

АНТЕННЫ, ВОЛНОВОДНАЯ И КВАЗИОПТИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

УДК 520.272.2:
621.396.674

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

PACS number: 84.40.Ba

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

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ЭЛЕМЕНТА АКТИВНОЙ ФАР РАДИОТЕЛЕСКОПА ГУРТ

Предмет и цель работы: теоретические и экспериментальные исследования чувствительности по критерию сигнал/шум активной антенны, используемой в качестве элемента ФАР радиотелескопа нового поколения ГУРТ.

Методы и методология работы: Предложена математическая модель активной антенны и изложена методика ее применения для расчета чувствительности элемента активной ФАР.

Результаты работы: Выполнены численные и экспериментальные исследования температур внешнего и внутреннего шумов на выходе элемента активной ФАР радиотелескопа ГУРТ, а также оценена его чувствительность в широком диапазоне частот от 10 до 80 МГц.

Заключение: Полученное совпадение результатов расчета и эксперимента указывает на корректность предложенной методики численного анализа чувствительности активных антенн, а результаты исследований элемента ФАР подтверждают возможность его эффективного использования при построении антенной системы радиотелескопа ГУРТ.

Ключевые слова: радиотелескоп, фазированная антенная решетка, активная антенна, отношение сигнал/шум

1. Введение

Чувствительность является одной из важнейших характеристик радиотелескопа, поскольку он принимает радиоволны сверхнизкой интенсивности. Исследованиям чувствительности радиотелескопов всегда уделялось большое внимание [1], однако в последнее время в связи с созданием низкочастотных радиотелескопов нового поколения с активными фазированными антенными решетками (АФАР) [2–5] интерес к ним заметно усилился [6–8]. Известно [8], что параметры всей АФАР во многом определяются параметрами ее элемента, поэтому тщательное изучение его характеристик является очень важной задачей. В настоящей работе проведено исследование чувствительности по критерию сигнал/шум активной антенны, которая используется в качестве элемента радиотелескопа нового поколения ГУРТ. Изложена методика расче-

та чувствительности активной антенны, в основе которой лежит компьютерное моделирование отдельных ее узлов и антенны в целом, а также приведены результаты численных расчетов, которые сравниваются с результатами экспериментов.

2. Модель активной антенны

Рассмотрим приемную активную антенну (рис. 1, а), состоящую из диполя и подключенного к его клеммам маломощного усилителя (МШУ), выход которого нагружен на линию передачи с волновым сопротивлением Z_w .

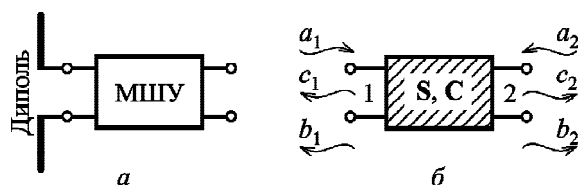


Рис. 1. Представление активной антенны (а) четырехполюсником (б)

© П. Л. Токарский, А. А. Коноваленко, С. Н. Ерин,
И. Н. Бубнов, 2016

Поставим в соответствие активной антенне шумящий четырехполосник (рис. 1, б), уравнение которого имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= S_{11}\dot{a}_1 + S_{12}\dot{a}_2 + \dot{c}_1, \\ \dot{b}_2 &= S_{21}\dot{a}_1 + S_{22}\dot{a}_2 + \dot{c}_2, \end{aligned} \quad (1)$$

где S_{mn} ($m, n = 1, 2$) – элементы матрицы рассеяния четырехполосника; \dot{a}_1 , \dot{a}_2 и \dot{b}_1 , \dot{b}_2 – комплексные нормированные амплитуды гармонических падающих и отраженных волн на его входе и выходе, показанные на рис. 1, б; \dot{c}_1 , \dot{c}_2 – комплексные амплитуды исходящих из четырехполосника шумовых волн, источники которых находятся внутри активной антенны, их среднее значение $\overline{\dot{c}_{1,2}} = 0$, а спектральные плотности характеризуются ковариационной матрицей

$$C = \begin{pmatrix} \overline{\dot{c}_1 \dot{c}_1^*} & \overline{\dot{c}_1 \dot{c}_2^*} \\ \overline{\dot{c}_2 \dot{c}_1^*} & \overline{\dot{c}_2 \dot{c}_2^*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Будем полагать, что рассматриваемая антенна возбуждается плоской электромагнитной волной, распространяющейся в свободном пространстве и приходящей из направления (θ, φ) . Будем также считать, что поляризация плоской волны согласована с поляризацией диполя. В таком случае амплитуду \dot{a}_1 бегущей в линии передачи волны в сечении входных клемм четырехполосника (рис. 1, б) можно найти как [9]:

$$\dot{a}_1 = -j\lambda \frac{\dot{E}^i}{\sqrt{2Z_0}} \sqrt{\frac{D_m}{4\pi}} F(\theta, \varphi),$$

где \dot{E}^i – амплитуда напряженности электрического поля плоской электромагнитной волны, λ – длина волны в свободном пространстве, Z_0 – характеристическое сопротивление свободного пространства, $F(\theta, \varphi)$ – нормированная диаграмма направленности диполя, а D_m и $A_{em} = D_m \lambda^2 / 4\pi$ – его коэффициент направленного действия и эффективная площадь в направлении максимума главного луча.

В этом случае мощность сигнала P_2 на выходе четырехполосника, которую он отдает в согласованную нагрузку, легко определяется из (1) и равна

$$P_2 = |\dot{b}_2|^2 = |S_{21}|^2 |\dot{a}_1|^2 = \kappa P_1, \quad (3)$$

где

$$P_1 = |\dot{a}_1|^2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_m \frac{|\dot{E}^i|^2}{2Z_0} |F(\theta, \varphi)|^2 = W^i A_{em} |F(\theta, \varphi)|^2,$$

$W^i = \frac{|\dot{E}^i|^2}{2Z_0}$ – плотность потока мощности плоской электромагнитной волны.

