

АНТЕННЫ, ВОЛНОВОДНАЯ И КВАЗИОПТИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

УДК 520.272.2:
621.396.677.3: 537.872

А. А. КОНОВАЛЕНКО, П. Л. ТОКАРСКИЙ, С. Н. ЕРИН
Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: p.tokarsky@rian.kharkov.ua

ЭФФЕКТИВНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ И ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В РЕЖИМЕ ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Получены соотношения для расчета эффективной поверхности (ЭП) произвольной антенной решетки, принимающей сверхширокополосный (СШП) сигнал, которая представлена как функция от направления прихода электромагнитной волны и ширины спектра сигнала. Полученные соотношения использованы для численного анализа ЭП и диаграмм направленности (ДН) плоской антенной решетки из 5×5 элементов над экраном, которая может служить прототипом секции фазированной антенной решетки радиотелескопа декаметрового диапазона волн. Приведены ДН этой решетки, рассчитанные для плоскостей E и H . Показано, что максимальная ЭП антенной решетки, принимающей СШП сигнал, близка по величине к ЭП на центральной частоте рабочей полосы, а ее угловая зависимость в результате частотного усреднения приобретает сглаженную форму, безлепестковую вне области главного лепестка с заметно уменьшенным уровнем.

Ключевые слова: антенная решетка, сверхширокополосный сигнал, эффективная поверхность, диаграмма направленности, численный анализ

1. Введение

В последнее десятилетие при построении различных радиотехнических систем все чаще используются сверхширокополосные (СШП) и сверхкороткие импульсные (СКИ) сигналы. Использование таких сигналов в радиолокации, радиосвязи и радиоастрономии позволяет заметно повысить разрешающую способность радаров [1, 2], существенно увеличить скорость передачи информации по каналам связи [3, 4], получить больше информации о структуре и свойствах внеземных источников радиоизлучений [5]. Свойства СШП сигналов, методы анализа и области их применения весьма подробно описаны в фундаментальных обзорных работах [6, 7].

Критически важным элементом радиотехнических систем, принципы действия которых базируются на применении СШП и СКИ сигналов, являются антенны, которые должны излучать и/или принимать такие сигналы с минимальными

искажениями. В последнее время опубликовано много работ, посвященных разработке и исследованиям различных типов антенн, предназначенных для работы с такими сигналами [8–13]. Основное внимание в большинстве из них уделяется изучению отклика антенн на возбуждение их нестационарными и СКИ сигналами [11–13]. Делаются попытки ввести для таких антенн новые параметры, которые учитывали бы особенности излучения и приема ими СКИ сигналов. К новым параметрам и характеристикам, в частности, относятся энергетический коэффициент направленного действия (КНД), энергетическая эффективная поверхность (ЭП) антенны и энергетическая диаграмма направленности (ДН) антенны [14, 15], с помощью которых можно более корректно оценивать энергию излученного или принятого антенной СКИ сигнала и ее угловое распределение в пространстве, чем с помощью традиционных КНД, ЭП и ДН антенны. Вместе с тем в литературе еще мало внимания уделяется исследованиям фазированных антенных решеток,

© А. А. Коноваленко, П. Л. Токарский, С. Н. Ерин, 2013

работающих в режиме приема СШП сигналов. В частности, недостаточно исследованы такие важные их характеристики, как КНД, ЭП и ДН. В настоящей работе сделана попытка частично восполнить этот пробел на примере анализа плоской антенной решетки, которая является прототипом секции фазированной антенной решетки радиотелескопа ГУРТ [16] декаметрового диапазона волн.

2. Основные соотношения

Мощность, выделяемая в нагрузке произвольной приемной антенны, может быть определена по следующей формуле [17]:

$$P_L(\theta, \varphi) = \frac{1}{\omega_0} \int_{\omega_0}^{\infty} S_{\omega}(\theta, \varphi) \cdot A_e(\theta, \varphi, \omega) \cdot \eta(\omega) \cdot K_p(\omega) \cdot H(\omega) d\omega, \quad (1)$$

где $S_{\omega}(\theta, \varphi)$ – спектральная плотность потока мощности электромагнитной волны, приходящей из направления (θ, φ) на круговой частоте ω ; $A_e(\theta, \varphi, \omega)$ и $\eta(\omega)$ – ЭП антенной решетки и ее КПД на частоте ω соответственно; $K_p(\omega)$ – частотная зависимость коэффициента передачи фидерной системы по мощности; $H(\omega)$ – частотная характеристика устройства обработки сигнала.

