

УДК 621.396.677

## Опыт разработки антенных решёток с квазиоптическим типом питания

**С.В. Поленга<sup>а</sup>, Р.О. Рязанцев<sup>а</sup>,  
Ю.П. Саломатов<sup>а</sup>, В.С. Панько<sup>а\*</sup>, М.И. Сугак<sup>б</sup>**

<sup>а</sup> *Сибирский федеральный университет,  
Россия 660041, Красноярск, пр. Свободный, 79*

<sup>б</sup> *Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет – ЛЭТИ  
Россия 197376, Санкт-Петербург, ул. проф. Попова, 5<sup>1</sup>*

Received 4.02.2011, received in revised form 11.02.2011, accepted 18.02.2011

---

*Рассмотрены антенные решетки с квазиоптическим типом питания, являющиеся удобной заменой традиционных зеркальных и линзовых антенн. Произведен анализ элементов решеток, рассмотрены принципы построения, описан алгоритм синтеза. Произведено моделирование отражательных и проходных антенных решеток. Созданы экспериментальные образцы антенных решеток для сетей беспроводной передачи данных Wi-MAX, проведено их экспериментальное исследование и сравнение расчетных данных с измеренными. Сделаны выводы о возможностях проектирования, изготовления и применения антенных решеток с квазиоптическим типом питания.*

*Ключевые слова: отражательная антенная решётка, проходная антенная решётка, эквивалентная волноводная ячейка, Wi-MAX.*

---

### Введение

В радарх и системах связи на дальние расстояния используются антенные системы с высоким коэффициентом усиления, как правило, зеркальные антенны (ЗА), линзовые антенны (ЛА) или антенные решетки. Однако ЗА во многих случаях сложна в производстве, особенно в области высоких частот и специальных форм диаграмм направленности (ДН). Для ЛА характерен большой вес линз из диэлектриков и сложность создания линз больших размеров. В результате развился новый тип антенн, который лишен указанных недостатков, – отражательные и проходные антенные решетки (ОАР и ПАР). Подобно параболическому рефлектору, ОАР и ПАР могут достигать высокой эффективности (> 50 %) для больших апертур, так как нет необходимости использовать делители мощности, подводящие цепи и другие элементы с возможными потерями. С другой стороны, возможна реализация ОАР и ПАР с отклонением главного лепестка на большой угол от перпендикулярного направления, а также с ДН специальной формы, в том числе многолучевых. Благодаря плоской форме ОАР и ПАР могут быть

---

\* Corresponding author E-mail address: VPanko@sfu-kras.ru

<sup>1</sup> © Siberian Federal University. All rights reserved

установлены на имеющуюся плоскую структуру без значительного увеличения габаритов и веса общей системы; возможно создание разворачиваемых конструкций с более простым и надежным механизмом разворачивания по сравнению с разворачиваемыми ЗА. ОАР и ПАР применяются во всем микроволновом диапазоне, включая миллиметровый. Производство антенн может быть основано на имеющейся дешевой и точной технологии химического травления.

В данной работе исследуются антенные решётки с квазиоптическим типом питания для поддиапазонов стандарта передачи данных Wi-MAX.

### 1. Синтез и моделирование квазиоптических АР

В общем случае антенная решетка (АР) с квазиоптическим типом питания преобразует сферический фазовый фронт облучателя в плоский или фронт специальной формы для получения желаемой ДН. Достигается это путем внесения фазовых задержек на элементах решетки.

Важным шагом в построении ОАР и ПАР является выбор излучающего элемента. Эффективность решетки может быть увеличена, если элемент будет оптимизирован под конкретную конфигурацию системы. Можно выделить три главных критерия, которые влияют на выбор конфигурации элемента: ширина ДН, рабочая полоса и фаза отраженной либо прошедшей волны.

Ширина ДН элемента должна корректно соответствовать отношению фокусного расстояния к диаметру решетки  $f/D$ , чтобы в достаточной мере принимать сигнал облучателя под всеми углами облучения: при достаточно узкой ДН и низком значении  $f/D$  элемент, расположенный на краю решетки, будет принимать лишь малую часть пришедшего излучения и, следовательно, будет неэффективен.