Остановимся на физическом смысле коэффициента $\kappa = |S_{21}|^2$, входящего в выражение (3). С формальной точки зрения κ – это коэффициент передачи по мощности, $\kappa = P_2/P_1$, четырехполосника, эквивалентного активной антенне. Здесь P_1 – мощность плоской волны, проходящая через апертуру, равновеликую эффективной площади диполя $A_e(\theta, \varphi)$, т. е. это та мощность, которую могла бы быть передана диполем в идеально согласованную с ним нагрузку в случае отсутствия в нем потерь. Следовательно, коэффициент κ – это коэффициент передачи по мощности активной антенны, который численно оценивает преобразование мощности, перехватываемой у возбуждающей ее электромагнитной волны, в выходную мощность, отдаваемую ею в согласованную нагрузку.

Мощность собственного шума P_{2int} на выходе активной антенны согласно (2) равна

$$P_{2int} = \Delta f C_{22}, \quad (4)$$

где Δf – ширина полосы частот приемника ($\Delta f \ll f$).

Мощности шума P_{2int} можно поставить в соответствие температуру шума T_{2int} : $P_{2int} = k_B \Delta f T_{2int}$, – которая согласно (4) будет равна $T_{2int} = C_{22}/k_B$, где k_B – постоянная Больцмана.

Из равенств (3)–(4) следует, что для оценки мощностей сигнала P_2 и собственного шума P_{2int} на выходе активной антенны требуется знать только два параметра четырехполосника: S_{21} и C_{22} . Определим эти параметры, для чего представим четырехполосник (рис. 1, б), эквивалентный всей активной антенне, в виде каскадного соединения двух четырехполосников (рис. 2), один из которых (I) поставим в соответствие диполю, а второй (II) – МШУ.

Будем полагать, что оба эти четырехполосника являются линейными и описываются матрицами рассеяния S' и S'' соответственно, кроме того они содержат в себе источники флук-

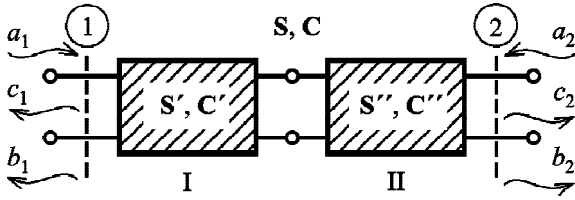


Рис. 2. Декомпозиция четырехполюсника, эквивалентного активной антенне (рис. 1, б)

туационных шумов, которые мы будем характеризовать ковариационными матрицами спектральных плотностей шумовых волн C' и C'' . Найдем все эти матрицы, и начнем с матрицы рассеяния S' четырехполюсника I (рис. 2), соответствующего диполю. Для этого воспользуемся матричной теорией антенных решеток, изложенной в [10], где приведено выражение для расчета матрицы рассеяния N -элементной решетки:

$$S^{AP} = S' = \begin{pmatrix} -J^{-1}AJ_t^{-1} + J_t^*J_t^{-1} & J^{-1}A \\ AJ_t^{-1} & E - A \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где $A = 2(z + E)^{-1}$, z – нормированная матрица импедансов антенной решетки; E – единичная матрица; J – ортогонализирующая матрица токов, определяемая из матричного уравнения $JJ_t^* = r_\Sigma^{-1}$, r_Σ – нормированная матрица сопротивлений излучения антенной решетки.

Для одиночного диполя $J^{-1} = \sqrt{r_\Sigma}$, и выражение (5) для него приобретает следующий вид:

$$S' = \frac{1}{z+1} \begin{pmatrix} z+1-2r_\Sigma & 2\sqrt{r_\Sigma} \\ 2\sqrt{r_\Sigma} & z-1 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

где $z = r + jx = r_\Sigma + r_d + jx$ – входное сопротивление диполя, нормированное относительно волнового сопротивления линии передачи $z = Z/Z_w$ и представленное в виде суммы нормированных сопротивлений излучения r_Σ , сопротивления потерь r_d и реактанса x .

Наличие шумов в диполе может быть обусловлено присутствием омических потерь энергии как в нем, так и в близлежащей земле с неидеальной проводимостью. Все эти потери в диполе отражены в его матрице рассеяния S' , поэтому его ковариационная матрица C' может быть определена с помощью следующего выражения [10]:

$$C' = k_B T_0 (E - S'S_t^*) = k_B T_0 \frac{4r_d}{|z+1|^2} \begin{pmatrix} r_\Sigma & -\sqrt{r_\Sigma} \\ -\sqrt{r_\Sigma} & 1 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где T_0 – температура окружающего пространства, К.

Четырехполюсник II (рис. 2) представляет собой линейный усилитель на биполярных транзисторах, принципиальную электрическую схему которого будем считать известной, поэтому матрицы S'' и C'' , описывающие его параметры, легко определить, используя известные программы компьютерного схемотехнического моделирования (см., например, [11]).

