

АНАЛИЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С МАЛЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ

Тютюнник В. А. – канд. техн. наук, с.н.с., начальник отдела, научный центр Воздушных Сил, Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков, Украина.

Дудуш А. С. – канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры радиоэлектронных средств информационного обеспечения и управления зенитными ракетными комплексами и системами зенитных ракетных войск Харьковского национального университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков, Украина.

Флоров А. Д. – канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры вооружения зенитных ракетных войск Харьковского национального университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков, Украина.

Трофимов И. Н. – канд. техн. наук, старший научный сотрудник отдела, научный центр Воздушных Сил, Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков, Украина.

АННОТАЦИЯ

Актуальность. Преимуществом кольцевых антенных решеток является возможность кругового электронного сканирования лучом без искажения характеристик диаграммы направленности за счет изменения распределения тока на ее элементах. Данная особенность, в сочетании с современными технологиями и цифровыми методами диаграммообразования открывает перспективу применения кольцевых антенных решеток в обзорных РЛС военного и гражданского назначения вместо антенных систем с механическим вращением.

Цель. Исследование возможностей уменьшения уровня боковых лепестков диаграммы направленности однокольцевой приемно-передающей антенной решеткой при использовании известных амплитудных распределений, применяемых для линейных антенных решеток.

Метод. Для проведения исследования использован метод фазовых мод, при котором произвольная функция возбуждения кольцевой антенной решетки представляется в виде суммы компонент (мод) фазового возбуждения, а диаграмма направленности кольцевой антенной решетки является суперпозицией диаграмм направленности, создаваемых отдельными фазовыми модами возбуждения. Данный метод позволяет применять к кольцевым антенным решеткам методы, используемые для синтеза диаграмм направленности и уменьшения уровня боковых лепестков линейных антенных решеток за счет использования специальной трансформационной матрицы.

Результаты. Разработана имитационная математическая модель дискретной однокольцевой антенной решетки, которая обеспечивает возможность исследования эффективности использования амплитудных распределений, известных для линейных антенных решеток, для уменьшения ее уровня боковых лепестков.

Выводы. Проведенные вычислительные эксперименты подтвердили возможность применения метода фазовых мод для формирования диаграмм направленности с малым уровнем боковых лепестков в приемно-передающих кольцевых антенных решетках. Показан вариант практического применения амплитудного распределения Дольфа-Чебышева для формирования диаграммы направленности кольцевой решетки.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: кольцевая антенная решетка, теория фазового возбуждения, уровень боковых лепестков, диаграмма направленности Дольфа-Чебышева.

АББРЕВИАТУРЫ

ДН – диаграмма направленности;
КАР – кольцевая антенная решетка;
ЛАР – линейная антенная решетка;
УБЛ – уровень боковых лепестков.

НОМЕНКЛАТУРА

$\mathbf{b}()$ – вектор амплитуд $y_1 \dots y_M$ фазовых мод поля эквивалентной ЛАР в дальней зоне;

$D()$ – ДН дискретной КАР в азимутальной плоскости;

$D_{az}()$ – ДН непрерывной КАР в азимутальной плоскости;

$D_n()$ – поле n -го элемента КАР в направлении φ_n ;

$D_{RX}()$ – ДН дискретной КАР в режиме приема;

$D_{TX}()$ – ДН дискретной КАР в режиме передачи;

$f_{EULA}()$ – множитель системы эквивалентной ЛАР;

$J_k[\bullet]$ – функция Бесселя 1-го рода k -го порядка;

k – волновое число в свободном пространстве;

M – максимальное число мод тока, используемых для возбуждения КАР;

n – порядковый номер элемента антенной решетки от 1 до N ;

R – радиус окружности КАР;

$\mathbf{s}_{UCA}()$ – комплексный вектор возбуждения КАР, сфокусированной в направлении φ_0 , с элементами $x_1 \dots x_N$;

\mathbf{T} – трансформационная матрица, описывающая взаимосвязь между векторами $\mathbf{s}_{UCA}()$ и $\mathbf{b}()$;

\mathbf{w} – вектор амплитудных весовых множителей $w_1 \dots w_M$;

α – параметр, определяемый требуемый УБЛ для распределения Дольфа-Чебышева;

λ – рабочая длина волны;

φ_n – угловое положение n -го элемента КАР;

$[\circ]$ – символ произведения Адамара.

