

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕКЦИИ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОТЕЛЕСКОПА ГУРТ

А. А. КОНОВАЛЕНКО, П. Л. ТОКАРСКИЙ, С. Н. ЕРИН

Представлены математическая модель и результаты численных расчетов параметров секции активной фазированной антенной решеткой Гигантского Украинского Радиотелескопа (ГУРТ) декаметрового и метрового диапазонов волн, который сооружается в настоящее время вблизи г. Харькова на территории радиоастрономической обсерватории им. С. Я. Брауде Радиоастрономического института Национальной академии наук Украины. Модель базируется на матричной теории антенных решеток, сочетающей в себе электродинамический подход к анализу решетки излучателей с методами теории многополюсников СВЧ для описания фидерной схемы АФАР. Приведены и проанализированы результаты численного расчета эффективной площади антенной решетки в широком секторе сканирования луча в диапазоне частот 10–80 МГц.

**Ключевые слова:** активная фазированная антенная решетка, радиотелескоп, эффективная площадь приемной антенны.

### ВВЕДЕНИЕ

Повышенный интерес к низкочастотной радиоастрономии [1], который наблюдается в последние годы, стимулировал создание новых гигантских радиотелескопов для диапазона частот 10–80 МГц, среди которых следует назвать LOFAR [2], LWA [3], LSS/NenuFAR [4]. К ним следует также отнести радиотелескоп нового поколения ГУРТ [5], который является развитием крупнейшего в мире радиотелескопа УТР-2 [6] декаметрового диапазона волн. Антеннами в этих радиотелескопах служат активные фазированные антенные решетки (АФАР), которые во многом определяют их параметры. Поэтому корректная оценка параметров радиотелескопа практически невозможна без всестороннего исследования параметров используемых в них АФАР. К настоящему времени уже появились несколько публикаций, посвященных оценке параметров АФАР некоторых из названных радиотелескопов (см., например, [7–9]). АФАР нового радиотелескопа ГУРТ будет состоять из отдельных идентичных секций, которые являются основными ее структурными единицами. На сегодняшний день построено уже 9 секций, и количество их предполагается довести до сотни по мере развития проекта. В настоящей работе разработана математическая модель такой секции, а также приведены результаты численного анализа ее эффективной площади, которая является одним из основных параметров любой приемной антенны. Модель базируется на матричной теории антенных решеток, сочетающей в себе электродинамический подход к анализу решетки антенных элементов с методами теории многополюсников СВЧ для описания фидерной схемы АФАР.

### 1. СТРУКТУРА СЕКЦИИ АФАР

Секция АФАР ГУРТ представляет собой плоскую регулярную антенную решетку, состоящую из 25 антенных элементов, снабженную фидерной системой, которая выполняет функции

усиления, фазирования и суммирования принятых сигналов. Элементы решетки расположены в узлах квадратной сетки с шагом  $d = 3,75$  м. Каждый антенный элемент состоит из двух плоских взаимно перпендикулярных диполей сложной формы с независимыми входами, что позволяет принимать падающие волны двух ортогональных линейных поляризаций отдельно.

Схема расположения диполей в секции и геометрия диполя приведены на рис. 1, а и рис. 1, б, соответственно.

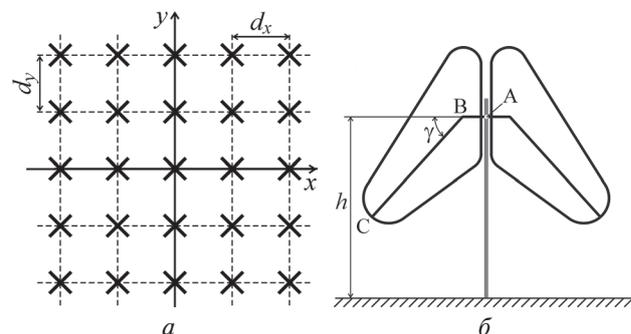


Рис. 1. Размещение элементов в секции АФАР (а) и эскиз конструкции диполя (б)

Высота точек питания диполей выбрана  $h = 1,6$  м над поверхностью земли, полная длина плеч диполей вдоль линии АВС составляет 1,4 м. Ряды диполей расположены вдоль направлений Север-Юг и Запад-Восток, а сами диполи повернуты на угол  $45^\circ$  относительно этих направлений. Сигналы, переносимые волнами разных поляризаций и принимаемые ортогональными диполями, обрабатываются отдельно в двух идентичных трактах, функциональная схема одного из которых приведена на рис. 2.

На рисунке показано, что сигналы, принятые диполями, поступают на входы высоколинейнейших малошумящих усилителей (МШУ) [5], а после них на входы разветвленной фидерной схемы.

