

На заключительном этапе моделирования был проведен численный расчет полной конструкции антенны, состоящей из излучающего и запитывающего слоев, с учетом характеристик волноводного компаратора. На рис. 9, рис. 10 и рис. 11 представлены результаты расчета сечения суммарной и разностной диаграмм направленности в главных плоскостях.

Антенна была изготовлена из алюминия с помощью фрезерования и покрыта серебром для улучшения проводящих свойств поверхностей. На рис. 12 представлена фотография антенны.

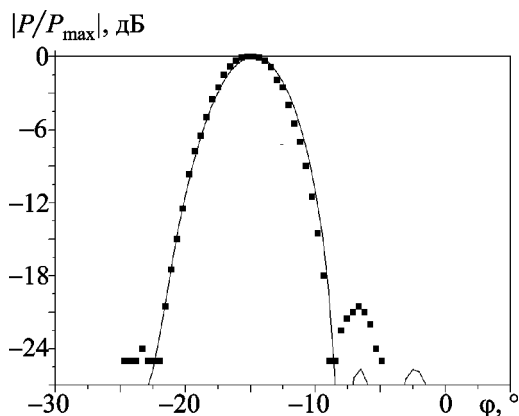


Рис. 9. Суммарная диаграмма направленности антенны в E -плоскости: — — теория; ■ — эксперимент

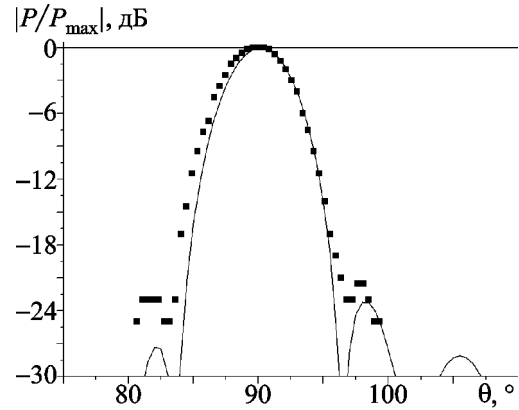


Рис. 10. Суммарная диаграмма направленности антенны в H -плоскости: — — теория; ■ — эксперимент

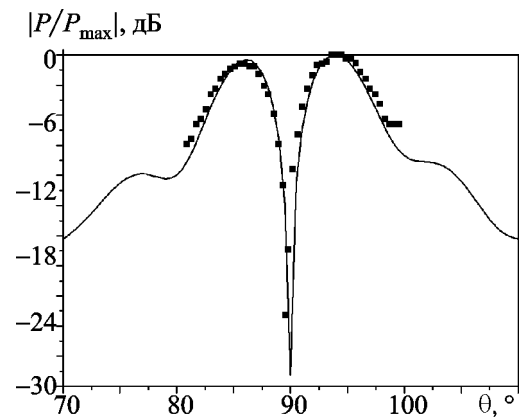


Рис. 11. Разностная диаграмма направленности антенны в H -плоскости: — — теория; ■ — эксперимент

Экспериментальные данные также показаны на рис. 9, рис. 10 и рис. 11 соответственно. Из графиков видно, что характеристики разработанной антенны удовлетворяют поставленным требованиям и хорошо согласуются с результатами моделирования.

КСВН антенны на входах запитывающих волноводов достаточно низкий (меньше 1.1), поскольку мы использовали нерезонансные волноводы для запитки. В результате, уровень КСВН на суммарном входе системы антенна–компаратор составляет менее 1.2.

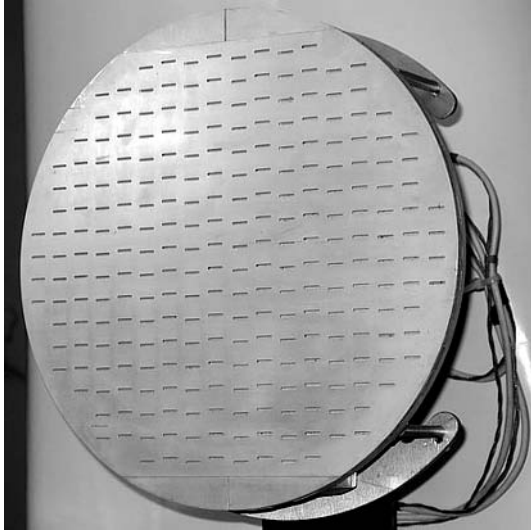


Рис. 12. Фотография антенны

Заключение

В работе описана методика и особенности проектирования моноимпульсной антенной системы на основе ВЦР круглой формы, которая формирует луч, отклоненный от нормали к плоскости антенны на величину, в несколько раз превышающую ширину главного лепестка. Предложенный в работе подход был применен при разработке практической конструкции антенны для локатора поиска и сопровождения Ку-диапазона. Экспериментальные характеристики антенны хорошо согласуются с результатами моделирования.

Литература

1. С. В. Киселев, В. А. Крицын. Инженерный метод расчета сложных волноводно-щелевых антенных решеток // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38, №6. – С. 81-92.
2. S. S. Sekretarov, D. M. Vavriv, M. P. Natarov and V. V. Glamazdin. Development of a Ka-band slotted antenna array // Proc. MSMW'07 Symp. – Kharkov (Ukraine). – 2007. – P. 672-674.
3. R. S. Elliott. Antenna Theory and Design. Revised Edition. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003. – 594 p.

4. T. T. Taylor. Design of Circular Apertures for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes // IRE Trans. Antennas Propog. – 1960. – Vol. AP- 8. – P. 17-22.
5. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток) / Под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – 432 с.
6. Г. А. Евстропов, С. А. Царапкин. Расчет волноводно-щелевых антенн с учетом взаимодействия излучателей по основной волне // Радиотехника и электроника. – 1966. – №5. – С. 822-830.

Кругла хвилеводно-щілинна антена з нахиленим променем

С. С. Секретарьов, Д. М. Ваврив

Запропоновано оригінальну конструкцію круглої хвилеводно-щілинної антени Ку-діапазону. На відміну від стандартних антен такого типу промінь розробленої антени, відхилений від нормалі до площини антени на величину суттєво більшу ніж ширина променя, що необхідно, наприклад, для зменшення ефективної площі розсіяння антени у напрямку цілі. Розглянуто особливості розробки антен такого типу у порівнянні з антенами, що випромінюють промінь уздовж нормалі. Наведено приклад практичної реалізації розробленої антени та виконано порівняння результатів теоретичних досліджень з експериментальними даними.

Circular Waveguide Slotted Antenna with Inclined Beam

S. S. Sekretarov and D. M. Vavriv

The novel design of a Ku-band circular waveguide slotted antenna is proposed. In contrast to standard antennas of this type, the main beam of the developed antenna is inclined from its surface normal by the value noticeably exceeding the beam width, which is necessary e.g. to reduce the radar cross section of the antenna in the direction towards an illuminated target. The design features of such antennas are considered. The practical desing of the antenna developed is presented along with the comparison of the simulation and experimental results.