Теперь, считая, что все матрицы, описывающие параметры четырехполюсников I и II (рис. 2), нам известны, несложно найти [12] матрицы S и C объединенного четырехполюсника (рис. 1, б), в которых нам понадобятся лишь параметры S_{21} и C_{22} :

$$S_{21} = \frac{S'_{21}S''_{21}}{1 - S'_{11}S''_{22}},$$

$$C_{22} = C''_{22} + \left| \frac{S'_{21}S''_{22}}{1 - S'_{11}S''_{22}} \right|^2 C''_{11} + 2 \operatorname{Re} \left(\frac{S'_{21}S''_{22}C''_{12}}{1 - S'_{11}S''_{22}} \right) + \left| \frac{S'_{21}}{1 - S'_{11}S''_{22}} \right|^2 C'_{22}. \quad (8)$$

Подставляя в них элементы матриц S' , C' из (6) и (7), находим

$$K = |S_{21}|^2 = \frac{r_\Sigma}{r} \frac{4r}{|z+1|^2} \frac{1 - |S'_{11}|^2}{\left| 1 - S'_{11} \frac{z-1}{z+1} \right|^2} \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} = \eta \chi K_P, \quad (9)$$

$$C_{22} = C''_{22} + \left| \frac{z-1}{z+1} K \right|^2 C''_{11} + 2 \operatorname{Re} \left(\frac{z-1}{z+1} K C''_{12} \right) + k_B T_0 \frac{4r_d}{|z+1|^2} |K|^2,$$

где $K = S'_{21}/(1 - S'_{11}S''_{22})$ – коэффициент передачи МШУ; $K_P = |S'_{21}|^2/(1 - |S'_{11}|^2)$ – коэффициент уси-

ления МШУ по мощности; $\eta = r_{\Sigma}/r$ – КПД диполя; χ – коэффициент рассогласования диполя с входом усилителя:

$$\chi = \frac{(1 - |S'_{22}|^2)(1 - |S''_{11}|^2)}{|1 - S''_{11}S'_{22}|^2} = \frac{4r}{|z + 1|^2} \frac{1 - |S''_{11}|^2}{\left|1 - S''_{11} \frac{z - 1}{z + 1}\right|^2},$$

который может принимать значения от 0 (полное рассогласование, когда вся мощность P_1 отражается от входа диполя, $|S''_{11}| = 1$, или усилителя, $|S'_{22}| = 1$) до 1 (идеальное согласование, наблюдаемое при $S''_{11} = S''_{22}$, когда вся мощность с выхода антенны подается на вход усилителя без отражений).

Из (9) следует, что коэффициент передачи активной антенны k является произведением трех сомножителей: КПД диполя η , коэффициента усиления МШУ K_p и коэффициента рассогласования χ , – т. е. он учитывает как ослабление сигнала за счет наличия потерь в диполе и его рассогласования с МШУ, так и его усиление последним.

3. Методика расчета отношения сигнал/шум активной антенны

Для оценки чувствительности рассматриваемой активной антенны нам необходимо также знать мощность шума, которую она принимает из внешнего пространства. Обычно считается [1], что источником этого шума служит фоновое галактическое излучение, которое является неполяризованным, а его плотность потока мощности подчиняется закону Релея–Джинса: $W_{sky} = 2k_B T_{sky} \Delta f / \lambda^2$. Здесь T_{sky} – яркостная температура неба, К, (будем считать, что она равномерно распределена по небесной сфере) которую можно рассчитать по известной формуле [13]

$$T_{sky} = 4 \cdot 10^5 (10^{-7} f)^{-2.56}.$$

На это шумовое излучение диполь реагирует, как на внешний сигнал, поэтому для расчета мощности внешнего шума P_{2ext} на выходе приемной активной антенны, можно воспользоваться формулой (3), помня при этом, что шумовое излучение приходит не от дискретного источника, а от источника, распределенного по всей небесной сфере:

$$\begin{aligned} P_{2ext} &= \frac{1}{2} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} W_{sky} \frac{\lambda^2}{4\pi} \kappa D_m |F(\theta, \varphi)|^2 d\theta d\varphi = \\ &= \frac{1}{2} \frac{2k_B T_{sky} \Delta f}{\lambda^2} \lambda^2 \kappa D_m \frac{1}{4\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} |F(\theta, \varphi)|^2 d\theta d\varphi = \\ &= k_B \Delta f T_{sky} \kappa. \end{aligned} \quad (10)$$

Стоящий здесь перед знаком интеграла множитель $1/2$ указывает на то, что диполь взаимодействует только с половиной потока мощности неполяризованного внешнего шума. Кроме того, при выводе конечной формулы (10) использовано известное соотношение [14]

$$D_m = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} |F(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}.$$

Мощность внешнего шума на выходе активной антенны P_{2ext} можно выразить через соответствующую ей шумовую температуру T_{2ext} :

$$P_{2ext} = k_B \Delta f T_{sky} \kappa = k_B \Delta f T_{2ext},$$

и получить для ее расчета простую формулу

$$T_{2ext} = \kappa T_{sky},$$

из которой следует, что температура внешнего шума на выходе приемной активной антенны зависит только от одного ее параметра – коэффициента передачи κ , и не зависит ни от каких других ее параметров.

Полная температура шума T_{2sys} на выходе активной антенны определяется суммой $T_{2sys} = T_{2ext} + T_{2int}$. Теперь, зная T_{2sys} , мы можем найти искомое выражение для расчета отношения сигнал/шум на выходе исследуемой антенны, которое для максимума ДН антенны будет иметь вид

$$\text{SNR} = \frac{P_2}{P_{2sys}} = \frac{W^i}{k_B \Delta f} \mu,$$

где μ – параметр [6], характеризующий чувствительность антенны и не зависящий от интенсивности поля возбуждающей ее плоской волны:

$$\mu = \frac{\kappa A_e}{T_{2sys}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{D_m}{T_{sky} + C_{22}/(k_B \kappa)}. \quad (11)$$

Традиционным методом повышения чувствительности активной антенны по критерию сигнал/шум является снижение ее собственной шумовой температуры T_{2int} , однако здесь есть свой предел, который достигается при $T_{2int} = 0$:

$$\mu_{\max} = \frac{\kappa A_e}{T_{2ext}} = \frac{\lambda^2 D_m}{4\pi T_{2ext}}. \quad (12)$$

Заметим, что в (12) не входит коэффициент передачи к активной антенны, поэтому SNR_{\max} нельзя повысить ни за счет увеличения коэффициента усиления МШУ, ни за счет улучшения согласования его с диполем.