Выражение (1) описывает зависимость мощности в нагрузке антенны от углов прихода электромагнитной волны, поэтому может быть использовано для исследования ДН по мощности антенной решетки, работающей в приемном режиме. Подынтегральная функция здесь состоит из пяти сомножителей, каждый из которых, в общем случае, зависит от частоты и в той или иной мере влияет на результат интегрирования. Очевидно, что наиболее сильное влияние оказывает множитель $A_e(\theta, \varphi, \omega)$, который определяется размерами и структурой излучающей системы. Множитель $H(\omega)$ является финитной функцией, описывающей частотные свойства приемного устройства, в качестве которого в современных радиофизических и радиотехнических системах часто применяются приемники с цифровой обработкой сигнала (DSP-приемники), которые фактически разделяют весь континуум частот на две области – полосу пропускания ($\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$), где принятый сигнал подвергается

цифровой обработке, и область частот вне этой полосы, где сигнал не обрабатывается. В таком случае функцию $H(\omega)$ можно представить в следующем виде:

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \in [\omega_1, \omega_2]; \\ 0, & \omega \notin [\omega_1, \omega_2]. \end{cases}$$

Частотная характеристика коэффициента передачи $K_p(\omega)$ фидерной системы для каждой антенной решетки индивидуальна, поскольку она зависит от набора входящих в ее состав компонентов и их параметров, однако при проектировании фазированных антенных решеток разработчики, как правило, стремятся сделать ее по возможности равномерной в рабочей полосе частот, что дает право положить $K_p(\omega) = 1$. Такие же рассуждения применимы и к КПД излучателей, поэтому мы будем считать, что и КПД излучателей в заданном диапазоне частот является фиксированной величиной $\eta(\omega) = \eta_0$. Кроме того, будем полагать, что частотный спектр падающей волны в пределах полосы пропускания также одинаковый на всех частотах, т. е. является частотонезависимым, $S_{\omega}(\theta, \varphi) = S_0(\theta, \varphi)$. Принимая во внимание сделанные допущения, преобразуем выражение (1) к виду:

$$P_L(\theta, \varphi, \Delta f) = \frac{S_0(\theta, \varphi) \eta_0}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} A_e(\theta, \varphi, \omega) d\omega = \frac{S_0(\theta, \varphi) \eta_0 \Delta\omega}{2\pi} \bar{A}_e(\theta, \varphi, \Delta\omega), \quad (2)$$

где

$$\bar{A}_e(\theta, \varphi, \Delta\omega) = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_1}^{\omega_2} A_e(\theta, \varphi, \omega) d\omega; \quad (3)$$

$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ – ширина полосы рабочих частот, в которой принятые сигналы подвергаются обработке.

Судя по выражению (2), функция $\bar{A}_e(\theta, \varphi, \Delta\omega)$ является ЭП антенной решетки для СШП сигналов, численно равной традиционной ЭП решетки $A_e(\theta, \varphi, \omega)$, усредненной в полосе частот $\Delta\omega$. Из (2) следует также, что она определяет не только мощность сигнала, выделенную в нагрузке приемной антенной решетки, но и зависимость этой мощности от углов прихода волны, т. е. яв-

ляется функцией направленности антенной решетки по мощности.

Найдем входящую в (3) ЭП $A_e(\theta, \varphi, \omega)$ произвольной антенной решетки из N элементов. Вначале рассмотрим ее параметры в режиме передачи, а затем, пользуясь принципом взаимности, найдем ее параметры в режиме приема. Будем полагать, что напряженность монохроматического электрического поля с частотой ω , излучаемого n -м элементом решетки в режиме передачи в дальнюю зону, нам известна и может быть записана в следующем виде [17]:

$$\dot{E}_n(R, \theta, \varphi, \omega) = \frac{Z_0}{4R} \dot{I}_n \bar{\Phi}_n(\theta, \varphi, \omega) \exp\left(-j \frac{\omega}{c} R\right),$$

$$n = \overline{1, N},$$

где \dot{I}_n – амплитуда тока на входе n -го элемента решетки; $\bar{\Phi}_n(\theta, \varphi, \omega) = \frac{\omega \ell_{en}}{2\pi c} \bar{F}_n(\theta, \varphi, \omega)$ – его нормированная ДН в общей для всех элементов сферической системе координат (R, θ, φ) , ℓ_{en} – его действующая длина; $c \approx 2.9979 \cdot 10^8$ м/с и Z_0 – скорость света в свободном пространстве и характеристическое сопротивление свободного пространства соответственно; зависимость токов и полей от времени принята в виде $\exp(j\omega t)$.