ВВЕДЕНИЕ

Частным случаем конформных антенных решеток с осевой симметрией являются КАР, излучатели которых расположены вдоль одной (однокольцевые КАР) или нескольких концентрических окружностей. Прорывом в вопросах анализа и синтеза КАР считается создание теории фазового возбуждения [1–5]. Это позволило применять к КАР известные методы синтеза ДН и УБЛ, разработанные для ЛАР.

Указанные преимущества в сочетании с современными методами и технологиями диаграммообразования [3, 6–8] позволяют реализовать быстрое круговое электронное сканирование лучом [9] и обеспечивают перспективу применения КАР в обзорных РЛС и системах связи. Наибольший интерес представляют однокольцевые КАР, позволяющие получить требуемые характеристики ДН при габаритных и весовых ограничениях.

Исследования алгоритмов диаграммообразования для однокольцевых КАР, основанных на применении положений теории фазового возбуждения, указывают на существующие различия в формировании ДН в режимах приема и передачи [1, 3, 4]. Применение одного и того же алгоритма приводит к различию параметров ДН КАР в различных режимах. При оценивании возможности создания совмещенных РЛС на основе КАР интерес представляет исследование взаимосвязи параметров КАР и характеристик ДН в режимах приема и передачи при использовании общего алгоритма. Критерием оптимальности в этом случае может быть наименьший УБЛ суммарной ДН приемопередающей КАР.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим однокольцевую КАР (рис. 1), состоящую из N изотропных излучателей. Положение каждого n -го элемента задано в местной полярной системе координат радиусом окружности R и углом $\varphi_n = 2\pi(n-1)/N$, $n = \overline{1, N}$. Множитель системы такой КАР определяется соотношением [3]:

$$f_{UCA}(\varphi) = \sum_{n=1}^N \exp[-jkR \cos(\varphi - \varphi_n)], \quad (1)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число в свободном пространстве; λ – длина волны.

Соотношение для расчета комплексного вектора возбуждения сфокусированной КАР имеет вид [3]:

$$s_{UCA}(\varphi_0) = \sum_{n=1}^N \exp[-jkR \cos(\varphi_0 - \varphi_n)], \quad (2)$$

где φ_0 – направление главного максимума ДН КАР в горизонтальной плоскости.

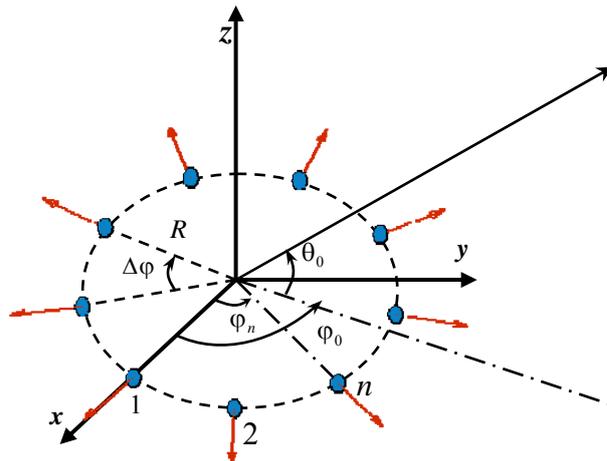


Рисунок 1 – Геометрия однокольцевой КАР

Формула для расчета сфокусированной ДН дискретной однокольцевой КАР в азимутальной плоскости может быть представлена в виде:

$$D(\varphi) = D_{el} \cdot f_{UCA}(\varphi) \cdot s_{UCA}(\varphi_0) = \sum_{n=1}^N D_n(\varphi - \varphi_n) \times \exp[jkR(\cos(\varphi - \varphi_n) - \cos(\varphi_0 - \varphi_n))], \quad (3)$$

где $D_n(\varphi - \varphi_n)$ – поле n -го элемента решетки в направлении φ_n .

Потенциально возможная (идеальная) ДН КАР, состоящей из бесконечно большого числа изотропных элементов, в горизонтальной плоскости выражается формулой [1–3]:

$$D_{az}(\varphi_0) = J_0 \left[2kR \sin \frac{\varphi_0}{2} \right],$$

где $J_0[\bullet]$ – функция Бесселя 1-го рода 0-го порядка.

Графики ДН непрерывной КАР и дискретной КАР при расстоянии между элементами $0,4\lambda$ и $0,6\lambda$ и прямом применении амплитудного распределения Дольфа-Чебышева¹ для требуемого УБЛ $\alpha = -20$ дБ представлены на рис. 2.