4. Численные исследования температуры шума и отношения сигнал/шум на выходе элемента АФАР ГУРТ

Приведенная методика оценки чувствительности активных антенн была использована при исследованиях характеристик элемента АФАР радиотелескопа ГУРТ [5].

Параметры диполя, необходимые для расчета SNR, вычислялись методом электродинамического моделирования с помощью программы 4NEC2X [15], позволяющей корректно учесть сложную конструкцию диполя и параметры подстилающей земли. Параметры усилителя рассчитывались по его принципиальной электрической схеме, приведенной в [5], с помощью одной из версий программы Microwave Office [11].

Частотные зависимости параметров μ и μ_{\max} , характеризующие чувствительность элемента АФАР ГУРТ, рассчитаны по формулам (11) и (12) и показаны на рис. 3 сплошной и пунктирной линиями соответственно.

Глядя на этот рисунок, можно сделать вывод, что в большей части рабочего диапазона частот (16 ÷ 77 МГц) собственные шумы элемента незначительно снижают его чувствительность, поскольку разность между μ и μ_{\max} весьма небольшая (менее 1 дБ). И только вблизи нижней рабочей частоты разница между SNR и SNR_{\max} становится достаточно ощутимой (до 6.5 дБ на 10 МГц), что обусловлено появлением здесь заметного рассогласования усилителя с диполем.

На следующем графике, показанном на рис. 4, можно детально проследить частотный ход температур собственного T_{2int} (сплошная линия) и внешнего T_{2ext} (пунктирная линия) шума на выхо-

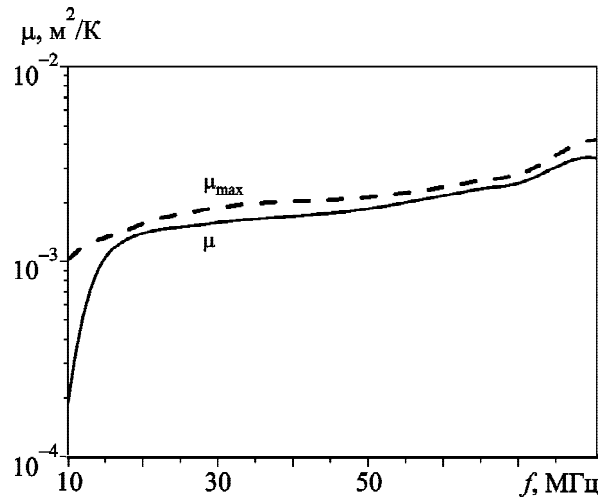


Рис. 3. Зависимость μ и μ_{\max} на выходе элемента АФАР ГУРТ от частоты

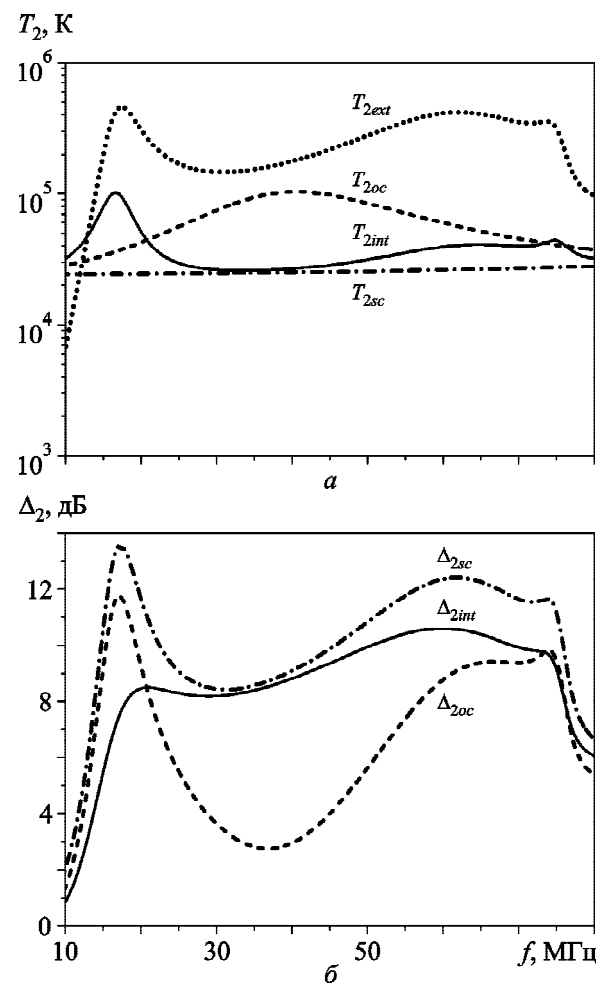


Рис. 4. Частотные зависимости температур шума T_2 (а) на выходе элемента АФАР ГУРТ и соответствующих превышений Δ_2 (б)

де элемента АФАР ГУРТ. Здесь же для сравнения приведены графики частотных зависимостей температур шума на выходе МШУ при разомкнутом T_{2oc} (штриховая линия) и короткозамкнутым T_{2sc} (штрих-пунктирная линия) его входе, которые характеризуют его шумовые свойства в граничных режимах его работы и легко поддаются измерению. Эти температуры шума нетрудно найти из соотношения: $T_{2(oc,sc)} = C_{2(oc,sc)} / k_B$, а $C_{oc,sc}$ легко получить из (8), положив $C'_{22} = 0$ и $S'_{22} = \pm 1$, в результате чего расчетная формула приобретает вид:

$$C_{2(oc,sc)} = C''_{22} + \left| \frac{S''_{21}}{1 \mp S''_{11}} \right|^2 C''_{11} \pm 2 \operatorname{Re} \left(\frac{S''_{21}}{1 \mp S''_{11}} C''_{12} \right),$$

где верхний знак соответствует режиму холостого хода (*oc*), а нижний – режиму короткого замыкания (*sc*).