Интервал между соседними элементами ОАР и ПАР выбирается из условия отсутствия дифракционных лепестков в диаграмме направленности. При облучении элемента по нормали этот интервал (шаг) может быть относительно большим. Для отдаленных элементов угол падения становится большим, соответственно шаг решетки должен быть уменьшен. Требование к шагу определяется следующим выражением:

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta},$$

где  $d$  – шаг решетки,  $\theta$  – угол облучения решетки или угол между направлением главного лепестка и нормалью к плоскости антенны. Например, в случае решетки с  $f/D=0,5$  угол облучения крайних элементов достигает  $45^\circ$ , соответственно шаг должен быть меньше  $0,6\lambda$ . При использовании большего шага неизбежно появление дифракционных лепестков в диаграмме направленности ОАР и ПАР.

Зависимость фазы отраженной волны от геометрических параметров элемента должна быть определена максимально точно. Распространенным методом расчета является использование модели бесконечной эквивалентной волноводной ячейки [1-3], имитирующей бесконечную периодическую структуру, состоящую из одинаковых элементарных ячеек. Для расчета фазовых характеристик элементов могут быть применены САПР, такие как CST Microwave Studio, с использованием граничных условий Unit Cell либо прочие САПР электродинамического расчета при использовании магнитной и электрической стенок для создания ячейки Флоке.

Для построения конструкции антенны необходим алгоритм синтеза ОАР и ПАР. Значение фазы в любой точке пространства при исследовании источника со сферическим фазовым фронтом может быть найдено из уравнения сферической волны

$$\dot{E}(\vec{r}) = \frac{E_0}{|\vec{r}|} e^{-ik|\vec{r}|},$$

где  $|\vec{r}| = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$  – длина радиуса-вектора точки наблюдения в пространстве,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число. Соответственно фаза волны в выбранной точке равна

$$\psi(\vec{r}) = \arg(\dot{E}(\vec{r})).$$

При построении АР необходимо определить фазу на плоскости, отстоящей на некотором расстоянии  $F$  от источника волны с определенным шагом. Тогда значение длины радиуса-вектора может быть записано следующим образом:

$$|\vec{r}| = \sqrt{x^2 + y^2 + F^2},$$

где  $F$  – фокусное расстояние (константа).

Таким образом, может быть получена матрица значений фазы в центральной точке каждого элемента решетки. Значения такой матрицы соответствуют необходимой фазовой задержке на элементах решетки для получения плоского фазового фронта, параллельного плоскости решетки, в случае синтеза синфазной АР.

Заключительным шагом в синтезе АР является сопоставление значений фаз с варьируемым параметром элемента решетки. Рассмотрим наиболее распространенный прямоугольный элемент (ячейку) ОАР (рис. 1) для линейной поляризации.

Ячейка представляет собой двухслойную структуру, состоящую из экрана и микрополоскового отражающего элемента на расстоянии  $S$  друг от друга. Размеры ячейки выбраны  $0,7\lambda$  в плоскости поляризации вектора  $\vec{E}$ , что достаточно для построения прямофокусных конфигураций с  $f/D=1$ . Ширина ячейки выбрана  $0,5\lambda$ , что обеспечивает отсутствие дифракционных лепестков при любых углах облучения.

Расчет фазы производился с изменением параметра элемента, в данном случае длины резонатора  $H$  вдоль направления электрического поля. На рис. 2 показана расчетная зависимость фазы отраженной волны от изменения параметра  $H$  для трех различных толщин подложки. Видно, что максимальный диапазон изменения фазы наблюдается при тонкой подложке, он составляет порядка  $320^\circ$ , но в то же время наблюдается резкое изменение фазы вблизи собственного резонанса элемента, что накладывает дополнительные требования на точность производства [3, 4]. Увеличение толщины подложки вызывает сглаживание фазовой кривой, однако значительно уменьшается диапазон регулировки, что ведет к большим фазовым ошибкам ОАР, построенной на базе такой ячейки. Кривая дана для значения  $W/\lambda = 0,4$ . Изменение параметра  $W$  не приводит к значительным изменениям фазовой кривой.

Для построения ПАР линейной поляризации может быть использован прямоугольный двухслойный элемент (рис. 3).

