

УДК 621.396.677.494:
520.272.2

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

Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: p.tokarsky@rian.kharkov.ua

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОТЕЛЕСКОПА ГУРТ

Представлены методика расчета и результаты численного анализа параметров активной фазированной антенной решетки (АФАР) 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. Методика 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 АФАР и коэффициента передачи, который в случае пассивной ФАР ассоциируется с КПД, в широком секторе сканирования луча в диапазоне частот 10 ÷ 80 МГц.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка, коэффициент передачи, коэффициент направленного действия, эффективная площадь, радиотелескоп

1. 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 (Гигантский украинский радиотелескоп) [5], который создается на основе крупнейшего в мире радиотелескопа УТР-2 [6] декаметрового диапазона волн. Антеннами во всех этих радиотелескопах служат активные фазированные антенные решетки (АФАР), состоящие из отдельных секций, разбросанных на большой площади, каждая из которых содержит от 19 до 256 элементов в зависимости от типа радиотелескопа.

Корректная оценка параметров любого радиотелескопа практически невозможна без всестороннего анализа применяемых в них антенных систем. К настоящему времени уже появилось несколько публикаций, посвященных оценкам параметров АФАР некоторых из названных выше новых низкочастотных радиотелескопов (см., например, [7–9]), однако ввиду уникальности каждого из них эти данные не могут быть распространены на радиотелескопы других конструкций.

В настоящей работе разработаны математическая модель секции АФАР ГУРТ, работающей в приемном режиме, а также методика расчета основных ее параметров. 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. Приведены результаты численного анализа эффективной площади секции АФАР, которая является одним из основных параметров любой приемной антенны, а также коэффициента передачи (КП), который представляет собой отношение мощности сигнала на ее выходе к мощности, отобранной у возбуждающей плоской электромагнитной волны.

2. Структура АФАР

Согласно принятой концепции построения нового радиотелескопа ГУРТ, его антенная система будет выполнена в виде АФАР, состоящей из отдельных идентичных секций. Сигналы с выходов всех секций поступают на входы многоканального приемника с цифровой обработкой сигналов, где оцифровываются, обрабатываются и сохраняются на носителях информации. На сегодняшний день построено уже 9 таких секций, и количество их предполагается довести до сотни по мере развития проекта.

Каждая секция представляет собой самостоятельную АФАР, в состав которой входит 25-элементная антенная решетка и фидерная си-

стема, выполняющая функции усиления, фазирования и суммирования принятых сигналов. Антенная решетка состоит из идентичных элементов, расположенных в узлах квадратной сетки с шагом $d = 3.75$ м над поверхностью земли. Каждый элемент решетки 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. Высота точек питания диполей над поверхностью земли выбрана равной

$h = 1.6$ м, полная длина плеч диполей вдоль линии ABC составляет 1.4 м. Ряды диполей расположены вдоль линии Запад–Восток, а сами диполи повернуты относительно нее на угол 45° . Сигналы, переносимые волнами разных поляризаций и принимаемые ортогональными диполями, обрабатываются отдельно в двух идентичных трактах. Функциональная схема одного из них приведена на рис. 2, на котором видно, что сигналы, принятые диполями, поступают на входы высоколинейных малошумящих усилителей (МШУ) [5], а затем – на входы разветвленной фидерной схемы.

Фидерная схема состоит из шести идентичных диаграммообразующих модулей ДМ-1, ..., ДМ-6 [10], 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 17×17 двумерных линейных распределений временных задержек в каналах элементов решетки, компенсирующих фазовые сдвиги между сигналами, которые переносятся 289 плоскими электромагнитными волнами. Пространственно-угловой спектр этих волн характеризуется фиксированными направлениями их прихода $(\theta_{p,q}, \varphi_{p,q}; p, q = -8, -7, \dots, 8)$, которые и являются направлениями максимумов главных лепестков множителя решетки диаграммы направленности (ДН) секции АФАР. Эти направления можно наглядно представить в виде точек $M_{p,q}$ на UV -плоскости (рис. 3), где U и V – обобщенные угловые координаты, определяемые как $U = \sin \theta \sin \varphi$ и $V = \sin \theta \cos \varphi$, а индексы p и q указывают поло-

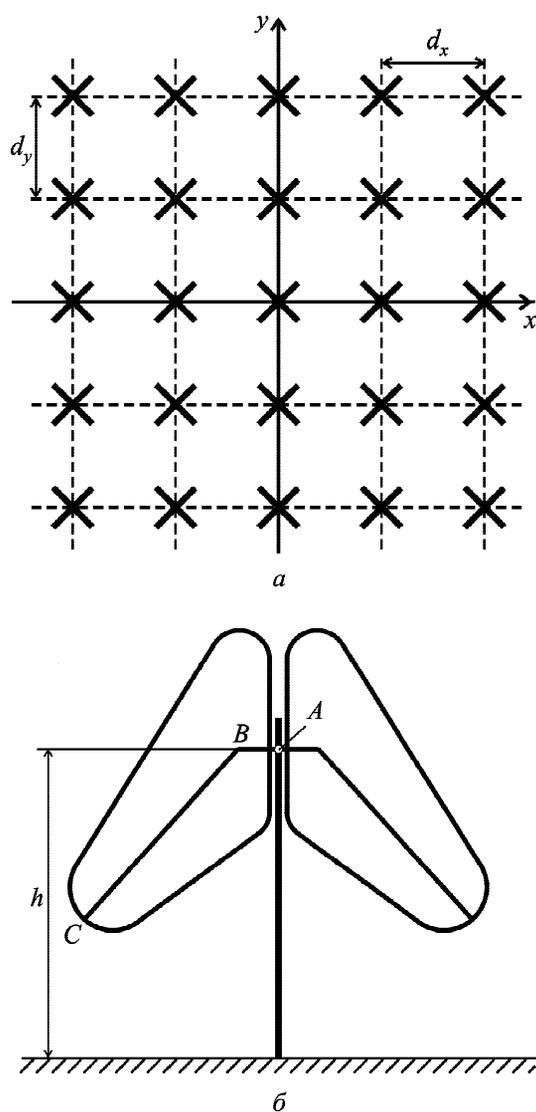


Рис. 1. Размещение элементов в секции АФАР (а) и эскиз конструкции диполя (б)