Из графиков, приведенных на рис. 4, *a*, следует, что внешняя шумовая температура T_{2ext} превышает T_{2int} , T_{2sc} и T_{2oc} почти во всем рабочем диапазоне частот (за исключением участка шириной в 2 МГц вблизи нижней границы). Кроме того, во всем диапазоне частот температура шума МШУ с короткозамкнутым входом T_{2sc} меньше, чем с разомкнутым T_{2oc} , а температура шума T_{2int} , соответствующая штатному режиму работы элемента АФАР, в большей части рабочего диапазона частот (21 ÷ 80 МГц) лежит между ними. Дополнительную информацию о структуре шумовой температуры на выходе элемента АФАР можно полу-

чить из рис. 4, *б*, где показаны превышения температуры шума системы T_{2sys} над T_{2int} , T_{2sc} и T_{2oc} : $\Delta_{2(int,oc,sc)} = 10 \lg(T_{2sys} / T_{2(int,oc,sc)})$. На этом рисунке видно, что расчетные значения Δ_{2int} в широком диапазоне частот (18 ÷ 76 МГц) не опускаются ниже 8 дБ, достигая максимума $\Delta_{2int \max} = 10.55$ дБ на частоте 60 МГц.

5. Сравнение результатов расчета и эксперимента

Для проверки корректности выполненных расчетов были проведены экспериментальные исследования шумовой температуры элемента АФАР ГУРТ. На рис. 5 показана функциональная схема полного высокочастотного тракта, состоящего из элемента АФАР ГУРТ, фидера и приемника АDR (Advanced digital receiver) [16], сопряженного с компьютером. Диполь и МШУ, стоящие до сечения 2 (того же, что и на рис. 2), относятся к элементу АФАР, а все устройства, включенные в тракт между сечениями 2 и 3 (кабели, фазовращатель ФВ, усилители, фильтры и пр.) – к фидеру.

При проведении экспериментов был взят один из элементов субрешетки АФАР ГУРТ, а остальные ее элементы были отключены от фидерной схемы. В штатном режиме работы приемник фиксировал системную шумовую температуру $T_{3sys} = T_{3ext} + T_{3int}$, где $T_{3ext} = T_{2ext} K_F$ и $T_{3int} = T_{2int} K_F + T_F + T_{ADR}$, K_F – коэффициент передачи фидера по мощности, T_F и T_{ADR} – температуры шума фидера и приемника соответственно, приведенные к сечению 3.

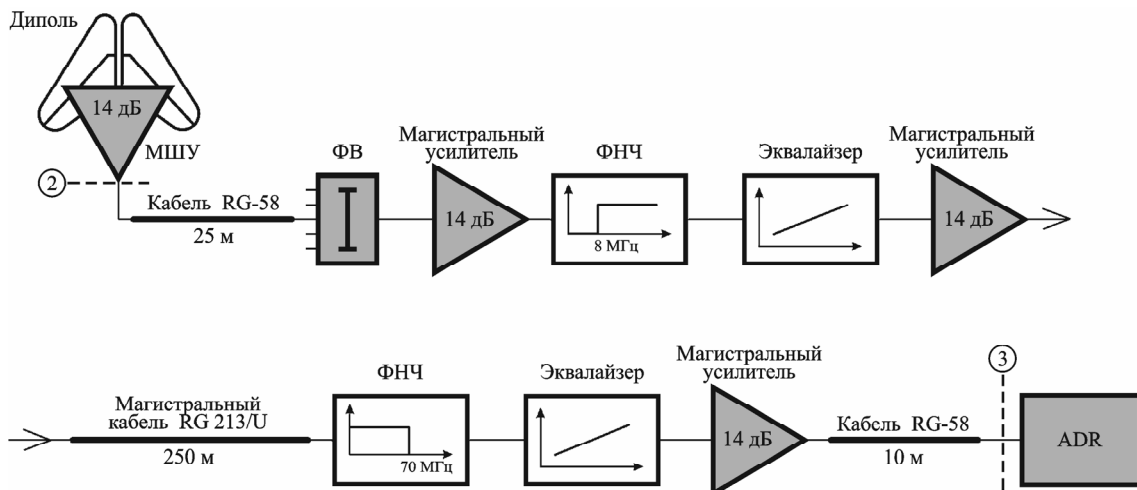


Рис. 5. Функциональная схема высокочастотного тракта АФАР ГУРТ

Выделить T_{3int} или T_{3ext} по отдельности из измеренного значения T_{3sys} практически невозможно, поскольку для этого потребовалось бы “выключить” либо источники собственных шумов элемента АФАР, либо источники внешнего шума. Первый способ отпадает по понятным причинам. Исключить внешние шумы при измерениях в принципе возможно, однако также практически нереально, так как для этого потребовалось бы поместить диполь в своеобразную безэховую камеру весьма больших размеров (учитывая наибольшую в рабочем диапазоне длину волны 30 м), которая должна была бы изолировать диполь от внешнего излучения, не искажая при этом воздействие почвы на его параметры. Еще один возможный способ устранения внешних шумов из схемы измерения состоит в замене диполя его эквивалентом – некоторым пассивным двухполюсником, импеданс которого совпадает с импедансом диполя. Однако этот вариант также не представляет особого интереса как из-за трудности реализации такого эквивалента в широком диапазоне частот, так и из-за того, что такая замена искажает структуру собственных шумов активной антенны. Действительно, в этом случае не только исключаются из схемы измерения важные источники шумов, находящиеся в самом диполе и в близлежащей к нему земле, но еще и добавляются посторонние источники шума, содержащиеся в эквиваленте. Поэтому более целесообразно оценивать собственные шумы элемента АФАР ГУРТ в режимах холостого хода и короткого замыкания на входе МШУ, которые легко реализуются и полностью исключают появление в высокочастотном тракте как внешнего шума, так и каких-либо посторонних шумов. Соответствующие им температуры шума легко поддаются и измерениям, и расчетам, что позволяет оценивать корректность результатов последних.