Полученные результаты позволяют выделить следующие особенности формирования ДН КАР в горизонтальной плоскости:

1) использование известных амплитудных распределений, применяемых в ЛАР, для уменьшения УБЛ ДН дискретной КАР не обеспечивает желаемый результат. УБЛ составляет только минус 8 дБ вместо ожидаемых минус 20 дБ;

3) незначительное уменьшение количества элементов КАР (увеличение расстояния между ними) приводит к значительному возрастанию УБЛ ДН дискретной КАР.

¹ Использовалась встроенная функция MATLAB *chebwin(N, alpha)*, где α – требуемый УБЛ для ЛАР

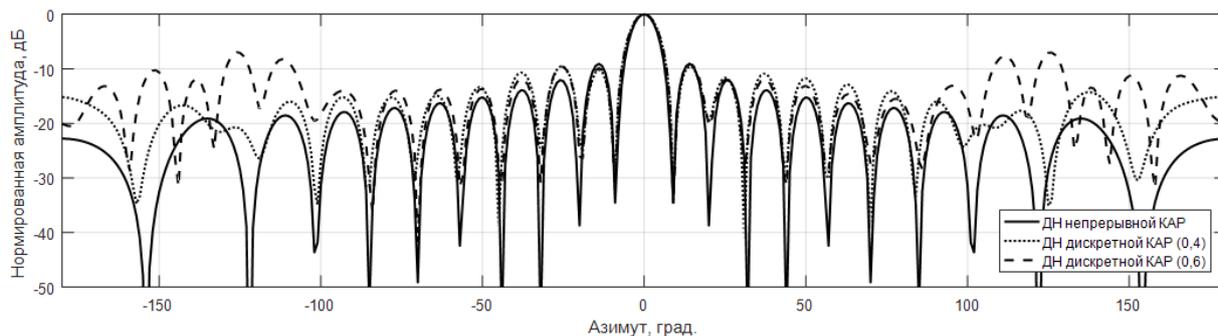


Рисунок 2 – Диаграммы направленности непрерывной и дискретной КАР

Задача заключается в поиске метода уменьшения УБЛ в КАР при использовании известных амплитудных распределений, применяемых в ЛАР.

2 ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

В работе [5] Дейвисом впервые предложен метод фазовых мод, который обеспечивает возможность применения в приемных КАР все методы, используемые для синтеза ДН и уменьшения УБЛ ЛАР.

В работах [1, 3] получил дальнейшее развитие метод анализа и синтеза КАР, основанный на представлении ДН КАР в виде суммы фазовых мод (угловых гармоник). В основе метода лежит допущение о непрерывном распределении токов вдоль кольца. Поскольку распределение тока в кольце является периодической функцией угла с периодом 2π , то оно может быть разложено в обобщенный ряд Фурье по любой удобной системе ортогональных функций.

Каждый член ряда представляет собой гармонику (моду) тока с постоянной амплитудой и линейно изменяющейся по углу фазой. Каждой гармонике соответствует парциальная ДН (диаграмма, определяемая модой тока соответствующего порядка) с независимой от угла амплитудой и фазой, являющейся линейной функцией угла наблюдения. Парциальные диаграммы представляют собой Фурье-компоненты суммарной ДН КАР, являющейся периодической функцией угла в плоскости кольца.

Представление ДН КАР в виде суммы мод аналогично суммированию вкладов, вносимых в ДН ЛАР отдельными ее излучателями. Такой подход обеспечивает возможность описания работы кольцевой многомодовой решетки можно с помощью эквивалентной ЛАР.

В работах [1, 4] приведены результаты практических исследований дискретных однокольцевых КАР, которые доказали возможность одновременного возбуждения всех независимых мод (как положительных, так и отрицательных) от нуля до $N/2$ путем подключения КАР из N элементов к выходам матричной схемы и определен общий вид трансформационной матрицы.

3 МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Рассмотрим дискретную однокольцевую прямо-передающую КАР, элементы которой подключены к

разъемам матричной схемы (рис. 3). Для общности анализа допустим, что элементы КАР являются изотропными излучателями.

На рис. 3 показаны:

$\mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0) = [x_1 \dots x_N]^T$ – комплексный вектор возбуждения КАР;

$\mathbf{b}(\varphi_0) = [y_1 \dots y_M]^T$ – вектор амплитуд фазовых мод поля эквивалентной ЛАР в дальней зоне, где $M = 0, \pm 1, \dots, \pm(N-1)/2$ если N нечетное или $M = 0, \pm 1, \dots, \pm(N-2)/2, N/2$ если N четное ;

$\mathbf{w} = [w_1 \dots w_M]^T$ – вектор амплитудных весовых множителей.