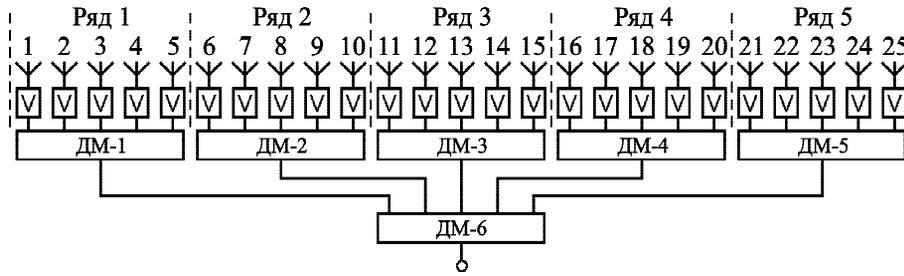


Рис. 2. Функциональная схема секции АФАР ГУРТ

жение максимума луча вдоль соответствующих координат.

На рис. 3 видно, что точки $M_{p,q}$ располагаются в узлах регулярной квадратной сетки, шаг которой определяется отношением $\Delta U = \Delta V = \tau_{\min}/cd$, где τ_{\min} – время пробега электромагнитной волны по отрезку линии задержки, соответствующему младшему разряду фазовращателя; c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве. В данном случае этот шаг равен 0.1216 [10]. Однако не все волны упомянутого спектра являются распространяющимися, т. е. принадлежащими области реальных углов (области “видимости”), которая на UV -плоскости имеет форму круга единичного радиуса (рис. 3). В эту область, выделенную на рисунке белым цветом, попадают только 213 из 289 волн, соответствующих $m = 213$ реальным лучам, которые могут быть сформированы секцией АФАР ГУРТ.

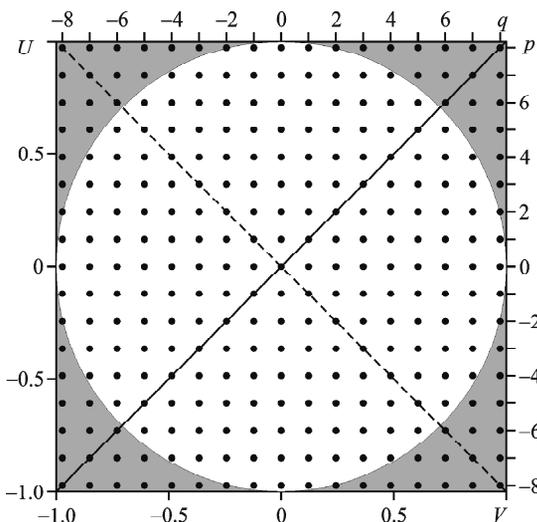


Рис. 3. Расположение направлений фазирования луча секции АФАР ГУРТ на UV -плоскости

Во время радиоастрономических наблюдений 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.

3. Математическая модель секции АФАР

Представим модель АФАР в виде каскадного соединения двух многополосников (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 многополосников, и начнем с $2N$ -полосника МП-I (рис. 4). Будем полагать, что N входов МП-I, расположенные в сечении “ α ”, осуществляют связь антенной решетки с внешним пространством, которое можно представить в виде набора N независимых каналов, где распространяются ортогональные сферические электромагнитные волны (сходящиеся и расходящиеся), взаимодействующие с антенной решеткой [11]. Другие N входов МП-I, расположенные в сечении “ β ”, соответствуют реальным входным клеммам диполей, к которым подключены фидерные линии с заданными волновыми сопротивлениями Z_{wn} ($n = \overline{1, N}$).

Исходными данными для математического описания многополосника 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 ДН $\vec{F}_n(\theta, \varphi)$ и N парциальных коэффициентов усиления (КУ) G_n , которые определяются при возбуждении входа n -го элемента

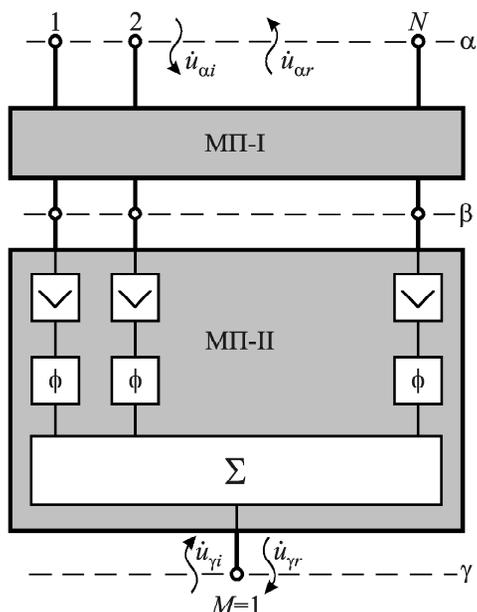


Рис. 4. Блок-схема АФАР в виде соединения двух многополюсников

решетки в то время, как входы остальных ее элементов ($m = 1, \dots, N, m \neq n$) разомкнуты.