На рис. 6, а представлены частотные зависимости тех же шумовых температур, что и на рис. 4, а, но пересчитанных к входу приемника (сечению 3). Сравнивая эти рисунки, нетрудно проследить, как трансформировались частотные характеристики составляющих температуры шума элемента АФАР ГУРТ при переносе точки отсчета из сечения 2 в сечение 3 (рис. 5).

На рис. 6, б показаны частотные зависимости превышений Δ_3 системной шумовой температуры T_{3sys} над температурами шума T_{3int} , T_{3oc}

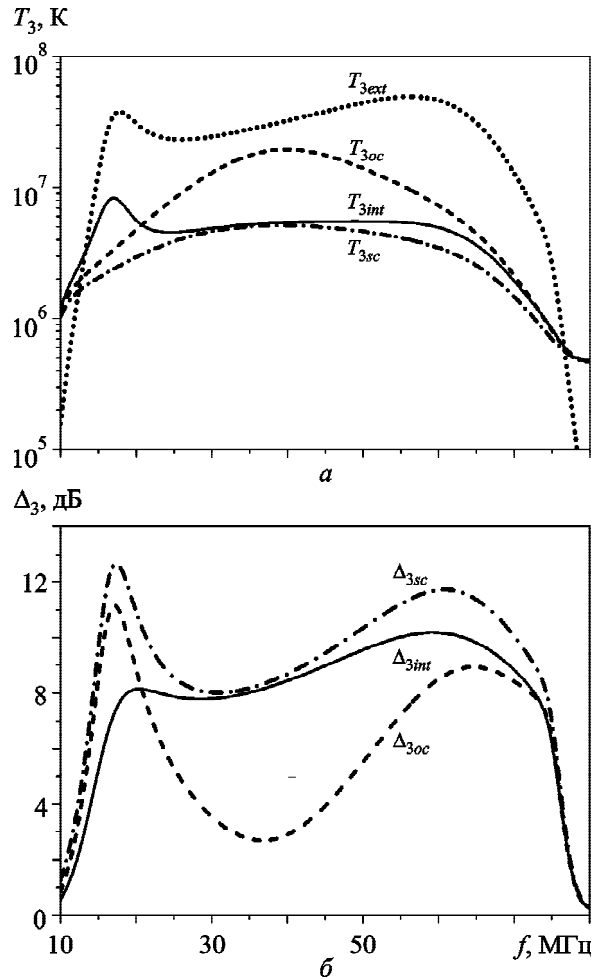


Рис. 6. Частотные зависимости шумовых температур T_{3ext} , T_{3int} , T_{3oc} и T_{3sc} (а) на входе приемника и соответствующих превышений Δ_3 , Δ_{3oc} и Δ_{3sc} (б)

и T_{3sc} на входе приемника. Нетрудно видеть, что вплоть до частоты 70 МГц они повторяют поведение аналогичных зависимостей $\Delta_2(f)$ на рис. 4, б, построенных для сечения 2. Так, например, разница между Δ_2 и Δ_3 в подавляющей части диапазона, от 10 до 60 МГц, не превосходит 0.5 дБ, и только к 70 МГц возрастает до 1 дБ. Однако после частоты 70 МГц, совпадающей с частотой среза фильтра низких частот (ФНЧ), включенного в фидер (рис. 5), все Δ_3 по понятным причинам начинают резко падать, стремясь в пределе к нулю.

На рис. 7 показаны результаты расчета и результаты измерений нормированных шумовых температур \tilde{T}_{3sys} , \tilde{T}_{3oc} и \tilde{T}_{3sc} на входе приемника. Нормировка этих температур выполнялась по правилу:

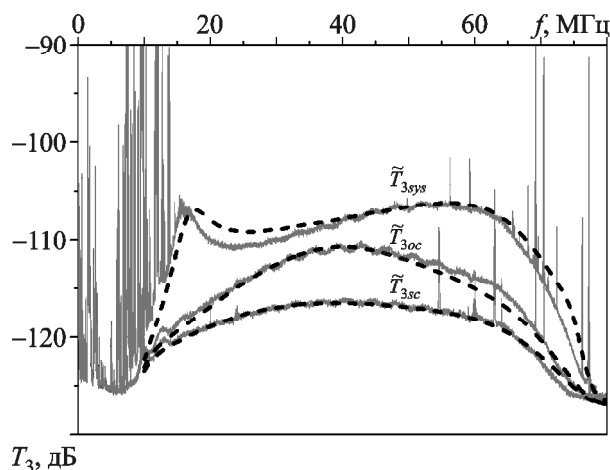


Рис. 7. Нормированные температуры шума \tilde{T}_{3sys} , \tilde{T}_{3oc} и \tilde{T}_{3sc} на входе приемника: сплошные линии – расчет, штриховые линии – эксперимент

$$\tilde{T}_{3(sys,oc,sc)} = 10 \lg(T_{3(sys,oc,sc)} / T_{ADR}) + \tilde{T}_{ADR},$$

где $\tilde{T}_{ADR} = -127$ дБ – “нулевой” уровень, выставленный при калибровке приемника, когда на его вход ничего не подается извне и $T_{3sys} = T_{ADR}$; другими словами, \tilde{T}_{ADR} – это уровень отклика приемника на собственный шум (T_{ADR}).