Фазовая характеристика элемента представлена на рис. 4. Как видим, вариация длины элемента  $H$  от  $0,25\lambda$  до  $0,55\lambda$  позволяет обеспечить диапазон регулировки фазы коэффициента

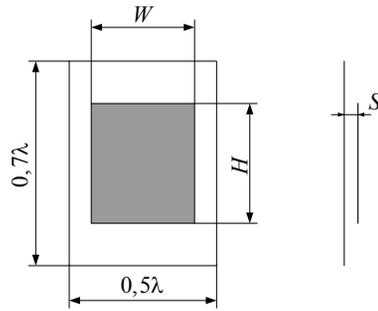


Рис. 1. Ячейка на основе прямоугольного резонатора

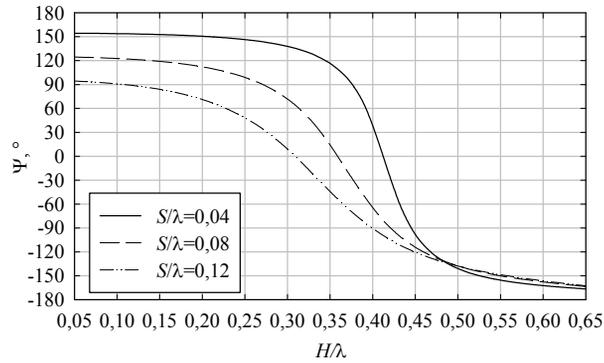


Рис. 2. Зависимость фазы отраженной волны от длины резонатора

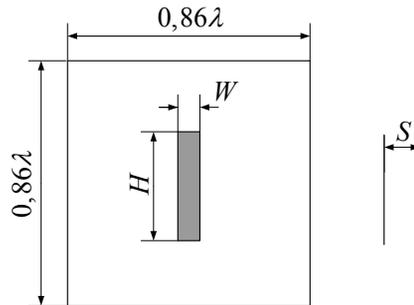


Рис. 3. Геометрия ячейки в двухслойной ПАР

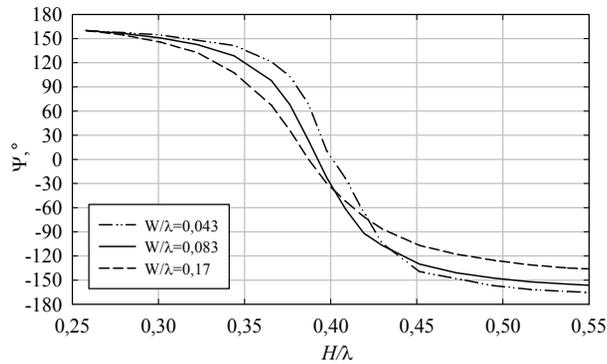


Рис. 4. Зависимость фазы коэффициента передачи от длины элемента ПАР для разных  $W$

передачи на центральной частоте около  $316^\circ$ . Компромиссным значением ширины элемента  $W$  выбрана величина порядка  $\approx 0,083\lambda$ . Уменьшение  $W$  увеличивает диапазон регулировки фазы, но одновременно приводит к ухудшению частотных характеристик ячейки, увеличение  $W$  сужает диапазон регулировки фазы. Оптимальным с точки зрения коэффициента прохождения межслойным расстоянием оказывается величина порядка  $\lambda/4$ .

## 2. Экспериментальное исследование

Ниже представлены результаты моделирования и экспериментального исследования ОАР и ПАР. Рассмотрены узконаправленные проходная и отражательная АР для сетей беспроводной передачи Wi-MAX, обеспечивающих возможность построения распределенных информационных систем сбора, хранения и обработки данных, в частности таких, как описаны в [5], и обеспечения возможности доступа к ним.

Для сетей широкополосного доступа Wi-MAX с частотным диапазоном 5,1-5,8 ГГц разработана АР отражательного типа [6].