Поле излучения решетки в дальней зоне найдем как суперпозицию полей ее элементов:

$$\dot{E}(R, \theta, \varphi, \omega) = \frac{Z_0}{4R} \exp\left(-j \frac{\omega}{c} R\right) \cdot \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \bar{\Phi}_n(\theta, \varphi, \omega). \quad (4)$$

КНД антенной решетки по определению [17] равен отношению

$$D(\theta, \varphi, \omega) = \frac{\Pi(R, \theta, \varphi, \omega)}{P_\Sigma / 4\pi R^2}, \quad (5)$$

где $\Pi(R, \theta, \varphi, \omega)$ – модуль вектора Пойнтинга поля антенной решетки в дальней зоне; $P_\Sigma = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \dot{I}_m^* \dot{I}_n R_{\Sigma mn}$ – мощность излучения антенной решетки, а $R_{\Sigma mn}(\omega)$ – собственные ($m = n$) и взаимные ($m \neq n$) сопротивления излучения между m -м и n -м элементами решетки; “*” – знак комплексного сопряжения.

Выражая вектор Пойнтинга в (5) через напряженность электрического поля (4), нетрудно по-

лучить искомое выражение для КНД антенной решетки на частоте ω :

$$D(\theta, \varphi, \omega) = \pi Z_0 \frac{\left| \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \bar{\Phi}_n(\theta, \varphi, \omega) \right|^2}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \dot{I}_m^* \dot{I}_n R_{\Sigma mn}}. \quad (6)$$

Полагая, что антенная решетка является взаимным устройством, найдем ее ЭП через КНД в режиме передачи [17]:

$$A_e(\theta, \varphi, \omega) = \frac{\pi c^2}{\omega^2} D(\theta, \varphi, \omega) = \frac{\pi c^2 Z_0}{\omega^2} \frac{\left| \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \bar{\Phi}_n(\theta, \varphi, \omega) \right|^2}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \dot{I}_m^* \dot{I}_n R_{\Sigma mn}(\omega)}. \quad (7)$$

Как видно из (6), частота прямо не входит в формулу для определения КНД, однако влияет на нее опосредовано через частотные зависимости действующих длин элементов решетки, собственных и взаимных сопротивлений излучения, а также ДН. Рассмотрим асимптотическое поведение ЭП и КНД антенной решетки с изменением частоты.

Из теории антенн известно [17, 18], что регулярная плоская синфазная антенная решетка с равномерным возбуждением, шаг которой d близок к $\lambda/2$ (λ – длина волны в свободном пространстве), по своим направленным свойствам мало отличается от равновеликой плоской апертуры. Это дает право утверждать, что на частотах, где электрические расстояния между соседними элементами $kd = (\omega/c)d$ в решетке близки к π , ее ЭП практически совпадает с геометрической площадью, а ее КНД – с КНД равновеликой апертуры.

С увеличением частоты ω пропорционально растут электрические расстояния между элементами решетки и, естественно, ослабляются взаимные связи в ней, что дает основание пренебрегать ими при достаточно больших kd ($R_{\Sigma mn} \approx 0$, $m \neq n$). В этом случае для максимальных ЭП и КНД антенной решетки будут справедливы следующие приближения:

$$A_{e \max} \approx N \cdot A_{en \max} \quad \text{и} \quad D_{\max} \approx N \cdot D_{n \max},$$

где $A_{en\max} = \frac{Z_0 \ell_{en}^2}{4R_{\Sigma nn}}$ и $D_{n\max} = \frac{\omega^2 Z_0 \ell_{en}^2}{4\pi c^2 R_{\Sigma nn}}$ – ЭП и КНД изолированного элемента решетки.

Напротив, если уменьшать частоту, т. е. сжимать электрические расстояния между ее элементами, взаимные сопротивления между ними $R_{\Sigma nn}$ будут расти, асимптотически приближаясь к собственным сопротивлениям $R_{\Sigma nn}$, что в пределе дает

$$A_{e\max} = A_{en\max} \quad \text{и} \quad D_{\max} = D_{n\max},$$

т. е. ЭП и КНД решетки будут совпадать с ЭП и КНД ее элемента.