Эта схема состоит из шести идентичных диаграммообразующих модулей ДМ-1...ДМ-6 [10],

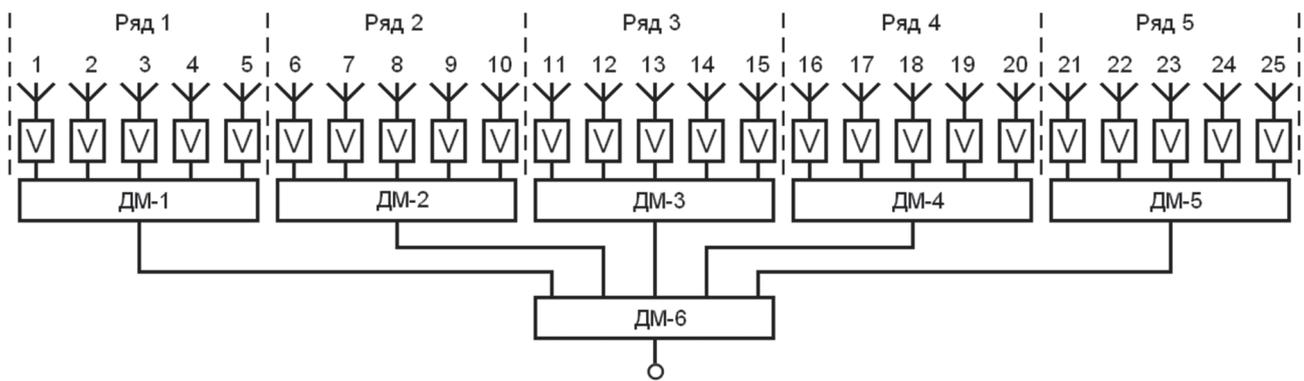


Рис. 2. Функциональная схема секции АФАР ГУРТ

которые выполняют функции суммирования и фазирования сигналов внутри секции по строчно-столбцовому принципу. Пять из них, ДМ-1...ДМ-5, фазируют и суммируют сигналы внутри каждого ряда диполей, а шестой – сигналы с выходов предыдущих пяти модулей, что позволяет осуществлять как полное суммирование принятых сигналов, так и управление лучом по двум координатам. Выход шестого модуля ДМ-6, является, по сути, выходом секции для сигнала, переносимого волной одной из двух ортогональных линейных поляризаций. Каждый диаграммообразующий модуль состоит из пятиканального дискретного пятиразрядного фазовращателя на переключаемых отрезках линий временной задержки и равноплечего сумматора 5:1, что обеспечивает равномерное амплитудное сложение сигналов и независимость направления главного максимума множителя решетки от частоты. Данная схема позволяет формировать  $17 \times 17$  линейных двумерных фазовых распределений суммируемых сигналов по двум координатам, однако только  $M = 213$  из них формируют главные лепестки ДН секции в области реальных углов. На рис. 3 показано расположение всех  $p = 1, \dots, M$  дискретных максимумов ДН множителя решетки секции АФАР на  $UV$ -плоскости, где  $U$  и  $V$  – обобщенные угловые координаты, определяемые, как  $U = \sin \theta \sin \varphi$  и  $V = \sin \theta \cos \varphi$ .

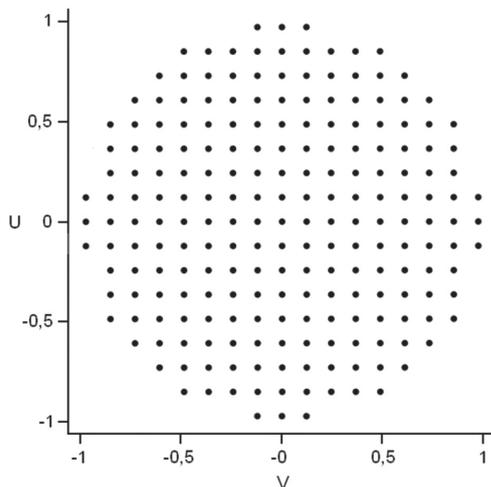


Рис. 3. Расположение направлений фазирования луча секции АФАР ГУРТ на  $UV$ -плоскости

При радиоастрономических наблюдениях лучи ДН секции АФАР переключаются по заданной программе с помощью управляющего компьютера, который в реальном времени вычисляет пятиразрядный управляющий код и пересылает его на цепи управления соответствующих диаграммообразующих модулей. Сигналы с выходов всех секций поступают на входы многоканального приемника с цифровой обработкой сигналов, где оцифровываются, обрабатываются и сохраняются на носителях информации.

## 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СЕКЦИИ АФАР

Представим модель АФАР в виде каскадного соединения двух многополюсников (рис. 4), первый из которых (МП-I) соответствует  $N$ -элементной антенной решетке, а второй (МП-II) – ее фидерной схеме, которая включает в себя все МШУ и диаграммообразующие модули (см. рис. 2).

Определим параметры этих многополюсников, и начнем с  $2N$ -полюсника МП-I (рис.4). Будем полагать, что  $N$  входов МП-I, расположенные в сечении “ $\beta$ ”, соответствуют реальным входным клеммам элементов решетки, к которым подключены фидерные линии с заданными волновыми сопротивлениями  $Z_{\text{вн}}$  ( $n = \overline{1, N}$ ). Другие  $N$  входов МП-I, расположенные в сечении “ $\alpha$ ”, осуществляют связь антенной решетки с внешним пространством, которое можно представить в виде набора  $N$  независимых каналов, где распространяются ортогональные сферические электромагнитные волны (сходящихся и расходящихся), взаимодействующие с антенной решеткой [11].