Электрические размеры структуры составляют  $9 \times 8$  длин волн, отношение  $F/D = 0,5$ . Центральная расчетная рабочая частота структуры 5,45 ГГц; максимальный КНД 26,5 дБ, рабочий диапазон частот по уровню  $-3$  дБ от максимального коэффициента усиления равен 1 ГГц, или около 18,3 %. Облучение решетки производится коническим рупором с уровнем облучения края решетки, равным  $-9$  дБ. Топология ОАР выполнена на листе лавсана толщиной 0,15 мм, в качестве подложки использован вспененный диэлектрик ( $\epsilon \approx 1,05$ ), влияние которого в модели не учитывалось. Расчет диаграмм направленности ОАР может быть произведен при известном распределении фаз и амплитуд токовым методом либо с использованием САПР электродинамического моделирования, таких как CST Microwave Studio и др. Для ОАР был изготовлен обтекатель из листового полиэтилентерефталата. Чертеж и фотография синтезированной структуры приведены на рис. 5 и 6.

На рис. 7–8 представлены расчетные и измеренные ДН исследуемой ОАР, на рис. 9–10 показаны измеренные и расчетные ширины ДН ОАР в двух плоскостях по уровню половинной мощности.

Некоторая несимметричность ДН решётки в плоскости  $E$  объясняется несимметричностью ДН рупорного облучателя, которая, в свою очередь, появляется вследствие возбуждения штырём и коротким волноведущим отрезком.