3. Исходные данные для расчета

Вспользуемся полученными соотношениями для оценки характеристик секции фазированной антенной решетки строящегося в настоящее время радиотелескопа ГУРТ [16], предназначенного для работы в диапазоне частот 10 ÷ 70 МГц. Секция представляет собой квадратную решетку из $N = N_x \times N_y = 5 \times 5$ идентичных элементов, расположенных в узлах квадратной сетки с шагом $d = 3.75$ м, ориентированной вдоль осей x и y прямоугольной системы координат. Элементами решетки служат симметричные вибраторы специальной формы, изготовленные из металлических трубок и закрепленные на высоте $h = 1.6$ м над землей. Анализ характеристик этих вибраторов, выполненный методами численного электродинамического моделирования, показал, что в большей части рабочего диапазона частот они близки к характеристикам электрических диполей Герца [19]. Поэтому для упрощения расчетов далее мы будем полагать, что элементом исследуемой решетки является горизонтальный диполь Герца, расположенный над плоским идеально проводящим экраном, повернутый вокруг вертикальной оси z на угол φ_n относительно оси x . Его векторная ДН в общей для всей решетки системе координат определяется следующим соотношением [20]:

$$\vec{F}_n(\theta, \varphi, \omega) = -j \frac{\omega \ell}{2\pi c} \vec{F}_n(\theta, \varphi) f_g(\theta, \omega) \exp(j\Psi_n(\omega)),$$

где $\vec{F}_n(\theta, \varphi) = \vec{\theta}^0 \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \vec{\varphi}^0 \sin(\varphi - \varphi_n)$, $(\vec{\theta}^0, \vec{\varphi}^0)$ – орты сферической системы координат; $\Psi_n(\omega) = \frac{\omega}{c}(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi)$; $f_g(\theta, \omega) =$

$2 \sin\left(\frac{\omega}{c} h \cos \theta\right)$; x_n, y_n, h – координаты диполя; ℓ – его длина.

Векторное сложение сигналов, принимаемых элементами решетки, осуществляется с помощью равноплечего сумматора, построенного по параллельной схеме, в состав которой входят дискретные фазовращатели на переключаемых отрезках линий временной задержки [21]. Это дает право приближенно считать, что амплитудное распределение токов на клеммах элементов решетки является равномерным, $I_n = I_0$, ($n = \overline{1, N}$), а фазовое их распределение – линейным. В таком случае ДН решетки (4) может быть преобразована к виду:

$$\vec{\Phi}(\theta, \varphi, \omega) = -j \frac{\omega \ell}{2\pi c} \vec{F}_n(\theta, \varphi) f_g(\theta, \omega) f_{ar}(\theta, \varphi),$$

где $f_{ar}(\theta, \varphi)$ – множитель решетки,

$$f_{ar}(\theta, \varphi) = \frac{\sin N_x \Psi_x \sin N_y \Psi_y}{\sin \Psi_x \sin \Psi_y},$$

$$\Psi_x = \frac{\omega d}{2c} (\sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0),$$

$$\Psi_y = \frac{\omega d}{2c} (\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0).$$

Необходимо отметить, что используемые в схеме суммирования фазовращатели обеспечивают постоянство направления (θ_0, φ_0) главного максимума множителя решетки при изменении частоты [21].

Ниже представлены результаты численных расчетов параметров данной антенной решетки в режиме приема гармонических и СШП сигналов. При расчетах углы поворота всех диполей были взяты одинаковыми и равными $\varphi_n = 90^\circ$, что означает – их оси ориентированы вдоль оси y .

4. Численные результаты и их анализ

На рис. 1 показаны рассчитанные по формулам (6) и (7) частотные зависимости КНД $D(\theta_0, \varphi_0, \omega)$ и нормированной ЭП $A = A_e(\theta_0, \varphi_0, \omega)/A_0$ антенной решетки для четырех значений $\theta_0 = 0^\circ, 29.3^\circ, 46.7^\circ, 58.1^\circ$ и двух значений $\varphi_0 = 0^\circ$ и $\varphi_0 = 90^\circ$, где $A_0 = Nd^2$ – геометрическая площадь антенной решетки. Из графиков (рис. 1, а, в) следует, что с увеличением частоты наблюдается общая