Уравнение, связывающее нормированные комплексные амплитуды падающих \dot{u}_{ci} , \dot{u}_{bi} и отраженных \dot{u}_{cr} , \dot{u}_{br} волн на входах МП-I, запишем в следующем виде:

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{cr} \\ \dot{u}_{br} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S'_{\alpha\alpha} & S'_{\alpha\beta} \\ S'_{\beta\alpha} & S'_{\beta\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{ci} \\ \dot{u}_{bi} \end{pmatrix} = S' \begin{pmatrix} \dot{u}_{ci} \\ \dot{u}_{bi} \end{pmatrix}.$$

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

$$S' = \begin{pmatrix} -J^{-1}AJ_t^{-1} + J_t^*J_t^{-1} & J^{-1}A \\ AJ_t^{-1} & E - A \end{pmatrix},$$

$$A = 2(z + E)^{-1},$$

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

$$J_t^* r_\Sigma J = E,$$

r_Σ – нормированная матрица сопротивлений излучения антенной решетки, элементы кото-

рой определяются по формуле $r_{\Sigma mn} = \oint \vec{f}_m^* \cdot \vec{f}_n d\Omega$, $d\Omega$ – элемент телесного угла, $\vec{f}_n(\theta, \varphi) = \sqrt{G_n r_{nn} / 4\pi \vec{F}_n(\theta, \varphi)}$, $r_{mn} = \text{Re}(z_{mn})$. Здесь и далее для обозначения матриц используются следующие символы: B – квадратная матрица, b – матрица-столбец, $\langle b$ – матрица-строка, 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 \vec{E}^i , приходящая из направления (θ, φ) . Тогда падающие волны \dot{u}_{ci} (рис. 4), создаваемые этой плоской волной, будут определяться как

$$\dot{u}_{ci} = -j\lambda \frac{1}{\sqrt{2Z_0}} J_t \vec{E}^i \cdot \vec{f}(\theta, \varphi),$$

где λ – 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. Рассмотрим по порядку эти устройства.

МШУ представляет собой линейный усилитель на биполярных транзисторах, принципиальная электрическая схема которого приведена в [5], поэтому его матрицу рассеяния

$$S_y = \begin{pmatrix} S_{y11} & S_{y12} \\ S_{y22} & S_{y22} \end{pmatrix} \quad (1)$$

легко определить, используя известные алгоритмы компьютерного моделирования [14].

Матрица рассеяния фазовращателя, включенного в канал n -го антенного элемента, зависит от направления фазирования антенной решетки

$$S_{\phi n, p, q} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\gamma_{n, p, q}} \\ e^{-j\gamma_{n, p, q}} & 0 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $\gamma_{n, p, q} = -j\alpha_c \ell_{n, p, q} + \frac{2\pi}{\lambda} (x_n V_q + y_n U_p)$, (x_n, y_n) – координаты фазового центра n -го элемента, $\ell_{n, p, q}$ и α_c – длина отрезка линии задержки при формировании (p, q) -го луча секции и постоянная затухания волны в ней соответственно.

Будем полагать, что равноплечий сумматор является идеальным и его матрица рассеяния имеет следующий вид:

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

Учитывая схему соединения этих устройств (рис. 4) и используя формулы, определяющие параметры составного многополюсника [15], можно определить матрицу рассеяния $\mathbf{S}''_{p,q}$ всего МП-II

$$\mathbf{S}''_{p,q} = \begin{pmatrix} S_{y11} \mathbf{E} & e^{-j\gamma_{n,p,q}} \frac{S_{y12}}{\sqrt{N}} \\ \frac{S_{y21}}{\sqrt{N}} \langle e^{-j\gamma_{n,p,q}} & \frac{S_{y22}}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j2\gamma_{n,p,q}} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

зависящую от состояния фазовращателей, определяющих направление (p, q) -го луча ДН секции.

Теперь, когда мы определили параметры обоих многополюсников, входящих в блок-схему (рис. 4), нетрудно найти матрицу рассеяния $\mathbf{S}_{p,q}$ объединенного многополюсника, эквивалентного всей АФАР, также воспользовавшись формулами из [15]. В этой матрице, которая имеет вид

$$\mathbf{S}_{p,q} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha,p,q} & \mathbf{S}_{\alpha\gamma,p,q} \\ \langle \mathbf{S}_{\gamma\alpha,p,q} & \mathbf{S}_{\gamma\gamma,p,q} \end{pmatrix},$$

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

$$\dot{u}_{\gamma r p,q} = \langle \mathbf{S}_{\gamma\alpha,p,q} \dot{u}_{\alpha i} \rangle = -j\lambda \frac{\dot{E}^i}{\sqrt{2Z_0}} \langle i_{ep,q} f(\theta, \varphi) \rangle. \quad (4)$$

Здесь

$$\langle i_{ep,q} = -j \frac{S_{y21}}{\sqrt{N}} \langle e^{-j\gamma_{n,p,q}} [\mathbf{E} - (\mathbf{E} - \mathbf{A}) S_{y11}]^{-1} \mathbf{A} - \quad (5)$$

матрица-строка, определяющая эквивалентное распределение тока на входах элементов АФАР в режиме приема (p, q) -м лучом. При записи выражения (4) предполагалось, что поляризация падающей плоской волны и поляризация элементов решетки совпадают.

Из (5) нетрудно получить (p, q) -ю нормированную ДН АФАР:

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

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

Из (5) можно также найти мощность в нагрузке АФАР в режиме приема (p, q) -м лучом как [13]

$$P_{\gamma p,q} = |\dot{u}_{\gamma r p,q}|^2 = S^i \lambda^2 |\langle i_{ep,q} f(\theta, \varphi) \rangle|^2, \quad (6)$$

где S^i – плотность потока мощности падающей плоской волны.

Запишем выражение (6) в следующем виде:

$$P_{\gamma p,q} = S^i \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{ep,q}(\theta, \varphi), \quad (7)$$

где

$$G_{ep,q}(\theta, \varphi) = 4\pi |\langle i_{ep,q} f(\theta, \varphi) \rangle|^2 - \quad (8)$$

интегральный параметр АФАР, который в [16] назван эквивалентным КУ, а в стандарте IEEE [17] – реализованным КУ (realized gain). Он является самодостаточным в том смысле, что позволяет однозначно определить мощность на выходе антенной решетки без привлечения каких-либо других ее параметров, если известны параметры падающей на нее плоской волны.