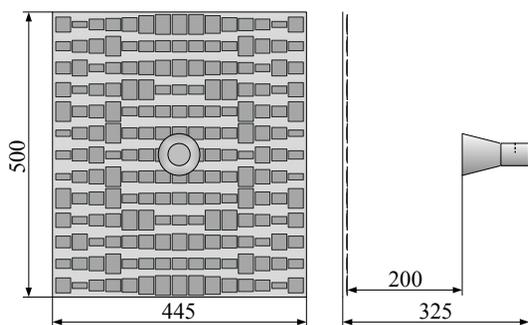


Рис. 5. Чертеж ОАР

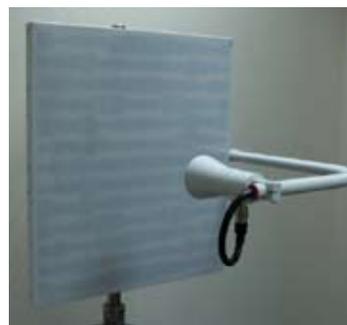


Рис. 6. Макет ОАР

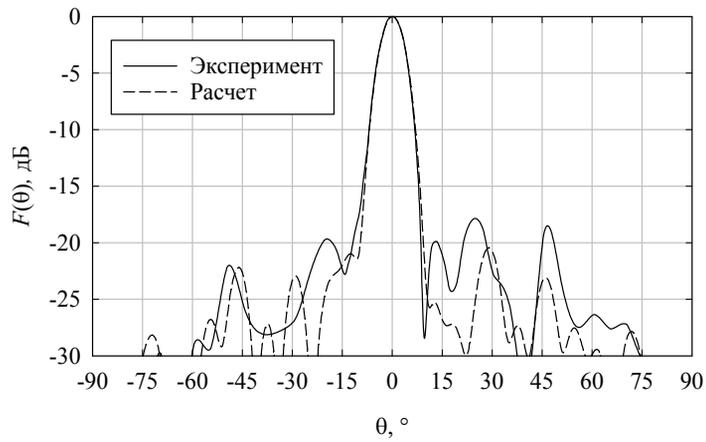


Рис. 7. ДН ОАР на частоте  $f = 5,45$  ГГц в плоскости  $E$

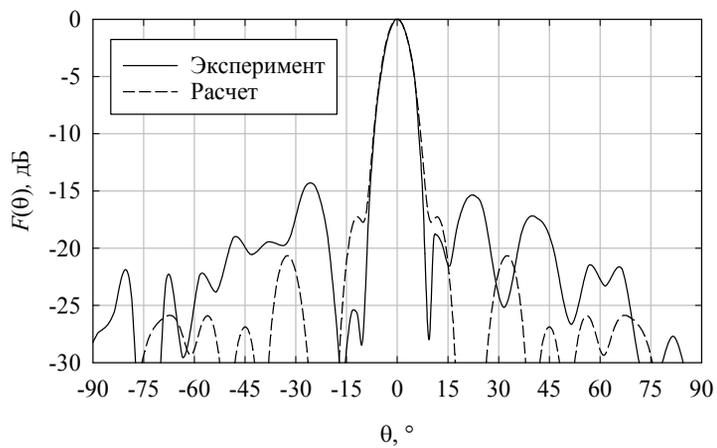


Рис. 8. ДН ОАР на частоте  $f = 5,45$  ГГц в плоскости  $H$

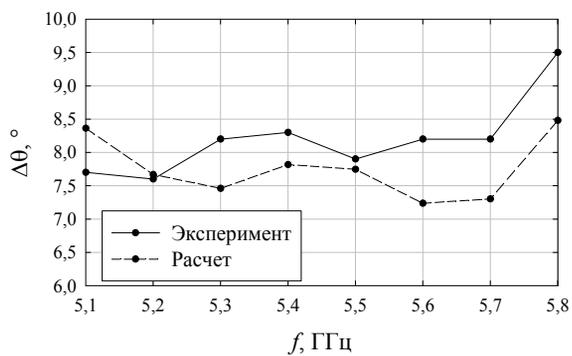
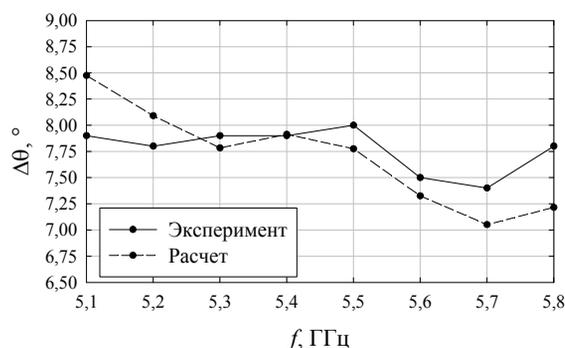


Рис. 9. Ширина ДН в плоскости  $E$

Рис. 10. Ширина ДН в плоскости  $H$ 

Из приведенных данных видно, что измеренная ширина ДН в начале диапазона частот меньше рассчитанной. С увеличением частоты измеренная ширина ДН постепенно увеличивается относительно расчетных значений. В конце диапазона наблюдается обратная ситуация, расчетное значение ширины ДН меньше измеренного. Следует отметить, что описанная ситуация повторяется для двух плоскостей и изменение кривых имеет плавный характер, соответственно это указывает на смещение рабочего диапазона в низкочастотную область. Данный факт связан с использованием не учтенного при расчете обтекателя. Влияние слоя обтекателя может быть практически исключено при его отнесении от слоя микрополосковых элементов. Характеристики представленной ОАР могут быть улучшены оптимизацией геометрии и конфигурации ячейки [7].

Далее представлен вариант ПАР для некоторых поддиапазонов стандарта широкополосного доступа Wi-MAX (рис. 11 и 12). Расчет и макетирование ПАР выполнены аналогично ОАР, с применением вышеуказанных материалов. Электрические размеры структуры составляют  $9,6 \times 9,6$  длин волн, отношение  $F/D = 0,5$ . Центральная расчетная рабочая частота структуры (по максимуму коэффициента направленного действия (КНД)) 5,4 ГГц; максимальный КНД 24,6 дБ, рабочий диапазон частот по уровню -3 дБ от максимального коэффициента усиления равен 637 МГц, или около 11,7 %.