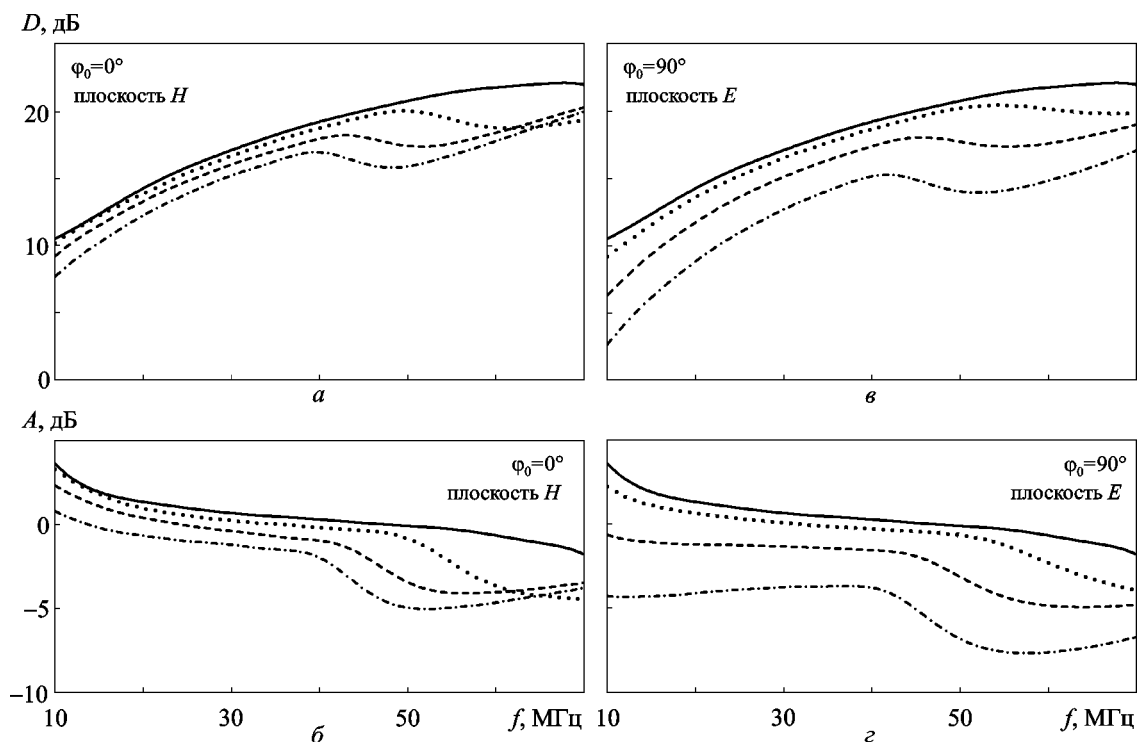


Рис. 1. Зависимости КНД (a, \bar{v}) и ЭП (\bar{b}, \bar{z}) антенной решетки от частоты при отклонении луча ДН от нормали в плоскости H (a, \bar{b}) и плоскости E (\bar{v}, \bar{z}): — — $\theta_0 = 0^\circ$; — $\theta_0 = 29.3^\circ$; - - - - — $\theta_0 = 46.7^\circ$; - · - · - — $\theta_0 = 58.1^\circ$

тенденция роста КНД, что объясняется сужением главного лепестка ДН решетки из-за увеличения ее электрических размеров. В случае, когда решетка излучает вдоль нормали к своей поверхности, этот рост является монотонным в пределах всего исследуемого диапазона частот. Для лучей, отклоненных от нормали, монотонность роста КНД нарушается вблизи частот, связанных с появлением побочных главных лепестков ДН, которые отбирают у основного главного лепестка ДН некоторую часть излучаемой мощности, что приводит к локальному снижению КНД решетки. Приведенные здесь результаты расчетов показывают также, что выбор плоскости сканирования луча, H или E , мало влияет на характер изменения КНД решетки с частотой, однако заметно сказывается на абсолютном уровне КНД. В этом можно удостовериться, сравнивая графики рис. 1, a и рис. 1, \bar{v} , на которых хорошо видно, что кривые $D(f)$ на обоих рисунках почти идентичны по форме, однако на рис. 1, \bar{v} они расположены ниже по уровню, чем аналогичные кривые на рис. 1, a для тех же углов фазирования $\theta_0 > 0$, что объясняется более высокой направленностью элементов решетки в плоскости E .

Частотные зависимости относительной ЭП антенной решетки, показанные на рис. 1, \bar{b}, \bar{z} , хорошо согласуются с зависимостями КНД. И это вполне понятно, поскольку формулы (6) и (7) для их расчета очень близки по структуре, а принципиальное их отличие заключается в наличии множителя $1/\omega^2$ в (7). Именно этот множитель резко изменяет тенденцию поведения ЭП решетки, которая, в отличие от КНД, уменьшается, а не увеличивается с ростом частоты.