Исходными данными для математического описания многополюсника МП-I служат параметры антенной решетки, определяемые с помощью ее электродинамического моделирования. К таким параметрам относятся матрица собственных и взаимных импедансов  $Z$  антенной решетки, а также ее  $N$  векторных нормированных парциальных диаграмм направленности  $\vec{F}_n(\theta, \varphi)$  и  $N$  парциальных коэффициентов усиления (КУ)  $G_n$ , которые определяются при воз-

буждении входа одного из элементов в составе решетки ( $n$ -го), в то время как входы остальных ее элементов ( $m = 1, \dots, N, m \neq n$ ) разомкнуты.

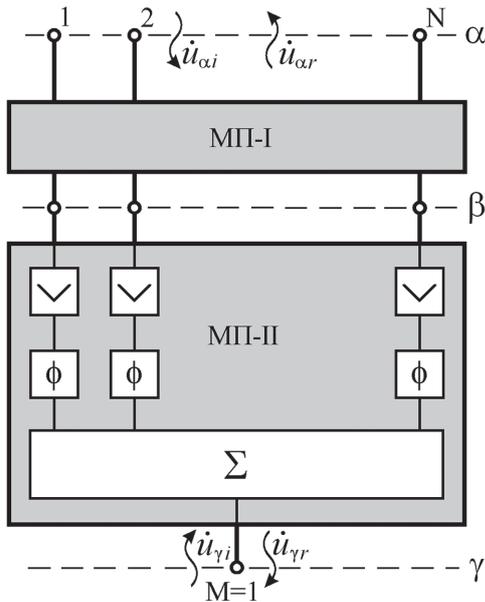


Рис. 4. Блок-схема АФАР в виде соединения двух многополюсников

Уравнение, связывающее нормированные комплексные амплитуды падающих  $\dot{u}_{\alpha i}$ ,  $\dot{u}_{\beta i}$  и отраженных  $\dot{u}_{\alpha r}$ ,  $\dot{u}_{\beta r}$  волн на входах МП-I, запишем в следующем виде:

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{\alpha r} \\ \dot{u}_{\beta r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S'_{\alpha\alpha} & S'_{\alpha\beta} \\ S'_{\beta\alpha} & S'_{\beta\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{\alpha i} \\ \dot{u}_{\beta i} \end{pmatrix} = S' \begin{pmatrix} \dot{u}_{\alpha i} \\ \dot{u}_{\beta i} \end{pmatrix},$$

где  $S'$  – матрица рассеяния антенной решетки, которую можно определить, как [12, 13]

$$S' = \begin{pmatrix} -\mathbf{J}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{J}_t^{-1} + \mathbf{J}_t^* \mathbf{J}_t^{-1} & \mathbf{J}^{-1} \mathbf{A} \\ \mathbf{A} \mathbf{J}_t^{-1} & \mathbf{E} - \mathbf{A} \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{A} = 2(\mathbf{z} + \mathbf{E})^{-1};$$

$\mathbf{z}$  – нормированная матрица импедансов, элементы которой связаны с элементами матрицы  $\mathbf{Z}$  соотношением:  $z_{mn} = Z_{mn} / \sqrt{Z_{wm} Z_{wn}}$ ;  $\mathbf{E}$  – единичная матрица  $N$ -го порядка;  $\mathbf{J}$  – вспомогательная квадратная матрица  $N$ -го порядка, определяемая из матричного уравнения

$$\mathbf{J}_t^* \cdot \mathbf{r}_\Sigma \cdot \mathbf{J} = \mathbf{E};$$

$\mathbf{r}_\Sigma$  – нормированная матрица сопротивлений излучения антенной решетки, элементы которой определяются по формуле

$$r_{\Sigma mn} = \oint_{4\pi} \vec{f}_m^* \cdot \vec{f}_n d\Omega;$$

$d\Omega$  – элемент телесного угла;

$$\vec{f}_n(\theta, \varphi) = \sqrt{G_n r_{nn} / 4\pi} \cdot \vec{F}_n(\theta, \varphi); r_{nn} = \text{Re}(z_{nn}).$$

Здесь и далее для обозначения векторов и матриц используются следующие символы:  $\mathbf{U}$  – квадратная матрица,  $\langle u \rangle$  – матрица-столбец,  $\langle u$  – матрица-строка,  $\{u\}$  – диагональная матрица;  $t$  и  $*$  – знаки транспонирования и комплексного сопряжения соответственно.

Будем полагать, что антенная решетка работает в приемном режиме и единственным источником ее возбуждения служит плоская электромагнитная волна с напряженностью электрического поля  $\dot{E}^i$ , приходящая из направления  $(\theta, \varphi)$ . Тогда падающие волны  $\dot{u}_{\alpha i}$  (рис. 4), создаваемые этой плоской волной, будут определяться, как:

$$\dot{u}_{\alpha i} = -j\lambda \frac{1}{\sqrt{2Z_0}} \mathbf{J}_t \dot{E}^i \vec{f}(\theta, \varphi),$$

где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве, а  $Z_0$  – его характеристическое сопротивление.