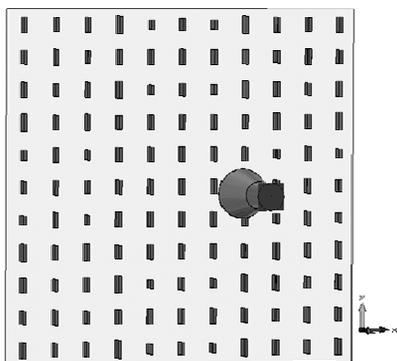


Рис. 11. Изометрический вид модели двухслойной ПАР



Рис. 12. Фотография экспериментальной ПАР

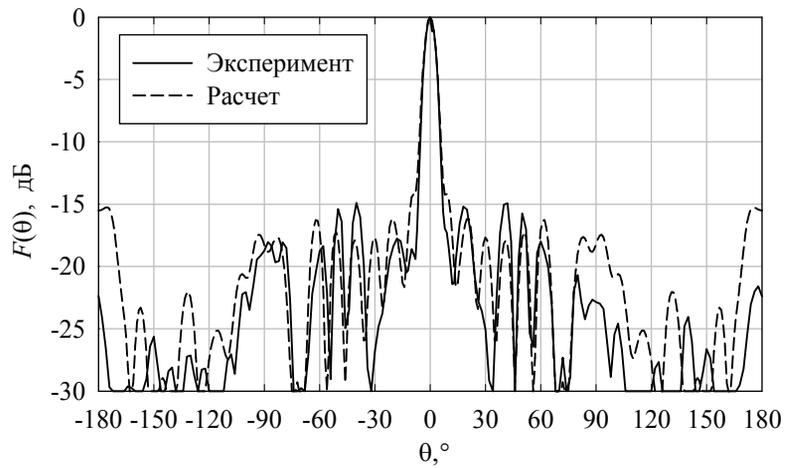


Рис. 13. ДН двухслойной ПАР,  $H$ -плоскость

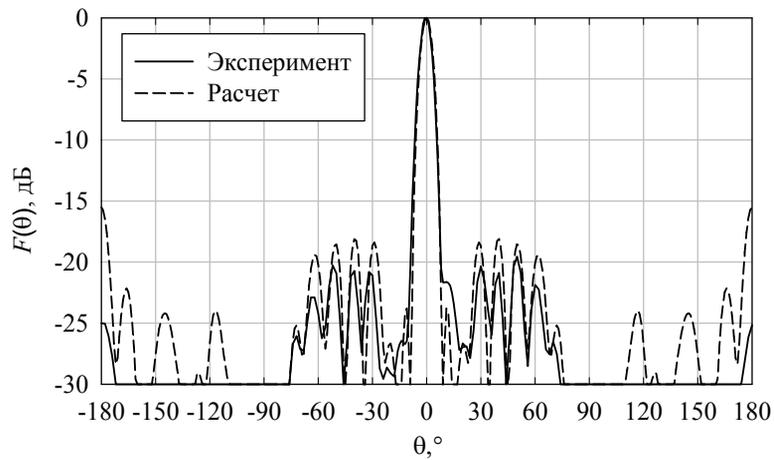


Рис. 14. ДН двухслойной ПАР,  $E$ -плоскость

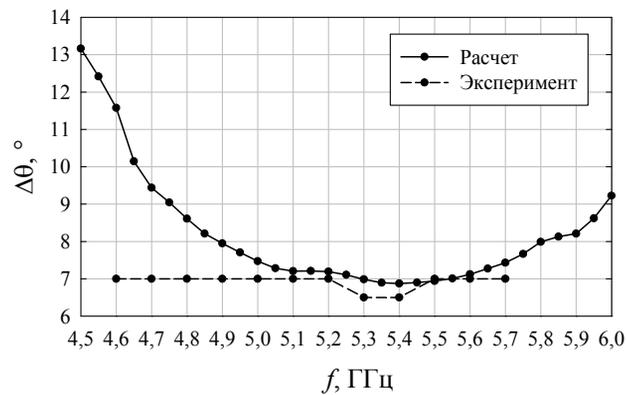
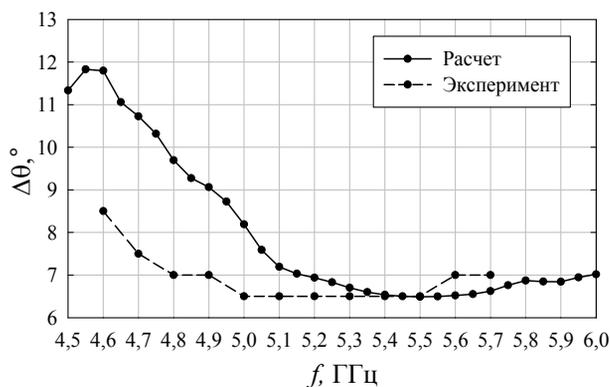


Рис. 15. Ширина ДН ПАР в плоскости  $E$

Рис. 16. Ширина ДН ПАР в плоскости  $H$ 

На рис. 13 и 14 представлены измеренные и расчётные ДН на центральной частоте антенны 5,4 ГГц, на рис. 15 и 16 – расчётные и экспериментальные зависимости ширины главного лепестка диаграммы направленности от частоты по уровню  $-3$ дБ.

Ширина главного лепестка ДН экспериментального образца хорошо согласуется с результатами моделирования. Измеренный уровень боковых лепестков на центральной рабочей частоте антенны составляет  $-14,8$  дБ. В ходе дальнейших исследований планируется выполнить работу по уменьшению уровня боковых лепестков диаграммы направленности антенны.