Графики, приведенные на рис. 7, свидетельствуют о хорошем совпадении результатов расчета шумовых температур \tilde{T}_{3sys} , \tilde{T}_{3oc} и \tilde{T}_{3sc} с результатами измерений, что дает право быть уверенными в корректности предложенной методики оценки чувствительности активных антенн и в высокой точности получаемых с ее помощью результатов.

6. Выводы

Предложена математическая модель активной приемной антенны, используемой в качестве элемента АФАР радиотелескопа ГУРТ, которая позволяет корректно рассчитывать ее энергетические и шумовые характеристики в широком диапазоне частот. Модель базируется на матричной теории антенных решеток, теории шумящих многополюсников и методе моментов, применяемом в теории проволочных антенн и рассеивателей. Получены соотношения для расчета мощностей сигнала и шума в нагрузке активной антенны, позволяющие оценивать чувствительность антенны по критерию сигнал/шум.

Выполнены численные исследования зависимости температуры внешних и температуры

собственных шумов на выходе элемента АФАР ГУРТ от частоты, которые показали, что во всем его рабочем диапазоне частот собственные шумы элемента вносят заметно меньший вклад в суммарный шум системы (за исключением небольшого участка 10 ÷ 16 МГц), чем внешние, поэтому слабо влияют на его чувствительность. Для проверки результатов численного моделирования проведены натурные измерения температуры шума элемента АФАР, которые подтвердили правильность сделанных расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Краус Д. Радиоастрономия / Пер. с англ. под ред. В. В. Железнякова – М.: Сов радио, 1973. – 456 с.
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. DOI: 10.1109/JPROC.2009.2020509
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. DOI: 10.1109/JPROC.2009.2015683
4. Zarka P., Tagger M., Denis L., Girard J. N., Konovalenko A., Atemkeng M., Arnaud M., Azarian S., Barsuglia M., Bonafede A., Boone F., Bosma A., Boyer R., Branchesi M., Briand C., Ceccconi B., Célestin S., Charrier D., Chassande-Mottin E., Coffre A., Cognard I., Combes F., Corbel S., Courte C., Dabbech A., Daiboo S., Dallier R., Dumez-Viou C., El Korso M. N., Falgarone E., Falkovich I., Ferrarri A., Ferrari C., Ferrière K., Fevotte C., Fialkov A., Fullekrug M., Gérard E., Griefsmeier J.-M., Guiderdoni B., Guillemot L., Hessels J., Koopmans L., Kondratiev V., Lamy L., Lanz T., Larzabal P., Lehnert M., Levrier F., Loh A., Macario G., Maintoux J.-J., Martin L., Mary D., Masson S., Miville-Deschenes M.-A., Oberoi D., Panchenko M., Pandey-Pommier M., Petiteau A., Pinçon J.-L., Revenu B., Rible F., Richard C., Rucker H. O., Salomé P., Semelin B., Serylak M., Smirnov O., Stappers B., Taffoureau C., Tasse C., Theureau G., Tokarsky P., Torchinsky S., Ulyanov O., van Driel W., Vasylieva I., Vaubailon J., Vazza F., Vergani S., Was M., Weber R., and Zakharenko V. NenuFAR: Instrument Description and Science Case // Proc. of the Xth International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'2015), 21– 24 April 2015 – Kharkiv, Ukraine. – 2015. – P. 13–18. DOI: 10.1109/ICATT.2015.7136773
5. Konovalenko 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 VIth Intern. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS'12), 17–21 Sept. 2012. – Sevastopol, Ukraine. – 2012. – P. 39–43. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2012.6379725
6. Ivashina M. V., Maaskant R., and Woestenburg B. Equivalent System Representation to Model the Beam Sensitivity of Receiving Antenna Arrays // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. – 2008. – Vol. 7. – P. 733–737. DOI: 10.1109/LAWP.2008.2006917