Найдем теперь параметры многополюсника МП-II, в состав которого входят МШУ, фазовращатели и сумматор. Матрицы рассеяния этих устройств выглядят так:

– малошумящего усилителя

$$S_y = \begin{pmatrix} S_{y11} & S_{y12} \\ S_{y22} & S_{y22} \end{pmatrix};$$

– фазовращателя, включенного в канал  $n$ -го антенного элемента

$$S_{\phi pn} = \begin{pmatrix} 0 & \phi_{pn} \\ \phi_{pn} & 0 \end{pmatrix},$$

где  $\phi_{pn} = e^{-j\Psi_{pn}}$ ;

$$\Psi_{pn} = \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \sin \theta_p \cos \varphi_p + y_n \sin \theta_p \sin \varphi_p + z_n \cos \theta_p);$$

$(x_n, y_n, z_n)$  – координаты фазового центра  $n$ -го элемента;  $(\theta_p, \varphi_p)$  – направление фазирования  $p$ -го луча секции;

– равноплечего сумматора с согласованными и развязанными входами

$$S_\Sigma = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} \mathbf{0} & 1 \\ 1 & \mathbf{0} \end{pmatrix}.$$

Учитывая схему соединения этих устройств (рис. 4) и используя формулы, определяющие параметры составного многополюсника [14], можно определить матрицу рассеяния  $S_p''$  всего МП-II:

$$S_p'' = \begin{pmatrix} S_{y11} \mathbf{E} & e^{-j\Psi_{pn}} \langle \frac{S_{y12}}{\sqrt{N}} \rangle \\ \langle e^{-j\Psi_{pn}} \frac{S_{y21}}{\sqrt{N}} \rangle & \langle e^{-j\Psi_{pn}} e^{-j\Psi_{pn}} \rangle \frac{S_{y22}}{N} \end{pmatrix},$$

которая зависит от состояния фазовращателей, определяющих направление  $p$ -го луча ДН секции.

Теперь, когда мы определили параметры обоих многополюсников, входящих в блок-схему (рис. 4), нетрудно найти матрицу рассеяния  $S_p$  объединенного многополюсника, эквивалентного всей АФАР, также воспользовавшись формулами из [14]. В этой матрице, которая будет иметь следующий вид

$$S_p = \begin{pmatrix} S_{\alpha\alpha p} & S_{\alpha\gamma p} \\ \langle S_{\gamma\alpha p} \rangle & \langle S_{\gamma\gamma p} \rangle \end{pmatrix},$$

нам понадобится лишь один блок  $\langle S_{\gamma\alpha p} \rangle$ , необходимый для расчета амплитуды волны  $\dot{u}_{\gamma r p}$ , бегущей в сторону нагрузки:

$$\dot{u}_{\gamma r p} = \langle S_{\gamma\alpha p} \dot{u}_{\alpha i} \rangle = \frac{-j\lambda \dot{E}^i}{\sqrt{2Z_0}} \langle i_{ep} \cdot f(\theta, \varphi) \rangle. \quad (1)$$

где  $\langle i_{ep} = -j \frac{S_{y21}}{\sqrt{N}} \langle e^{-j\varphi_{pm}} [\mathbf{E} - (\mathbf{E} - \mathbf{A}) S_{y11}]^{-1} \mathbf{A} \rangle$  — матрица-строка, определяющая эквивалентное распределение тока на входах элементов АФАР в режиме приема  $p$ -м лучом. При записи выражения (1) предполагалось, что поляризация падающей плоской волны и поляризация ДН элементов решетки совпадают.

Из (1) нетрудно получить  $p$ -ю нормированную ДН АФАР:

$$F_p(\theta, \varphi) = \langle i_{ep} \cdot f(\theta, \varphi) \rangle / \langle i_{ep} \cdot f(\theta_{p \max}, \varphi_{p \max}) \rangle,$$

где  $(\theta_{p \max}, \varphi_{p \max})$  — направление ее главного максимума.

Из (1) также можно найти мощность в нагрузке АФАР в режиме приема  $p$ -м лучом, как [13]

$$P_{rec p} = |\dot{u}_{\gamma r p}|^2 = S^i \lambda^2 \left| \langle i_{ep} f(\theta, \varphi) \rangle \right|^2,$$

где  $S^i$  — плотность потока мощности падающей плоской волны.