Наряду с эквивалентным КУ (8) иногда полезно знать и другие параметры приемной АФАР, такие как

– КНД

$$D_{p,q}(\theta, \varphi) = \frac{4\pi |\langle i_{ep,q} f(\theta, \varphi) \rangle|^2}{\langle i_{ep,q}^* \mathbf{r}_\Sigma i_{ep,q} \rangle}; \quad (9)$$

– эффективная площадь

$$A_{eff p,q}(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_{p,q}(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2 |\langle i_{ep,q} f(\theta, \varphi) \rangle|^2}{\langle i_{ep,q}^* \mathbf{r}_\Sigma i_{ep,q} \rangle}; \quad (10)$$

– КУ антенной решетки (абсолютный)

$$G_{p,q}(\theta, \varphi) = \eta_{p,q} D_{p,q}(\theta, \varphi) = \frac{4\pi |\langle i_{ep,q} f(\theta, \varphi) \rangle|^2}{\langle i_{ep,q}^* \mathbf{r}_{ip,q} i_{ep,q} \rangle}; \quad (11)$$

где $\eta_{p,q}$ – КПД антенной решетки, обусловленный наличием потерь в материале, из которого изготовлены ее элементы, а также в земле,

$$\eta_{p,q} = \frac{\langle i_{e p,q}^* r_{\Sigma} i_{e p,q} \rangle}{\langle i_{e p,q}^* r_i i_{e p,q} \rangle}. \quad (12)$$

Все параметры АФАР, определенные выражениями (9)–(12), однозначно связаны с эквивалентным КУ соотношениями

$$G_{e p,q} = D_{p,q} \kappa_{p,q} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff p,q} \kappa_{p,q} = \frac{G_{p,q} \kappa_{p,q}}{\eta_{p,q}}, \quad (13)$$

в которые входит коэффициент

$$\kappa_{p,q} = \langle i_{e p,q}^* r_{\Sigma} i_{e p,q} \rangle, \quad (14)$$

заслуживающий особого внимания, поскольку устанавливает взаимно однозначное соответствие между эквивалентным КУ АФАР и ее КНД. Установим его физический смысл, для чего еще раз перепишем мощность на выходе АФАР (6) с учетом (7) и (10) в следующем виде:

$$P_{\gamma p,q} = S^i A_{eff p,q} \kappa_{p,q} = P_{\alpha p,q} \kappa_{p,q}, \quad (15)$$

где $P_{\alpha p,q} = S^i A_{eff p,q}$ – мощность, отбираемая АФАР у возбуждающей ее плоской электромагнитной волны, которую можно трактовать как входную мощность приемной АФАР. Из равенства (15) следует, что величина $\kappa_{p,q}$ является коэффициентом передачи приемной АФАР по мощности, количественно описывающим преобразование входной мощности $P_{\alpha p,q}$, перехваченной АФАР из внешнего пространства, в выходную мощность $P_{\gamma p,q}$, отдаваемую в линию передачи, соединяющую ее выход с приемником. Очевидно, что аналогом КП АФАР в пассивной ФАР является эквивалентный КПД η_e , связывающий между собой ее эквивалентный КУ и КНД $G_e = \eta_e D$ и учитывающий тепловые потери энергии и потери на отражение.

Из выражений (14) и (5), положив в них $N = 1$, нетрудно получить выражение для расчета КП одиночного элемента АФАР κ_1 , который можно разделить на несколько сомножителей,

$$\kappa_1 = \eta_1 \chi_1 |K_y|^2 \eta_{\phi}, \quad (16)$$

где $\eta_1 = r_{\Sigma} / r$ – КПД элемента решетки; η_{ϕ} – КПД фазовращателя; $|K_y|^2 = \frac{|S_{y21}|^2}{1 - |S_{y11}|^2}$ – КУ МШУ

по мощности; $\chi_1 = 4r \frac{1 - |S_{y11}|^2}{(z+1) - S_{y11}(z-1)}$ – коэффи-

циент рассогласования импедансов элемента решетки и МШУ; z, r и r_{Σ} – нормированный входной импеданс элемента решетки, его реальная часть и сопротивление излучения соответственно.

Кроме того, следует заметить, что АФАР, у которой взаимные связи между элементами решетки пренебрежимо малы, имеет такой же КП, как у одиночного элемента. Это достаточно просто доказать, если в выражения (14) и (5) подставить диагональные матрицы сопротивлений $z = zE, r_{\Sigma} = r_{\Sigma}E$.

4. Численный анализ параметров секции АФАР

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

Матрицы импедансов антенной решетки для секции АФАР ГУРТ и ее парциальные ДН вычислялись с помощью известной программы NEC-2 [18], позволяющей выполнять электродинамическое моделирование проволочных антенн произвольной геометрии, расположенных вблизи реальной земли, относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r и удельная проводимость σ которой принимались такими: $\epsilon_r = 10$ и $\sigma = 0.025$ См/м. Методика вычислений параметров антенной решетки подробно описана в [19].

Расчет матрицы рассеяния многополюсника МП-II (рис. 4) выполнялся по формуле (3), а входящие в нее элементы матрицы рассеяния МШУ (1) определялись методами компьютерного схемотехнического моделирования [14], для чего использовалась принципиальная схема МШУ, приведенная в [5], и SPICE-модели включенных в нее транзисторов. Матрицы рассеяния фазовращателей $S_{\phi n,p,q}$ рассчитывались с помощью вы-

ражения (2), в которое подставлялись параметры коаксиального кабеля RG58U, применяющегося для изготовления линий временной задержки в фидерной системе секции АФАР ГУРТ [5, 10]. При этом было учтено, что полная длина отрезка кабеля, соединяющего выход МШУ центрального элемента решетки с сумматором, равна 35 м и она не изменяется при переключении луча АФАР [10].

Разработанная модель секции АФАР ГУРТ была использована для всестороннего анализа ее энергетических параметров и характеристик направленности в диапазоне частот $10 \div 80$ МГц при дискретном сканировании луча в верхней полусфере. Ниже приведены результаты численного анализа эффективной площади секции (10) и ее КП (14).