7. Wijnholds S. J. and van Cappellen W. A. In situ antenna performance evaluation of the LOFAR phased array radio telescope // *IEEE Trans. Antennas Propag.* – 2011. – Vol. 59, No. 6. – P. 1981–1989. DOI: 10.1109/TAP.2011.2122225
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. DOI: 10.1109/TAP.2011.2122230
9. Сазонов Д. М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. – М.: Радиотехника, 2015. – 144 с.
10. Токарский П. Л. Матричная модель диссипативной антенной решетки // *Радиотехника. Всеукр. междувед. научн.–техн. сб.* – Вып. 146. – С. 156–170.
11. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. / Под ред. В. Д. Разевига. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.
12. Бабак Л. И. Определение шумовых характеристик СВЧ-цепей // *Радиотехника и электроника.* – 1980. – Т. 25, № 11. – С. 2380–2384.
13. Крымкин В. В. Спектр низкочастотного излучения фона // *Изв. вузов. Радиофизика.* – 1971. – Т. XIV, № 2. – С. 199–203.
14. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
15. 4nec2 – NEC based antenna modeler and optimizer by Arie Voors. [Электронный ресурс]. Режим доступа: www/URL: <http://www.qsl.net/4nec2/>
16. Васильев А. Ю., Кузин А. И., Кравцов А. А., Булах Е. В., Виноградов В. В., Ваврив Д. М. Многофункциональный цифровой приемник-спектрограф // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2014. – Т. 19, № 3. – С.276–289.
- MAINTOUX, J.-J., MARTIN, L., MARY, D., MASSON, S., MIVILLE-DESCHENES, M.-A., OBEROI, D., PAN-CHENKO, M., PANDEY-POMMIER, M., PETITEAU, A., PINÇON, J.-L., REVENU, B., RIBBLE, F., RICHARD, C., RUCKER, H. O., SALOMÉ, P., SEMELIN, B., SERY-LAK, M., SMIRNOV, O., STAPPERS, B., TAFFOU-REAU, C., TASSE, C., THEUREAU, G., TOKARSKY, P., TORCHINSKY, S., ULYANOV, O., VAN DRIEL, W., VAS- SYLIEVA, I., VAUBAILLON, J., VAZZA, F., VERGANI, S., WAS M., WEBER, R. and ZAKHARENKO V., 2015. NenuFAR: Instrument Description and Science Case. In: *10th International Conference on Antenna Theory and Tech- niques Proceedings.* 21– 24 April 2015, Kharkiv, Ukraine, pp. 13–18. DOI: 10.1109/ICATT.2015.7136773
5. KONOVALENKO, A. A., FALKOVICH, I. S., GRIDIN, A. A., TOKARSKY, P. L. and YERIN, S. N., 2012. UWB Active Antenna Array for Low Frequency Radio Astronomy. In: *6th International Conference on Ultrawideband and Ul- trashort Impulse Signals Conference Proceedings.* 17–21 Sept. 2012, Sevastopol, Ukraine, pp. 39–43. DOI: 10.1109/ UWBUSIS.2012.6379725
6. IVASHINA, M. V., MAASKANT, R. and WOESTEN- BURG, B., 2008. Equivalent System Representation to Model the Beam Sensitivity of Receiving Antenna Arrays. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* vol. 7, pp. 733–737. DOI: 10.1109/LAWP.2008.2006917
7. WIJNHOLDS, S. J. and VAN CAPPELLEN, W. A., 2011. In situ antenna performance evaluation of the LOFAR phased array radio telescope. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 59, no. 6, pp. 1981–1989. DOI: 10.1109/ TAP.2011.2122225
8. ELLINGSON, S. W., 2011. Sensitivity of Antenna Arrays for Long-Wavelength Radio Astronomy. *IEEE Trans. An- tennas Propag.* vol. 59, no. 6, pp. 1855–1863. DOI: 10.1109/TAP.2011.2122230
9. SAZONOV, D. M., 2015. *Multielement antenna systems. The matrix approach.* Moscow: Radiotekhnika-Press Publ. (in Russian).
10. TOKARSKY, P. L., 2006. Matrix Model of a Dissipative Antenna Array. *Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* is. 146, pp. 156–170 (in Russian).
11. RAZEVIK, B. D. (ed.), POTAPOV, Yu. V. and KURU- SHIN, A. A., 2003. *Design of microwave devices using Microwave Office.* Moscow: SOLON-Press Publ. (in Russian).
12. BABAK, L. I., 1980. Determination of microwave circuits noise characteristics. *Radiotekhnika i Elektronika.* vol. 25, no. 11, pp. 2380–2384 (in Russian).
13. KRYMKIN, V. V., 1971. The spectrum of background low- frequency radio emission. *Radiophysics and Quantum Elec- tronics.* vol. 14, is. 2, pp. 161–164. DOI: 10.1007/ BF01031395
14. MARKOV, G. T. and SAZONOV, D. M., 1975. *Aerials,* 2nd ed., Moscow: Energiya Publ. (in Russian).
15. 4nec2 – NEC based antenna modeler and optimizer by Arie Voors [online]. Available from: <http://www.qsl.net/4nec2/>
16. VASILYEV, O. Y., KUZIN, A. I., KRAVTSOV, A. A., BULAKH, E. V., VINOGRADOV, V. V. and VAVRIV, D. M., 2014. Multifunctional digital receiver-spectrometer. *Radio Physics and Radio Astronomy.* vol. 19, no. 3, pp. 276–289 (in Russian).

*P. L. Tokarsky, A. A. Konovalenko, S. N. Yerin,
and I. N. Bubnov*

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

SENSITIVITY OF ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAY ELEMENT OF GURT RADIO TELESCOPE

Purpose: theoretical and experimental investigations of sensitivity by the signal-to-noise ratio criterion active antenna used as a phased array element of the GURT radio telescope of new generation.

Design/methodology/approach: A mathematical model of active antenna is proposed, the technique of its application for calculation of the active phased array element sensitivity being described.

Findings: Numerical and experimental studies of the temperatures of external and internal noises at the active phased array element output of the GURT radio telescope are carried out, as well as element sensitivity estimated over a wide frequency range from 10 to 80 MHz.

Conclusions: The obtained agreement between the results of computation and experiment points to correctness of the proposed technique of calculating the sensitivity of active antennas, and the results of studies of the phased array element confirm the possibility of its effective use in construction of the antenna system for the GURT radio telescope.

Key words: radio telescope, phased antenna array, active antenna, signal-to-noise ratio

*П. Л. Токарський, О. О. Коноваленко,
С. М. Єрін, І. М. Бубнов*

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

ЧУТЛИВІСТЬ ЕЛЕМЕНТА АКТИВНОЇ ФАР РАДІОТЕЛЕСКОПУ ГУРТ

Предмет та мета роботи: теоретичні та експериментальні дослідження чутливості за критерієм сигнал/шум активної антени, що використовується як елемент ФАР радіотелескопу нової генерації ГУРТ.

Методи та методологія роботи: Запропоновано математичну модель активної антени та викладено методiku її застосування для розрахунку чутливості елемента активної ФАР.

Результати роботи: Виконано числові та експериментальні дослідження температур зовнішнього і власного шуму на виході елемента активної ФАР, а також оцінено його чутливість у широкому діапазоні частот від 10 до 80 МГц.

Висновок: Отриманий збіг результатів розрахунку й експерименту вказує на коректність запропонованої методики розрахунку чутливості активних антен, а результати досліджень елемента ФАР свідчать про можливість його ефективного використання при побудові антенної системи радіотелескопу ГУРТ.

Ключові слова: радіотелескоп, фазована антенна решітка, активна антена, відношення сигнал/шум

Статья поступила в редакцию 15.02.2016