Эту мощность можно выразить через основные энергетические параметры секции АФАР [13] для  $p$ -го луча

$$P_{rec p} = S^i \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{ep} = S^i \frac{\lambda^2}{4\pi} D_p \eta_{ep} = S^i A_{eff p} \eta_{ep},$$

где  $D_p$  — КНД

$$D_p(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \left| \langle i_{ep} f(\theta, \varphi) \rangle \right|^2}{\langle i_{ep}^* \mathbf{r}_\Sigma i_{ep} \rangle};$$

эффективная площадь  $A_{eff p}$

$$A_{eff p}(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_p(\theta, \varphi);$$

$G_{ep}$  — эквивалентный КУ и  $\eta_{ep}$  — эквивалентный КПД

$$G_{ep}(\theta, \varphi) = 4\pi \left| \langle i_{ep} f(\theta, \varphi) \rangle \right|^2 = D_p \eta_{ep},$$

$$\eta_{ep} = \langle i_{ep}^* \mathbf{r}_\Sigma i_{ep} \rangle,$$

которые учитывают не только тепловые потери в системе, но и потери из-за импедансного несогласования элементов решетки с фидерной схемой.

### 3. ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ

Описанная модель АФАР была использована для расчета энергетических параметров секции ГУРТ, а также ее диаграмм направленности для всех  $M = 213$  дискретных положений луча, покрывающих большую часть верхней полусферы. При этом предполагалось, что секция АФАР состоит из 25 плоских параллельных диполей, поляризация ДН которых совпадает с поляризацией падающей плоской волны.

Матрицы импедансов секции АФАР и ее парциальные ДН вычислялись с помощью известной программы NEC-2 [16], позволяющей выполнять электродинамическое моделирование проволочных антенн и решеток, расположенных вблизи реальной земли, параметры которой принимались такими:  $\epsilon_r = 10$  и  $\sigma = 0,025$  С/м. Методика расчета этих параметров для секции АФАР ГУРТ с помощью программы NEC-2 подробно описана в [17]. Ниже приведены результаты расчета эффективной площади исследуемой секции в диапазоне частот 10...80 МГц при дискретном сканировании луча в верхней полусфере. В процессе анализа характеристик решетки с помощью описанной модели были рассчитаны  $M = 213$  угловых зависимостей эффективной площади секции АФАР  $A_{eff p}(\theta, \varphi)$ , каждая из которых соответствует  $p$ -му направлению луча. На рис. 5 показаны трехмерные поверхности  $\overline{A_{eff}}(U, V)$ , которые являются огибающими семейства главных лепестков ДН эффективных площадей  $A_{eff p}(U, V)$  ( $p = 1, 2, \dots, M$ ), нормированных на каждой частоте относительно их максимального значения  $\overline{A_{eff}}(U, V) = A_{eff}(U, V) / \max(A_{eff p})$ . Графики рассчитаны для частот  $f = (10, 30, 40, 50, 60, 70)$  МГц.

На этих рисунках хорошо видно, как на каждой частоте изменяется эффективная площадь решетки при переходе с одного дискретного луча на другой и каковы провалы  $\overline{A_{eff}}$  в промежутках между максимумами соседних лучей. На рис. 5 можно проследить, как изменяется распределение ее на  $UV$ -плоскости при переходе с одной частоты на другую. Здесь также видно, что провалы  $\overline{A_{eff}}$  между максимумами соседних лучей с ростом частоты постепенно углубляются, если на частоте 10 МГц они практически не видны и поверхность  $\overline{A_{eff}}(U, V)$  выглядит вполне гладкой, то на частоте 70 МГц эти провалы доходят до -3 дБ по отношению к максимальному уровню смежных лучей.

Несмотря на высокую информативность графиков, изображенных на рис. 5, они не дают ответа на главный вопрос, каковы абсолютные значения  $A_{eff p}$  и как они изменяются с частотой? Поэтому на рис. 6 приведены зависимости эффективной площади секции АФАР от угла прихода волны  $\theta$  в плоскости  $E$  (рис. 6, а) и плоскости  $H$  (рис. 6, б) для сетки частот в диапазоне 10...80 МГц. Эти кривые, по сути, являются сечениями поверхностей, аналогичных изображенным на рис. 5, однако построенных для ненормированных значений  $A_{eff}(\theta, \varphi)$ . Большинство из этих кривых имеют многоэкстремальный характер, который возникает из-за плавного перехода направления прихода волны с вершины одного луча, на вершину смежного. При этом форма кривой, иллюстрирующая поведение эффективной площади решетки при отклонении направления прихода волны от зенита заметно зависит от частоты. Так, например, кривая  $A_{eff}(\theta)$  на