В процессе анализа были рассчитаны $m = 213$ угловых зависимостей эффективной площади секции АФАР $A_{eff\ p,q}(\theta, \varphi)$, каждая из которых соответствует (p, q) -му направлению луча. На рис. 5 показаны трехмерные поверхности $\overline{A_{eff}}(U, V)$, которые являются огибающими семейства главных лепестков ДН эффективных площадей $A_{eff\ p,q}(U, V)$, нормированные на каждой частоте на свои максимальные значения

$$\overline{A_{eff}}(U, V) = A_{eff}(U, V) / \max(A_{eff}).$$

Графики рассчитаны для восьми частот в диапазоне $f = 10 \div 80$ МГц. Все они обладают двойной симметрией относительно плоскостей E и H , обозначенных на рис. 3 сплошной и пунктирной линией соответственно.

На рис. 5, *a–z* 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. Здесь же можно проследить, как изменяется профиль $\overline{A_{eff}}$ на UV -плоскости при переходе с одной частоты на другую. Здесь видно также, что провалы $\overline{A_{eff}}$ между максимумами соседних лучей с ростом частоты постепенно углубляются: если на частоте 10 МГц они практически незаметны и поверхность $\overline{A_{eff}}$ выглядит вполне гладкой, то на частоте 70 МГц эти провалы доходят до значения -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 $A_{eff\ p,q}$ и как они изменяются с частотой? Поэтому на рис. 6 приведены зависимости эффективной площади секции АФАР от угла прихода волны θ в плоскости E (рис. 6, *a*) и плоскости H (рис. 6, *b*) для сетки частот в диапазоне $10 \div 80$ МГц. Эти кривые, по сути, являются сечениями поверхностей, аналогичных изображенным на рис. 5, однако построенных для ненормированных значений $A_{eff}(\theta, \varphi)$. Большинство 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, $A_{eff}(\theta)$ на частоте 40 МГц, на которой расстояния между излучателями равны половине длины волны, уменьшается с ростом θ примерно так же, как проекция геометрической площади решетки $S_g(\theta) = Nd_x d_y \cos \theta$ на направление прихода волны. Такое совпадение, в принципе, закономерно, поскольку плоская эквидистантная решетка с полуволновым шагом по своим направленным свойствам близка к равномерно 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, значение которого может более чем на 2 дБ превышать значение в зените, быстро падает до нуля с приближением θ к 90° . Такое anomальное поведение $A_{eff}(\theta)$ объясняется тем, что отклонению луча решетки от нормали препятствует ДН одиночного элемента, ширина которой на этих частотах сравнима с шириной луча решетки, в результате чего последний деформируется, заметно сужаясь при этом. Сужение луча решетки приводит к росту ее КНД и увеличению эффективной площади. При дальнейшем отклонении от нормали главный луч решетки начинает все сильнее подавляться ДН элемента, в результате чего его уровень падает, а вместе с ним и A_{eff} , при-

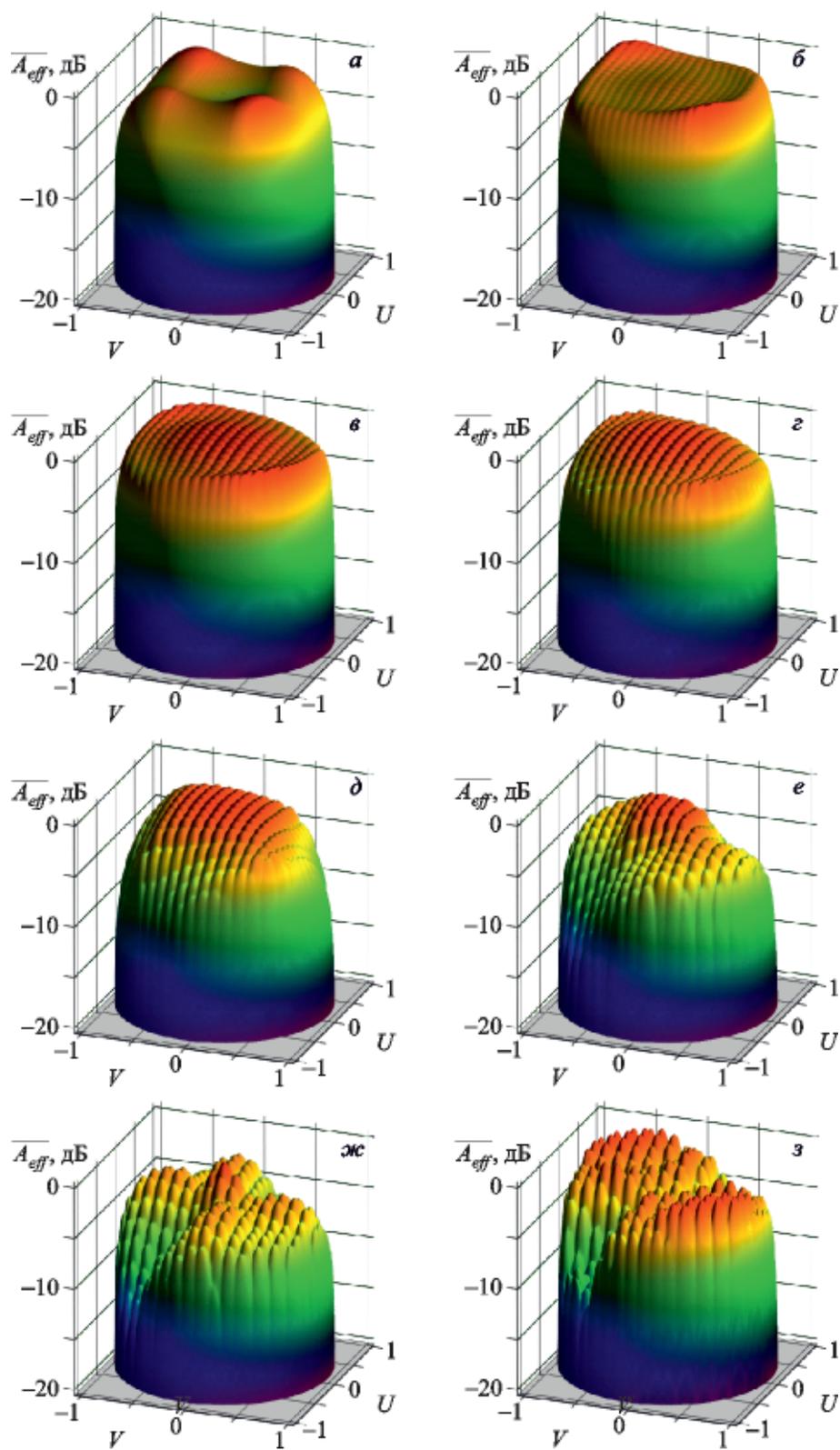


Рис. 5. Рельеф угловой зависимости нормированной эффективной площади $\overline{A_{eff}}(U, V)$ секции АФАР на частотах: 10 МГц (а); 20 МГц (б); 30 МГц (в); 40 МГц (г); 50 МГц (д); 60 МГц (е); 70 МГц (ж); 80 МГц (з)