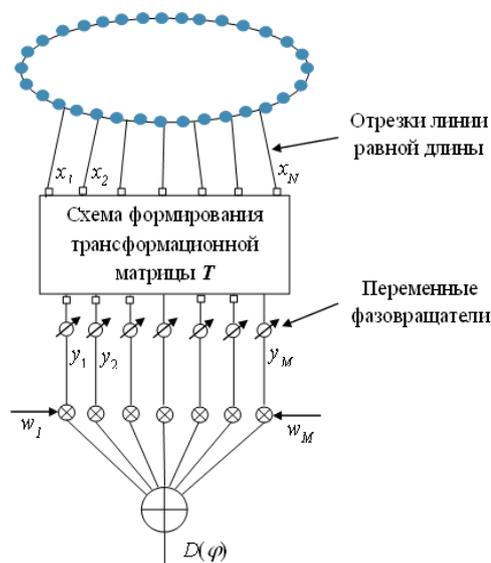


Рисунок 3 – Структура прямо-передающей КАР

Пусть комплексный вектор возбуждения КАР в режиме приема для узкополосного сигнала с частотой $f_0 = c/\lambda$ задан в азимутальной плоскости вектор-столбцом $\mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0)$ размерности $N \times 1$. Тогда, в со-

ответствии с (1.2), n -й элемент вектора $\mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0)$, $n = \overline{1, N}$, определяется следующим выражением:

$$[\mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0)]_n = \exp[-jkR \cos(\varphi_0 - \varphi_n)].$$

Трансформационная матрица \mathbf{T} , описывающая взаимосвязь между комплексным вектором возбуждения КАР $\mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0)$ и вектором амплитуд фазовых мод поля эквивалентной ЛАР в дальней зоне $\mathbf{b}(\varphi_0)$, в общем виде определяется как [1, 3]:

$$\mathbf{T} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{D}. \quad (4)$$

Матрицы \mathbf{C} и \mathbf{D} размерностей $N \times N$ могут быть рассчитаны по следующим выражениям:

$$\mathbf{C} = \text{diag} \left\{ \left(j^{m-1-H} J_{m-1-H} \left[\frac{2\pi R}{\lambda} \right] \right)^{-1} \right\};$$

$$[\mathbf{D}]_{mm} = \exp \left[j^{(m-1-H)} \frac{2\pi(n-1)}{N} \right],$$

где $m = \overline{1, N}$; $J_k[\bullet]$ – функция Бесселя 1-го рода k -го порядка; $H = (N-1)/2$ – если N нечетное или $H = N/2$ – если N четное.

Вектор амплитуд фазовых мод поля эквивалентной ЛАР в дальней зоне находится как:

$$\mathbf{b}(\varphi_0) = \mathbf{T} \cdot \mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0). \quad (5)$$

Каждый m -й элемент вектора $\mathbf{b}(\varphi_0)$ представляет собой гармонику (моду) тока с постоянной амплитудой и линейно изменяющейся в пределах 2π фазой.

Используя метод фазовых мод [1...5], проведем анализ возможности синтеза ДН КАР с заданным УБЛ путем использования известного для ЛАР амплитудного распределения Дольфа-Чебышева. При этом ДН КАР в режиме приема будет описываться матричным выражением вида:

$$\mathbf{D}_{RX}(\varphi) = f_{EULA}(\varphi) \cdot [\mathbf{b}(\varphi_0) \circ \mathbf{w}], \quad (6)$$

где $f_{EULA}(\varphi) = \sum_{m=1}^N \exp[-j(m-1-H)\varphi]$ – множитель системы эквивалентной ЛАР; $[\circ]$ – символ произведения Адамара.

Свойства результирующей ДН (3) будут идентичны свойствам ЛАР, но теперь данная функция определена в диапазоне углов $0 \dots 360^\circ$ и пропорциональна переменной φ .

При синтезе ДН КАР в режиме передачи сначала необходимо найти распределение тока на входах матричной схемы. Для решения данной задачи целесообразно использовать известные методы синтеза ДН ЛАР. В этом случае необходимое распределение тока на входах матричной схемы может быть найдено как:

$$\mathbf{b}(\varphi_0) = \mathbf{s}_{EULA}(\varphi_0) \circ \mathbf{w},$$

где $\mathbf{s}_{EULA}(\varphi_0) = \sum_{m=1}^N \exp[j(m-1-H)kR \sin \varphi_0]$ – скалирующий вектор эквивалентной ЛАР; \mathbf{w} – вектор амплитудных весовых множителей, соответствующий оптимальной ДН ЛАР.