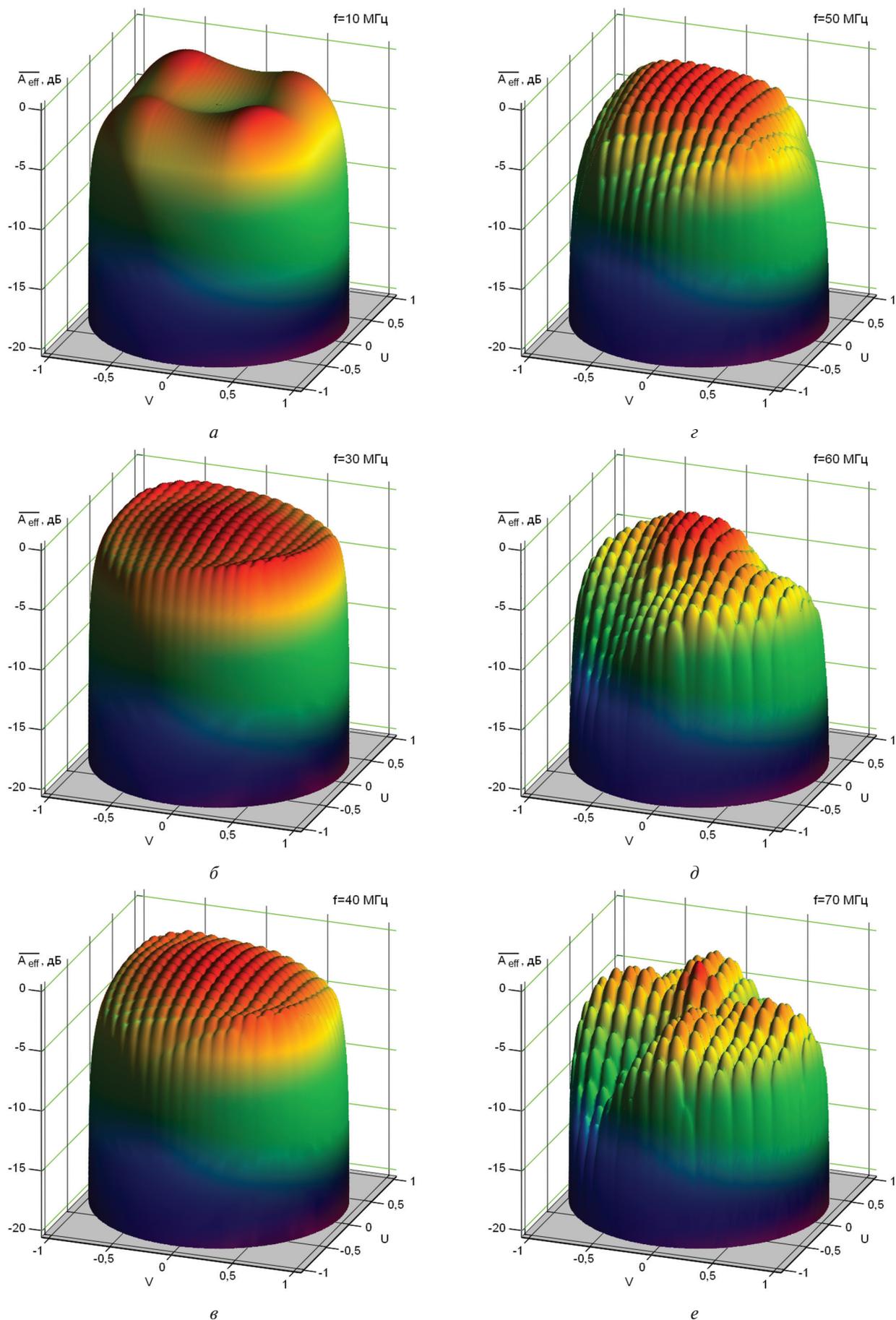


Рис. 5. Рельеф угловой зависимости нормированной эффективной площади  $\overline{A_{eff p}}(U, V)$  секции АФАР ГУРТ, формируемый главными лепестками ее ДН при ориентации их в  $p = 1, \dots, M$  направлений на частотах: а) 10 МГц; б) 30 МГц; в) 40 МГц; г) 50 МГц; д) 60 МГц; е) 70 МГц

частоте 40 МГц, где расстояния между излучателями равны половине длины волны, падает с ростом  $\theta$  примерно так же, как и проекция геометрической площади решетки  $S_g(\theta) = Nd_x d_y \cos\theta$  на направление прихода волны.

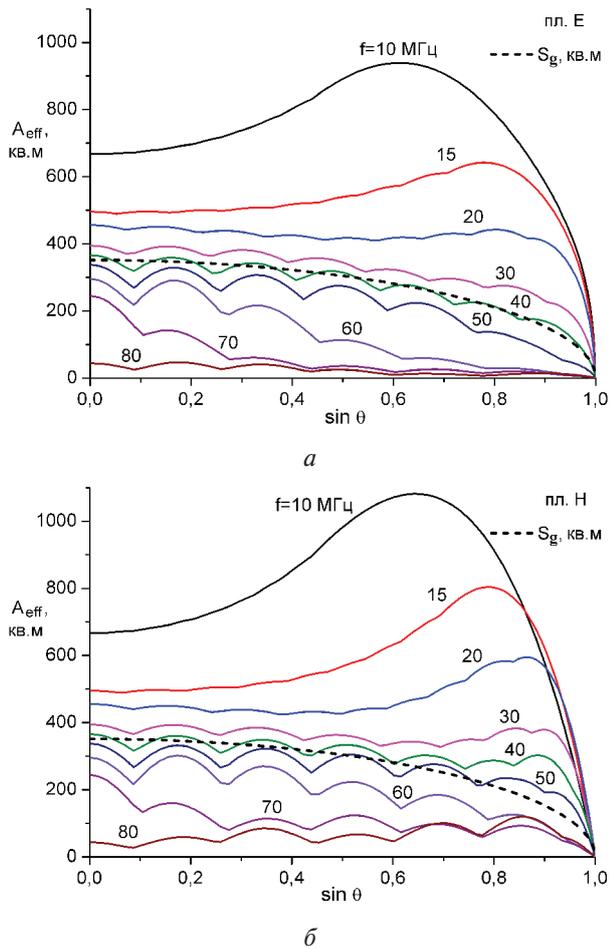


Рис. 6. Угловые зависимости эффективной площади секции АФАР ГУРТ в плоскостях  $E$  и  $H$  в диапазоне частот 10...80 МГц