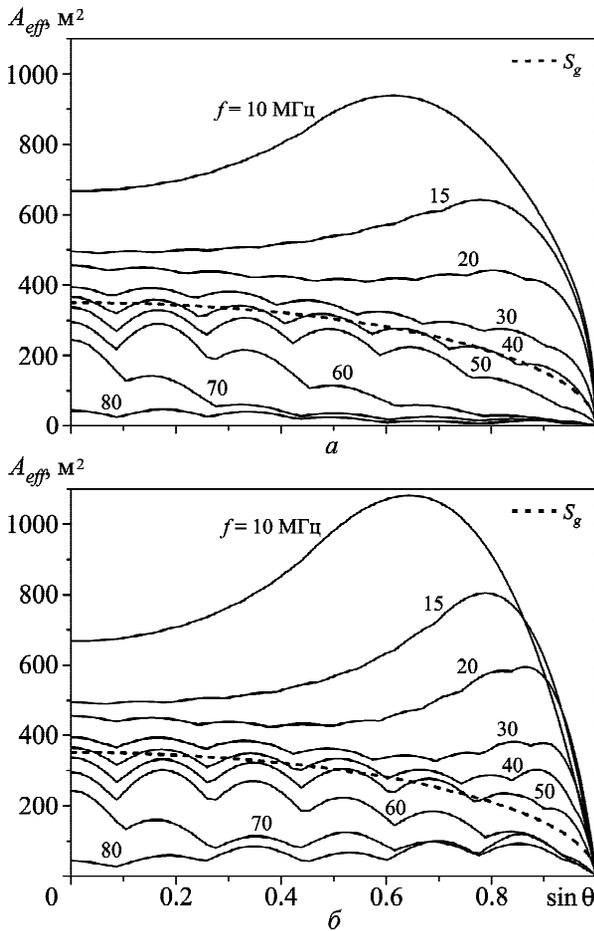


Рис. 6. Угловые зависимости эффективной площади секции АФАР ГУРТ в диапазоне частот 10 ÷ 80 МГц в плоскости E (а) и в плоскости H (б)

чем это падение тем быстрее, чем ближе направление θ прихода плоской волны к горизонту.

Эффективная площадь является важным параметром АФАР, позволяющим оценить мощность, отбираемую ею у плоской волны. Однако для того чтобы найти мощность, отдаваемую АФАР в нагрузку, необходимо знать еще один ее параметр – $\kappa_{p,q}$. Поэтому на рис. 7 показана частотная зависимость максимального значения КП АФАР $\kappa_{\max}(f) = \max\{\kappa_{p,q}\}$ на множестве (p, q) , принадлежащем области реальных углов, а для сравнения с ней показана зависимость $\kappa_1(f)$ одиночного активного элемента.

Проанализируем сначала частотную зависимость КП κ_1 одиночного элемента АФАР, который в пределах обозначенного диапазона частот изменяется в достаточно больших пределах, от -20 до 17 дБ. Такое его поведение обуслов-

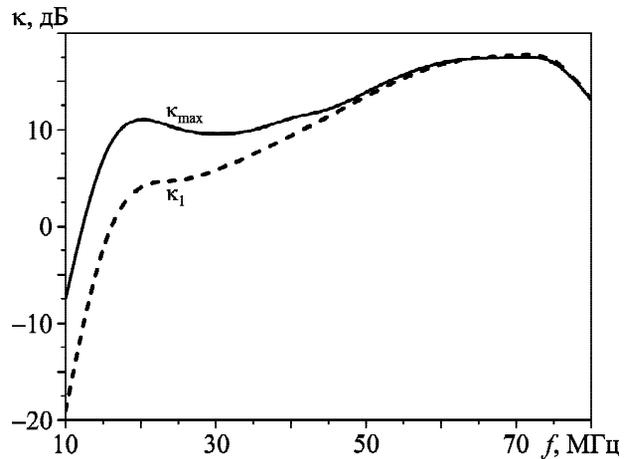


Рис. 7. Частотные зависимости максимального КП κ_{\max} секции АФАР и КП κ_1 ее одиночного элемента

ливают сразу несколько факторов, входящих в (16) в качестве сомножителей. Два из них, КУ МШУ K_y и КПД фазовращателей η_ϕ , мало влияют на зависимость $\kappa_1(f)$, поскольку K_y не выходит за рамки (23.8 ± 0.12) дБ, а η_ϕ монотонно уменьшается от -1.2 дБ на 10 МГц до -4.1 дБ на 80 МГц. КПД диполя η_1 , входящий в (16) (см. рис. 8), также не оказывает решающего влияния на $\kappa_1(f)$ в большей части диапазона частот (от 30 до 80 МГц), поскольку изменяется в небольших пределах, от -2 до -1.5 дБ, зато с уменьшением частоты до 10 МГц он падает до -10.2 дБ, что уже заметно сказывается на уровне κ_1 . Наибольшее влияние на частотную зависимость КП $\kappa_1(f)$ оказывает коэффициент импедансного рассогласования МШУ и диполя χ_1 , который на 17 МГц равен -11.5 дБ, с ростом