В соответствии с теорией фазового возбуждения, полученный вектор амплитудного распределения эквивалентной ЛАР представляет собой вектор амплитуд фазовых мод поля КАР в дальней зоне. Применение метода фазовых мод позволяет установить связь между полем КАР в дальней зоне и комплексным вектором возбуждения КАР. В соответствии с этим вектор, получаемый после прохождения сигналов через матричную схему, имеет вид:

$$\mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0) = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{b}(\varphi_0).$$

Полученное распределение токов является комплексным вектором возбуждения сфокусированной КАР. При этом следует отметить, что использование всех M доступных мод тока для формирования вектора возбуждения дискретной КАР может привести к появлению различий от потенциальной ДН непрерывной КАР [4]. Особенно большие различия будут иметь место в области дальних лепестков. Поэтому для получения наиболее близкой к потенциальной ДН КАР в режиме передачи максимальное число используемых мод тока M должно выбираться из условия [3]:

$$M < 2kR + 1 < N.$$

Выражение для расчета сфокусированной ДН КАР в режиме передачи примет вид:

$$\mathbf{D}_{TX}(\varphi) = f_{UCA}(\varphi) \cdot \mathbf{s}_{UCA}(\varphi_0).$$

4 ЭКСПЕРИМЕНТЫ

На основе описанных процедур с использованием пакета Phased Array System Toolbox системы Matlab была разработана имитационная математическая модель дискретной однокольцевой антенной решетки, позволяющая проводить анализ эффективности применения метода фазовых мод для синтеза ДН КАР с малым УБЛ.

Анализ эффективности применения метода фазовых мод для синтеза ДН КАР с малым УБЛ при использовании амплитудных весовых множителей проводился для следующих исходных данных: рассмат-

ривалась решетка из $N = 32$ изотропных излучателей; расстояние между элементами составляло $0,4, 0,5$ и $0,6\lambda$; для расчета амплитудных весовых множителей применялось амплитудное распределение Дольфа-Чебышева с УБЛ $\alpha = -20, -30$ и -40 дБ; для возбуждения элементов КАР использовались моды с номерами $M = 0, \pm 1, \dots, \pm(N-2)/2, N/2$.

5 РЕЗУЛЬТАТЫ

Результаты расчетов представлены в виде графиков ДН КАР в режимах приема (рис. 4–6, а), передачи (рис. 4–6, б), а также результирующей ДН приемо-передающей КАР (рис. 4–6, в), полученной путем перемножения ДН в режимах приема и передачи.

Полученные результаты позволили выявить следующие закономерности:

1) при расстоянии между элементами $2\pi R / N = 0,4\lambda$: ДН КАР как в режиме передачи (рис. 4, а), так и в режиме приема (рис. 4 б) имеют практически равномерный УБЛ, то есть максимально приближены к потенциальной ДН непрерывной КАР; реализуемый УБЛ в режиме передачи для всех заданных значений параметра α остается одинаковым и составляет порядка -20 дБ; УБЛ в режиме приема не превышает заданных значений параметра $\alpha = -20, -30$ и -40 дБ, соответственно; для

$\alpha = -20$ дБ ширина ДН соответствует потенциальной ДН непрерывной КАР (рис. 2), в то время как для значений $\alpha = -30$ и -40 дБ имеет место расширение ДН соответственно на 10% и 20% в режиме передачи и на 20% и 40% в режиме приема;

2) при расстоянии между элементами $2\pi R / N = 0,5\lambda$: по мере уменьшения значений параметра α уровень ближних боковых лепестков ДН КАР в режиме передачи (рис. 5, а) плавно меняется от равномерно спадающего ($-15 \dots -30$ дБ для $\alpha = -20$ дБ) до равномерно возрастающего ($-39 \dots -28$ дБ для $\alpha = -40$ дБ) в диапазоне углов $\varphi = \pm 90^\circ$ относительно направления главного максимума; в области дальних лепестков наблюдается резкое возрастание УБЛ до значений $-15 \dots -20$ дБ; имеет место незначительное искажение формы боковых лепестков в режиме приема (рис. 5, б), интенсивность которых усиливается по мере уменьшения значений параметра α ; при этом УБЛ ДН КАР в режиме приема остается в пределах заданных значений параметра $\alpha = -20$ и -30 дБ и лишь незначительно превышает заданное значение в области дальних лепестков для $\alpha = -40$ дБ; характер изменения ширины ДН КАР остается такой же, как и при расстоянии между элементами $0,4\lambda$;