Такое совпадение, в принципе, закономерно, поскольку плоская эквидистантная решетка с полуволновым шагом по своим направленным свойствам близка к непрерывно возбужденной апертуре, которую и представляет кривая  $S_g(\theta)$ . Похожее поведение  $A_{eff}(\theta)$  имеет место и на частотах выше 40 МГц.

Иной характер зависимости  $A_{eff}(\theta)$  мы наблюдаем на частотах ниже 20 МГц. При отклонении луча от нормали эффективная площадь решетки вначале растет, а затем, пройдя максимум, величина которого может более чем на 2 дБ превышать значение в зените, быстро падает до нуля с приближением  $\theta$  к 90 градусам. Такое anomalous поведение  $A_{eff}(\theta, \varphi)$  объясняется тем, что на этих частотах ширины главных лучей ДН решетки и ДН одиночного элемента мало отличаются. Поэтому луч решетки при отклонении от нормали заметно деформируется, поскольку его отклонению препятствует ДН одиночного элемента. Из-за этого эффекта реальный луч решетки при отклонении от зенита сужается, что

приводит к росту ее КНД и увеличению эффективной площади. При больших отклонениях от нормали главный луч множителя решетки подавляется диаграммой направленности элемента, в результате чего уровень реального луча решетки падает, а вместе с ним и ее  $A_{eff}$ , причем это падение тем быстрее, чем ближе направление  $\theta$  прихода плоской волны к горизонту.

## ВЫВОДЫ

Разработана математическая модель АФАР, описывающая ее как единую систему и корректно учитывающая взаимодействие всех ее элементов. Получены соотношения для расчета основных энергетических характеристик и диаграмм направленности АФАР. Выполнен численный анализ эффективной площади секции АФАР ГУРТ в широком диапазоне частот при дискретном перемещении ее луча во всей верхней полусфере. Показано, что с помощью предложенной модели можно эффективно выполнять анализ АФАР, работающей в режиме приема при дискретном сканировании луча в заданном секторе пространственных углов и в широком диапазоне частот. Результаты данной работы могут быть полезны разработчикам АФАР различного назначения.

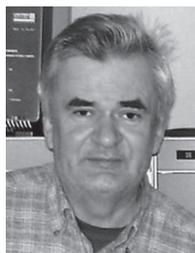
*Авторы от всей души поздравляют всемирно признанного корифея в области радиофизики и антенной техники, Заслуженного деятеля науки и техники Украины, доктора технических наук, профессора Я.С. Шифрина со славным Юбилеем, и, считая его своим Учителем, указавшим путь в большую науку, выражают ему свою искреннюю благодарность за постоянное внимание к работам в области создания антенных систем новых перспективных радиотелескопов, за ценные советы при проведении исследований и за дружескую поддержку во всех аспектах нашей жизни.*

## Литература

- [1] Коноваленко А.А. Перспективы низкочастотной радиоастрономии // Радиофизика и радиоастрономия, 2005. – Т. 10. – Специальный выпуск. – С. S89–S114.
- [2] De Vos M., Gunst A.W., Nijboer R. The LOFAR Telescope: System Architecture and Signal Processing // IEEE Proceedings, 2009. – Vol. 97, Issue 8. – P. 1421–1430.
- [3] Ellingson S.W., Clarke T. E., Cohen A., Craig J., Kassim N. E., Pihlstrom Y., Rickard L.J., Taylor G.B. The Long Wavelength Array // IEEE Proceedings, 2009. – Vol. 97, Issue 8. – P. 1431–1437.
- [4] Zarka P., Girard J. N., Tagger M., Denis L. et al. LSS/NENUFAR: The LOFAR Super Station Project in Nançay // SF2A 2012. Proceedings of the Annual meeting of the French Society of Astronomy and Astrophysics. Eds.: S. Boissier, P. de Laverny, N. Nardetto, R. Samadi, D. Valls-Gabaud and H. Wozniak, pp.687–694; 12/2012.
- [5] Konovalenko A.A., Falkovich I.S., Gridin A.A., Tokarsky P.L., Yerin S.N. UWB active antenna array for low frequency radio astronomy // Proc. of the VI-th Intern.

Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS'12). – Sevastopol, Ukraine, September 2012. – P. 39–43.