### Заключение

Описанные конструкции показывают возможность проектирования и изготовления антенн с большим коэффициентом усиления, позволяющих работать в массовых телекоммуникационных системах, для которых характерна плоская, удобная в расположении конструкция. Такие антенны обладают потенциально низкой стоимостью изготовления вследствие возможности применения в производстве хорошо распространенной технологии изготовления печатных плат и могут составить конкуренцию традиционным зеркальным и линзовым антеннам, особенно в случае создания антенн с очень большими апертурами.

Следует отметить, что излучающие структуры, аналогичные ПАР, могут использоваться в качестве фазокорректирующих элементов в составе рупорных антенн, что позволяет существенно снизить фазовую ошибку и увеличить КНД [8], приблизив характеристики направленности исходной рупорной антенны к характеристикам направленности оптимального рупора.

*Работа выполнена при поддержке Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 гг. (конкурс НК-437П).*

*Работа публикуется при поддержке Программы развития Сибирского федерального университета.*

### Список литературы

1. Huang J., Encinar J. A., Reflectarray antennas IEEE Press 2007.
2. Feng-Chi E. Tsai, Bialkowski M. E., Designing a 161-element ku-Band microstrip reflectarray of variable size patches using an equivalent unit cell waveguide approach // IEEE transactions on antennas and propagation. 2003. Vol. 51, No. 10, P. 2953-2962.
3. Саломатов Ю.П. Оценка допустимой неточности выполнения СВЧ микрополосковых отражательных антенных решеток. 2008 18<sup>th</sup> int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2008). / С. В. Поленга, Р. О. Рязанцев, Е. С. Башкатов. – Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2008. С. 417-418.
4. Поленга С.В. Влияние неточности изготовления микрополосковых отражательных антенных решеток на их характеристики // Современные проблемы радиоэлектроники. Сборник научных статей / С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов. – Красноярск: ИПК СФУ, 2008. С. 110 – 113.
5. Шокин Ю.И. Распределенная информационная система сбора, хранения и обработки спутниковых данных для мониторинга территорий Сибири и Дальнего Востока / Ю.И. Шокин, И.А. Пестунов, В.В. Смирнов, Ю.Н. Синявский// Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии». – Т. 1, № 4. – С. 291-314.
6. Фронтов В.В. Регулирование телекоммуникаций в России и странах СНГ / В.В. Фронтов, В.О. Тихвинский. – М.: Горячая Линия–Телеком, 2006. – 368 с.
7. Поленга С.В. Оптимизация характеристик микрополосковых отражательных антенных решеток / С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов// Современные проблемы радиоэлектроники: Сборник научных статей. – Красноярск: ИПК СФУ, 2009. – С. 152 – 156.
8. Саломатов Ю.П. Моделирование укороченной рупорной антенны с планарной линзой / Ю.П. Саломатов, Р.О. Рязанцев, С.В. Поленга// Физика. Ежемесячный научный журнал. – Томск, 2008. С. 80 – 81.

## Reflectarray and Transmitarray Development Experience

**Stanislav V. Polenga<sup>a</sup>,  
Roman O. Ryazantsev<sup>a</sup>, Yuri P. Salomatov<sup>a</sup>,  
Vasily S. Panko<sup>a</sup> and Mikhail I. Sugak<sup>b</sup>**

<sup>a</sup> *Siberian Federal University,*

*79 Svobodny, Krasnoyarsk, 660041 Russia*

<sup>b</sup> *Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI” (ETU)*

*5 Professor Popov st., St. Petersburg, 197376 Russia*

---

*Antenna arrays with quasi-optical type of feeding are discussed, which are useful replacement of conventional mirror and lens antennas. Array cells analysis is made, principles of construction are considered, synthesizes algorithm is described. Reflectarray and transmitarray simulation are made. Reflectarray and transmitarray experimental prototypes for Wi-MAX wireless communication*

*networks are built. Experimental research and comparison with simulated data are performed. Conclusions about development, production and application abilities of antenna arrays with quasi-optical type of feeding are made.*

*Keywords: Reflectarray, Transmitarray, Wi-MAX.*

---