На графиках, представленных на рис. 2, a – z сплошной линией показаны ДН по мощности исследуемой антенной решетки в режиме приема широкополосного сигнала с равномерной спектральной плотностью в полосе частот от $f_1 = 20$ МГц до $f_2 = 60$ МГц ($\Delta f = 40$ МГц) в виде угловых зависимостей ее нормированной ЭП $\bar{A}(\theta, \varphi)$. Этот сигнал имеет показатель широкополосности $\mu = (f_2 - f_1)/(f_2 + f_1) = 1$, что согласно классификации, приведенной в [6], позволяет отнести его к классу СШП сигналов. На этих же графиках прерывистыми линиями показаны аналогичные ДН решетки в режиме приема гармонических сигналов на центральной частоте выделенной полосы $f_0 = 40$ МГц (пунктирная линия) и на крайних ее

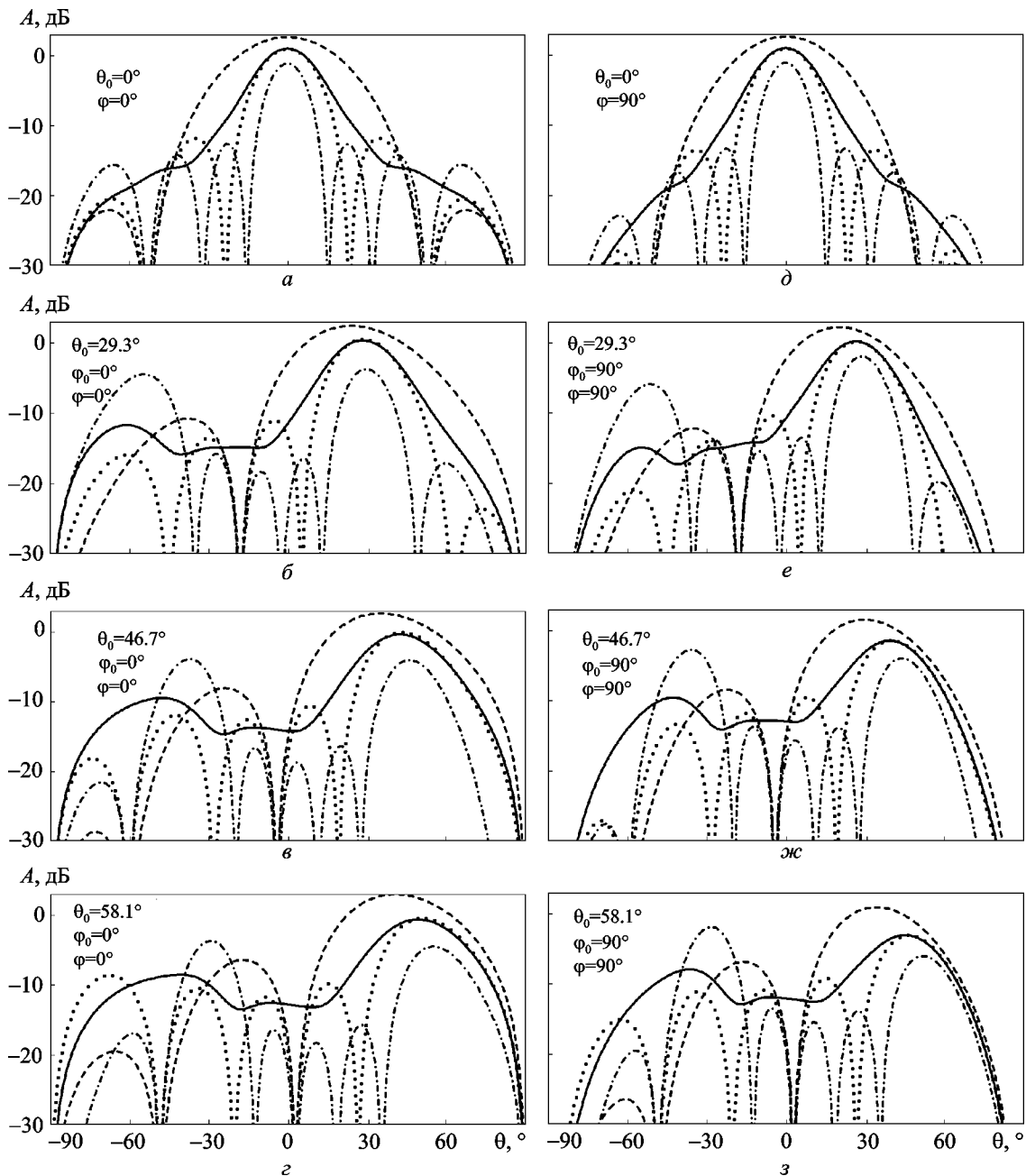


Рис. 2. Угловые зависимости нормированных ЭП антенной решетки в плоскостях H ($\varphi = 0^\circ$) и E ($\varphi = 90^\circ$) для четырех фиксированных положений луча ДН (θ_0, φ_0): усредненная ЭП $\bar{A}(\theta)$ в полосе $\Delta f = 40$ МГц (—) и монохроматические ЭП $A(\theta)$ на частотах $f = 20$ МГц (----), $f = 40$ МГц (.....) и $f = 60$ МГц (-----)