- [6] Брауде С.Я., Мень А.В., Содин Л.Г. Радиотелескоп декаметрового диапазона волн УТР-2 // Антенны. Сб. Статей / под ред. А.А.Пистолькорса. – Вып. 26. – М.: Связь, 1978. – С. 3–15.
- [7] Ellingson S.W., Simonetti J.H., Patterson C.D. Design and Evaluation of an Active Antenna for a 29–47 MHz Radio Telescope Array // IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2007. – Vol. 55, No. 3. – P. 826–831.
- [8] Ellingson S.W. Sensitivity of Antenna Arrays for Long-Wavelength Radio Astronomy // IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2011. – Vol. 59, No. 6. – P. 1855–1863.
- [9] Wijnholds S.J. In Situ Antenna Performance Evaluation of the LOFAR Phased Array Radio Telescope // IEEE Trans. Antennas and Propagation, 2011. – Vol. 59, No. 6. – P. 1981–1989.
- [10] Ерин С.Н., Токарский П.Л., Гридин А.А., Бубнов И.Н., Коноваленко А.А., Фалькович И.С., Резник А.П. Диаграммообразующий модуль для секции антенной решетки радиотелескопа ГУРТ декаметрового и метрового диапазонов волн // Радиофизика и радиоастрономия, 2014. – Т. 19, № 3. – С. 240–248.
- [11] Сазонов Д.М. Основы матричной теории антенных решеток. – Сборник научно – методических статей по прикладной электродинамике // М.: Высшая школа, 1983. – Вып. 6. – С. 111–162.
- [12] Токарский П.Л. Матрица рассеяния антенной решетки с джоулевыми потерями в излучателях // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1984. – Т. 27, № 2. – С. 81–83.
- [13] Токарский П.Л. Матричная модель диссипативной антенной решетки // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2006. – Вып. 146. – С. 156–170.
- [14] Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. – М.: Высшая Школа, 1981. – 295 с.
- [15] Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
- [16] Burke G.J., Poggio A.G. Numerical Electromagnetic Code (NEC) Pt. II. Program Description - Code, Lawrence Livermore National Laboratory, UCID-18834; USA, Ca., 1981.
- [17] Tokarsky P.L., Yerin S.N. A Multiport Approach to Modeling of Phased Antenna Array for Radio Astronomy // Proc. of the 43th European Microwave Conference (EuMC 2013), Nuremberg, Germany, 6-11 October 2013. – P. 1651–1654.



Поступила в редколлегию 6.03.2015

**Коноваленко Александр Александрович**, доктор физико-математических наук, академик Национальной академии наук Украины, заместитель директора Радиоастрономического института Национальной академии наук Украины. Научные интересы: радиоастрономия, астрофизика.



**Токарский Петр Львович**, доктор физико-математических наук, профессор, ведущий научный сотрудник Радиоастрономического института Национальной академии наук Украины. Научные интересы: теория антенных решеток, электродинамическое моделирование излучающих систем.



**Ерин Сергей Николаевич**, младший научный сотрудник Радиоастрономического института Национальной академии наук Украины. Научные интересы: наблюдательная радиоастрономия, фазированные антенные решетки.

УДК 621.396.677.494:520.272.2

**Моделювання секції фазованої антенної решітки радіотелескопа ГУРТ / О.О. Коноваленко, П.Л. Токарський, С.М. Єрін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2015. – Том 13. – № 1. – С. 64–70.**

Наведено математичну модель та результати чисельних розрахунків параметрів секції активної фазованої антенної решітки Гігантського Українського Радіотелескопу (ГУРТ) декаметрового та метрового діапазонів хвиль, який споруджується сьогодні поблизу м. Харкова на території обсерваторії Радиоастрономічного інституту Національної академії наук України. Модель базується на матричній теорії антенних решіток, що поєднує в собі електродинамічний підхід до аналізу решітки випромінювачів з методами теорії багатополісників НВЧ для опису фідерної схеми АФАР. Наведено та проаналізовано результати чисельного розрахунку ефективної площі антенної решітки в широкому секторі сканування променя в діапазоні частот 10–80 МГц.

*Ключові слова:* активна фазована антенна решітка, радіотелескоп, ефективна площа приймальної антени. Л.: 06. Бібліогр.: 17 найм.

UDC 621.396.677.494:520.272.2

**Modeling of a subarray of a GURT radio telescope active antenna array / A.A. Konovalenko, P.L. Tokarsky, S.N. Yerin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2015. – Vol. 13. – № 1. – P. 64–70.**

The paper presents a mathematical model and the results of numerical calculations of a subarray of an active phased antenna array of the Giant Ukrainian Radio Telescope (GURT) operating in the decameter and meter wave range which is being built nearby Kharkiv on the premises of the observatory of the Radio Astronomy Institute of the NAS of Ukraine. The model is based on matrix theory of antenna arrays which combines full-wave electromagnetic approach to analyzing an antenna array of radiators with methods of microwave multiport network theory for its feeder circuit description. The calculation results of the effective area of the active antenna array in a wide beam scanning sector over a frequency band of 10–80 MHz are given and analyzed.

*Keywords:* active phased antenna array, radio telescope, effective area of a receiving antenna.

Fig.: 06. Ref.: 17 items.