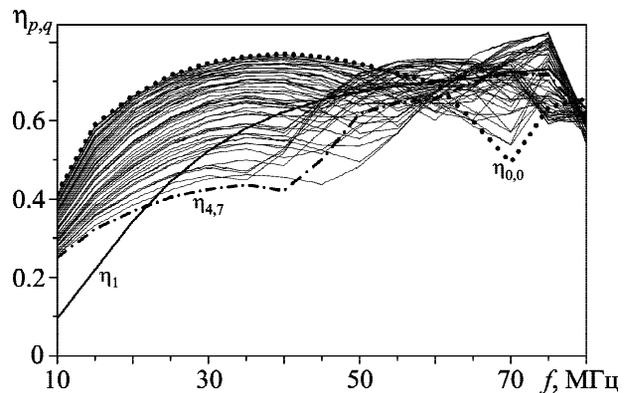


Рис. 8. Частотные зависимости КПД $\eta_{p,q}$ антенной решетки при всех положениях ее луча и КПД одиночного диполя η_1

частоты он увеличивается, достигая максимума -0.5 дБ вблизи 75 МГц, и резко падает с уменьшением частоты, достигая минимума -31.3 дБ на 10 МГц. Такой завал χ_1 на нижних частотах вполне естественен, поскольку здесь импедансы МШУ и диполя действительно сильно разнятся [5].

График частотной зависимости КП $\kappa_{\max}(f)$ секции АФАР (рис. 7) по форме во многом повторяет график зависимости $\kappa_1(f)$, а на частотах выше 50 МГц они практически совпадают, что объясняется заметным ослаблением взаимных связей между элементами решетки с повышением частоты [20]. Напротив, усиление этих связей с понижением частоты приводит к заметному повышению КП секции АФАР по отношению к КП ее элемента за счет улучшения согласования диполей с МШУ и увеличения их КПД.

Последнее утверждение иллюстрируется графиками зависимостей КПД решетки излучателей от частоты, которые рассчитаны для всех положений луча АФАР с шагом 5 МГц и приведены на рис. 8. На этом рисунке видно, что на частотах ниже 20 МГц КПД решетки диполей при всех положениях луча АФАР оказывается больше, чем КПД одиночного диполя. При этом наибольшее значение имеет КП $\kappa_{0,0}$ АФАР, когда ее луч направлен в зенит, а наименьшие значения имеют $\kappa_{4,7}$, $\kappa_{7,4}$, $\kappa_{-4,-7}$ и $\kappa_{-7,-4}$, которые соответствуют лучам, максимально отклоненным от нормали (рис. 3). На частотах от 40 до 80 МГц взаимные связи в решетке заметно ослабевают по сравнению с их состоянием на 10 МГц, и поэтому значение КПД АФАР, усредненное по всем лучам, достаточно хорошо совпадает с КПД одиночного диполя.

Мы уже отмечали, что все параметры АФАР изменяются при переключении луча из одного положения в другое. Это в полной мере относится и к ее КП $\kappa_{p,q}$, который зависит от комбинации индексов (p, q) , указывающих направление фазирования луча решетки. На рис. 9 показан разброс КП для всех лучей АФАР относительно ее центрального луча $\Delta\kappa_{p,q}(f) = \kappa_{p,q}(f)/\kappa_{0,0}(f)$.

Из графиков, приведенных на этом рисунке, следует, что на частотах до 40 МГц наибольший КП имеет АФАР, луч которой направлен в зенит. При отклонении луча от нормали $\kappa_{p,q}$ падает, достигая минимума, как и КПД решетки (рис. 8), при максимально отклоненных лучах $(4,7)$, $(7,4)$,

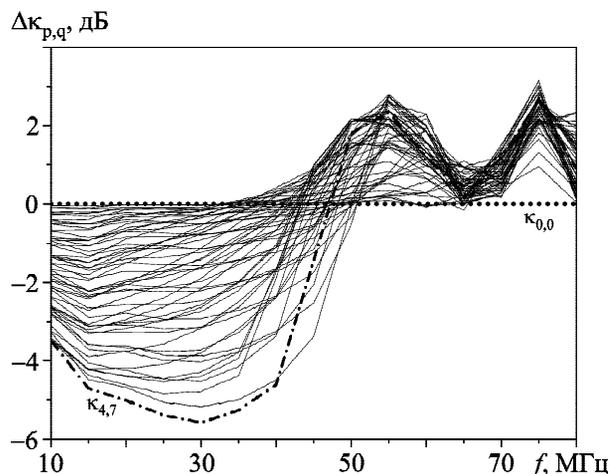


Рис. 9. Частотные зависимости разброса КП $\Delta\kappa_{p,q}(f)$ секции АФАР для всех положений ее луча

$(-4,-7)$, $(-7,-4)$. На частотах выше 50 МГц мы наблюдаем обратную картину: минимальный КП имеет АФАР, формирующая нормальный луч, а при отклонении луча от нормали в любом направлении КП растет. Из рис. 9 следует также, что в верхней половине данного диапазона частот разброс $\kappa_{p,q}$ заметно меньше, чем в нижней, что может быть объяснено уменьшением взаимодействия элементов в решетке с ростом частоты. Действительно, с ослаблением взаимных связей в решетке все КП АФАР $\kappa_{p,q}$ с разными (p, q) приближаются к КП одного элемента κ_1 и различия между ними становятся меньше.

Приведенные результаты численного анализа эффективной площади и КП секции АФАР позволяют оценить ее параметры во всем рабочем диапазоне частот при дискретном сканировании луча во всей верхней полусфере.