частотах (штриховая и штрихпунктирная линии соответственно). На рис. 2, а и рис. 2, д представлены два главных сечения ($\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$) ДН решетки с синфазным возбуждением, когда главный луч ее ДН ориентирован по нормали ($\theta_0 = 0$). На графиках видно, что ДН решетки в режиме приема СШП сигналов $\bar{A}(\theta, \varphi)$ в окрестности вершины главного лепестка практически

совпадает с ДН решетки на центральной частоте (отличие по уровню в направлении максимума составляет менее 0.05 дБ, а по ширине на уровне -3 дБ – не более 5%). Начиная с уровня -5 дБ, луч ДН $\bar{A}(\theta, \varphi)$ заметно расширяется, плавно переходя в область боковых лепестков, где его уровень продолжает монотонно падать вплоть до полного исчезновения при $\theta = \pm 90^\circ$. Как и следо-

вало ожидать, в плоскости E из-за большей направленности элемента решетки главный лепесток ее ДН (рис. 2, d) оказался уже и при удалении от нормали уровень ДН падает быстрее, чем в плоскости H (рис. 2, a).

Многие описанные выше свойства ДН $\bar{A}(\theta, \varphi)$ синфазной решетки наблюдаются и у решеток, лучи которых отклонены от нормали как в плоскости H , так и в плоскости E , разве что при больших отклонениях луча расширение его по сравнению с ДН на центральной частоте становится более заметным, а в области боковых лепестков падение уровня $\bar{A}(\theta, \varphi)$ не всегда является монотонным. Последнее явление, кстати, наблюдается лишь тогда, когда в монохроматических ДН появляются интерференционные боковые лепестки, приводящие к некоторому росту уровня усредненной ДН $\bar{A}(\theta, \varphi)$, однако и этот возросший ее уровень оказывается несравнимо меньшим уровня упомянутых интерференционных лепестков. Подытоживая вышеизложенное, можно сказать, что ДН решетки в режиме приема СШП сигналов имеет один главный луч и безлепестковую структуру в области бокового излучения. Безусловно, ее форма во многом будет зависеть от ширины полосы частот $\Delta\omega$, в которой выполняется усреднение, и чем уже эта полоса, тем ближе она будет к ДН решетки на центральной частоте полосы, однако при этом имеется все меньше оснований относить такой сигнал к классу СШП сигналов.

5. Выводы

Максимальная ЭП антенной решетки, принимающей СШП сигнал, близка по величине к ЭП на центральной частоте рабочей полосы, а ее угловая зависимость в результате частотного усреднения приобретает сглаженную форму, безлепестковую вне области главного луча и с заметно уменьшенным ее максимальным уровнем. Этот эффект особенно хорошо проявляется в тех случаях, когда в монохроматических ДН внутри рабочей полосы имеются побочные главные лепестки, направления максимумов которых сильно зависят от частоты, вследствие чего при частотном усреднении ДН они “размазываются” в широком секторе углов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ultra-Wideband Radar: Application and Design / Ed. by D. James. – New York: CRC Press, 2012. – 510 p.

2. Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А. Ю. Гринева. – М.: Изд-во “Радиотехника”, 2005. – 416 с.
3. Ultra Wideband Systems: Technologies and Applications / Ed. by R. Aiello and A. Batra. – New York: Elsevier Inc., 2006. – 323 p.
4. Immoreev I. J., Sudakov A. A. Ultra-Wideband Communication System with High Data Rate // Радиофизика и радиоастрономия. – 2002. – Т. 7, №4. – С. 466–470.
5. Lecacheux A., Konovalenko A. A., and Rucker H. O. Using Large Radio Telescopes at decameter wavelengths // Planet. Space Sci. – 2004. – Vol. 52, Is. 15. – P. 1357–1374.
6. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 1. Основные понятия, модели и методы описания // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – Т. 13, № 2. – С. 166–194.
7. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 2. Методы анализа и применение // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – Т. 13, № 4. – С. 270–322.
8. Schantz H.G. Art and Science of Ultrawideband Antennas. – Boston: Artech House, 2005. – 331 p.
9. Ghosh D., De A., Taylor M. C., Sarkar T. K., Wicks M. C., and Mokole E. L. Transmission and Reception by Ultra-Wideband (UWB) Antennas // IEEE Antennas Propag. Mag. – 2006. – Vol. 48, No. 5. – P. 67–99.
10. Chavka G. Power Parameters of Ultra-Wideband Antenna Array // Proc. 3rd Intern. Conf. Ultrawideband and Ultrashort Impulses Signals (UWBUSIS'2006). – Sevastopol (Ukraine). – 2006. – P. 223–225.
11. Иммореев И. Я., Синявин А. Н. Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны – М: Изд-во “Радиотехника”, 2001. – Вып. 1. – С. 8–16.
12. Liao C.-H., Hsu P., and Chang D.-C. Energy Patterns of UWB Antenna Arrays with Scan Capability // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2011. – Vol. AP-59, No. 4. – P. 1140–1147.
13. Titov A. N. and Gribanov A. N. Impulse antennas of ultra-short impulse electronic systems // Proc. 3rd Intern. Conf. Ultra-wideband and Ultrashort Impulses Signals (UWBUSIS'2012). – Sevastopol (Ukraine). – 2012. – P. 129–132.
14. Зернов Н. В. Коэффициент направленного действия и эффективная площадь апертурной антенны при излучении и приеме негармонических сигналов // Радиотехника (Москва), 1995. – № 3. – С.51–52.
15. Авдеев В. Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны – М: Изд-во “Радиотехника”, 2002. – Вып. 7. – С. 5–27.
16. 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. VIth Intern. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS'12). – Sevastopol (Ukraine). – 2012. – P. 39–43.
17. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
18. Сканирующие антенные системы СВЧ. Т2. / Перевод с англ. Под ред Г. Т. Маркова и А. Ф. Чаплина. – М.: Сов. радио, 1960. – 496 с.

19. Ерин С. Н., Токарский П. Л. Взаимные связи между антеннами, используемыми в качестве элементов фазированной антенной решетки для радиотелескопа декаметрового диапазона волн // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 23–30.
20. Токарский П. Л. Импедансный подход к анализу поляризационных потерь в антенных решетках // Радиотехника и электроника (Москва). – 1992. – Т. 37, № 8. – С. 1388–1395.
21. Yerin S. N., Gridin A. A., and Tokarsky P. L. Phase shifter for antenna array of decameter range radio telescope // Proc. 19th Intern. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON 2012). – Warsaw (Poland). – 2012. – P. 715–717.

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

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

ЭФЕКТИВНА ПЛОЩА ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ СПРЯМОВАНОСТІ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ В РЕЖИМІ ПРИЙМАННЯ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

Одержано співвідношення для розрахунку ефективної площі (ЕП) довільної антенної решітки, що приймає надширокопasmовий (НШС) сигнал, яка представлена як функція від напрямку приходу електромагнітної хвилі та ширини спектра сигналу. Одержані співвідношення використано для числового аналізу ЕП і діаграм спрямованості (ДС) плоскої антенної решітки з 5×5 елементів над екраном, котра може служити прототипом секції фазованої антенної решітки радіотелескопа декаметрового діапазону хвиль. Наведено ДС цієї решітки, які розраховані для площин E і H .

Показано, що максимальна ЕП антенної решітки, що приймає НШС сигнал, є близька за величиною до ЕП на центральній частоті робочої смуги, а її кутова залежність після частотного усереднення набуває згладженої форми, безпелюсткової поза областю головної пелюстки з помітно зменшеним рівнем.

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

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

EFFECTIVE AREA AND DIRECTIONAL PATTERNS OF ANTENNA ARRAY OPERATING IN ULTRA WIDEBAND SIGNALS RECEIVING MODE

The relations for effective area calculation of arbitrary antenna array which receives ultra wideband signal are obtained. The effective area is presented as function of direction of electromagnetic wave arrival and signal bandwidth. The relations obtained are used for numerical analysis of effective area and radiation patterns of 5×5 elements planar antenna array placed above a screen, which could be a prototype of decameter wavelength radio telescope phased antenna array subarray. The array radiation patterns calculated for E and H planes are presented. The maximum effective area of antenna array receiving ultra wideband signal is shown to be close to the value of effective area at the central frequency of the range, and its angular dependence due to frequency averaging acquires smooth shape, being lobeless out of the area of the main lobe with significantly decreased level.

Стаття постуила в редакцію 27.06.2013