5. 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 ДН АФАР. Выполнен численный анализ эффективной площади и КП секции АФАР ГУРТ в широком диапазоне частот при дискретном перемещении ее луча во всей верхней полусфере. Показано, что с помощью предложенной модели и основанной на ней методике расчета можно эффективно выполнять анализ основных параметров сверхширокополос-

ной приемной АФАР с широкоугольным сканированием луча. Результаты представленной работы могут быть полезны не только специалистам по проектированию и исследованию параметров антенных решеток для радиотелескопов, но и широкому кругу разработчиков АФАР различного назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коноваленко А. А. Перспективы низкочастотной радиоастрономии // Радиофизика и радиоастрономия. – 2005. – Т. 10, спец. вып. – С. S86–S114.
2. De Vos M., Gunst A. W., and Nijboer R. The LOFAR Telescope: System Architecture and Signal Processing // IEEE Proc. – 2009. – Vol. 97, Is. 8. – P. 1421–1430.
3. Ellingson S. W., Clarke T. E., Cohen A., Craig J., Kassim N. E., Pihlstrom Y., Rickard L. J., and Taylor G. B. The Long Wavelength Array // IEEE Proc. – 2009. – Vol. 97, Is. 8. – P. 1431–1437.
4. Zarka P., Girard J. N., Tagger M., Denis L., Aghanim N., Alsac L., Arnaud M., Barth S., Boone F., Bosse S., Capayrou D., Capdessus C., Cecconi B., Charrier D., Coffre A., Cognard I., Combes F., Corbel S., Cornilleau-Wehrlin N., Cottet P., Dole H., Dumez-Vioui C., Falkovych I., Ferrari C., Floquet F., Garnier S., Georges G., Gond B., Gressier N., Griessmeier J.-M., Joly S., Konvalenko A., Lamy L., Lehnert M., Pommier M., Rucker H., Sandré P., Semelin B., Taffoureau C., Tasse C., Théas E., Theureau G., Tokarsky P., Van Driel W., Vimon J.-B., and Weber R. LSS/NENUFAR: The LOFAR Super Station Project in Nançay // In: Boissier S., de Laverny P., Nardetto N., Samadi R., Valls-Gabaud D., and Wozniak H., editors. SF2A 2012: Proc. of the Annual meeting of the French Society of Astronomy and Astrophysics. – 2012. – P. 687–694.
5. Konvalenko A. A., Falkovich I. S., Gridin A. A., Tokarsky P. L., and Yerin S. N. UWB active antenna array for low frequency radio astronomy // Proc. of the VI-th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS'12). – Sevastopol (Ukraine), – 2012. – P. 39–43.
6. Брауде С. Я., Мень А. В., Содин Л. Г. Радиотелескоп декаметрового диапазона волн УТР-2 // Антенны. – М.: Связь. – 1978. – Вып. 26. – С. 3–15.
7. Ellingson S. W., Simonetti J. H., and Patterson C. D. Design and Evaluation of an Active Antenna for a 29–47 MHz Radio Telescope Array // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2007. – Vol. 55, No. 3. – P. 826–831.
8. Ellingson S. W. Sensitivity of Antenna Arrays for Long-Wavelength Radio Astronomy // IEEE Trans. Antennas Propag. – 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 Propag. – 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. Диагностический 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. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. – М.: Радиотехника, 2015. – 144 с.
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. – Харьков: ХНУРЕ. – 2006. – Вып. 146. – С. 156–170.
14. Leventhal R. G. and Green L. Semiconductors Modeling: For Simulating Signal, Power, and Electromagnetic Integrity. – New York, NY: Springer, 2006. – 766 p.
15. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ. – М.: Высшая Школа, 1981. – 295 с.
16. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
17. IEEE standard definitions of terms for antennas, IEEE Standard 145. – 1993. – 28 p.
18. Burke G. J. and Poggio A. G. Numerical Electromagnetic Code (NEC) Pt. II. Program Description-Code. – Lawrence, Ca: Lawrence Livermore National Laboratory, UCID-18834, 1981. – 81 p.
19. Tokarsky P. L. and Yerin S. N. A Multiport Approach to Modeling of Phased Antenna Array for Radio Astronomy // Proc. of the 43th European Microwave Conference (EuMC 2013), 6–11 October 2013. – Nuremberg (Germany) – 2013. – P. 1651–1654.
20. Ерин С. Н., Токарский П. Л. Анализ взаимных связей между антеннами, используемыми в качестве элементов фазированной антенной решетки радиотелескопа декаметрового диапазона волн // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – Харьков: ХНУРЕ. – 2013. – Вып. 173. – С. 23–30.

П. Л. Токарський, О. О. Коноваленко, С. М. Єрін

Радиоастрономічний інститут НАН України,
вул. Червонопрапорна, 4, м. Харків, 61002, Україна

АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ АКТИВНОЇ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ РАДІОТЕЛЕСКОПУ ГУРТ

Надаються методика розрахунку та результати числового аналізу параметрів активної фазованої антенної решітки (АФАР) Гігантського українського радіотелескопу (ГУРТ) декаметрового та метрового діапазонів хвиль, що наразі споруджується поблизу м. Харкова на території Радіоастрономічної обсерваторії ім. С. Я. Брауде Радіоастрономічного інституту Національної академії наук України. Методика базується на матричній теорії антенних решіток, що поєднує електродинамічний підхід до аналізу решітки випромінювачів з методами теорії багатополосників НВЧ для опису фідерної схеми АФАР. Наведені та проаналізовані результати числового розрахунку ефективної площі АФАР та коефіцієнту передачі, що в разі пасивної ФАР асоціюється з ККД, у широкому секторі сканування променя в діапазоні частот $10 \div 80$ МГц.

P. L. Tokarsky, A. A. Konovalenko, and S. N. Yerin

Institute of Radio Astronomy,
National Academy of Sciences of Ukraine,
4, Chervonopraporna St., Kharkiv, 61002, Ukraine

ANALYSIS OF ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAY
PARAMETERS FOR THE GURT RADIO TELESCOPE

The calculation technique results of numerical analysis of parameters of active phased antenna array (APAA) of the Giant Ukrainian Radio Telescope (GURT) of decameter and meter wavelengths which is being built now nearby Kharkiv at the area

of S. Ya. Braude Radio Astronomy Observatory of the Institute of Radio Astronomy of the National Academy of Sciences of Ukraine are presented. The technique is based on the matrix theory of antenna arrays which combines an electromagnetic approach to analysis of radiators array with the methods of microwave multiport theory for the APAA feed network description. The results of numerical calculation of the APAA effective area and its gain, which in case of passive array is associated with its efficiency, are given and analyzed for a wide scan range within 10 to 80 MHz.

Статья поступила в редакцию 30.04.2015