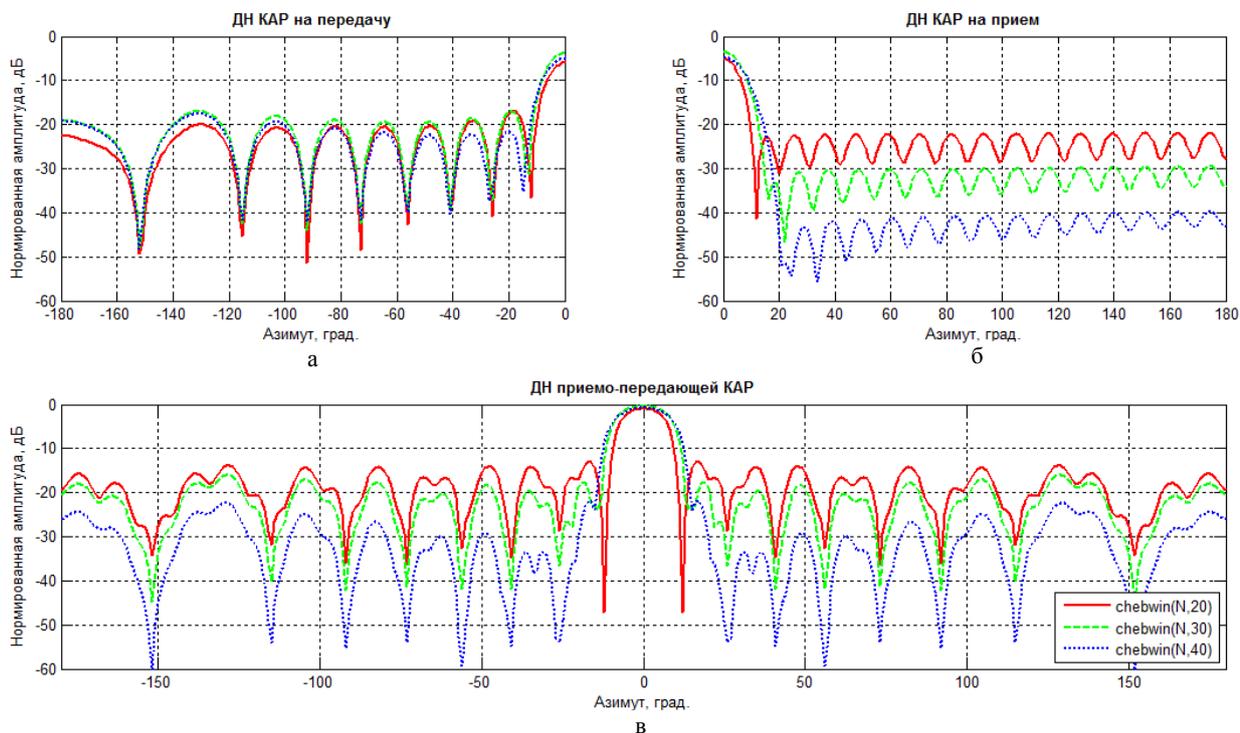


Рисунок 4 – Диаграммы направленности дискретной КАР ($N = 32, 2\pi R / N = 0,4\lambda$)

3) при расстоянии между элементами $2\pi R / N = 0,6\lambda$: ДН КАР в режиме передачи (рис. 6, а) характеризуется равномерно спадающим УБЛ $-12\dots-14$ дБ, $-19\dots-23$ дБ и $-27\dots-37$ дБ для $\alpha = -20, -30$ и -40 дБ, соответственно, в диапазоне углов $\varphi = \pm 80^\circ$ относительно направления главного максимума; в области дальних лепестков УБЛ в режиме передачи возрастает до $-10\dots-17$ дБ;

ДН КАР в режиме приема (рис. 6, б) характеризуется практически равномерным УБЛ со значениями выше, чем для случая синфазного возбуждения КАР (рис. 2); ширина ДН КАР в обоих режимах соответствует потенциальной ДН непрерывной КАР и лишь незначительно расширяется в режиме передачи ($\sim 10\%$) при $\alpha = -40$ дБ.

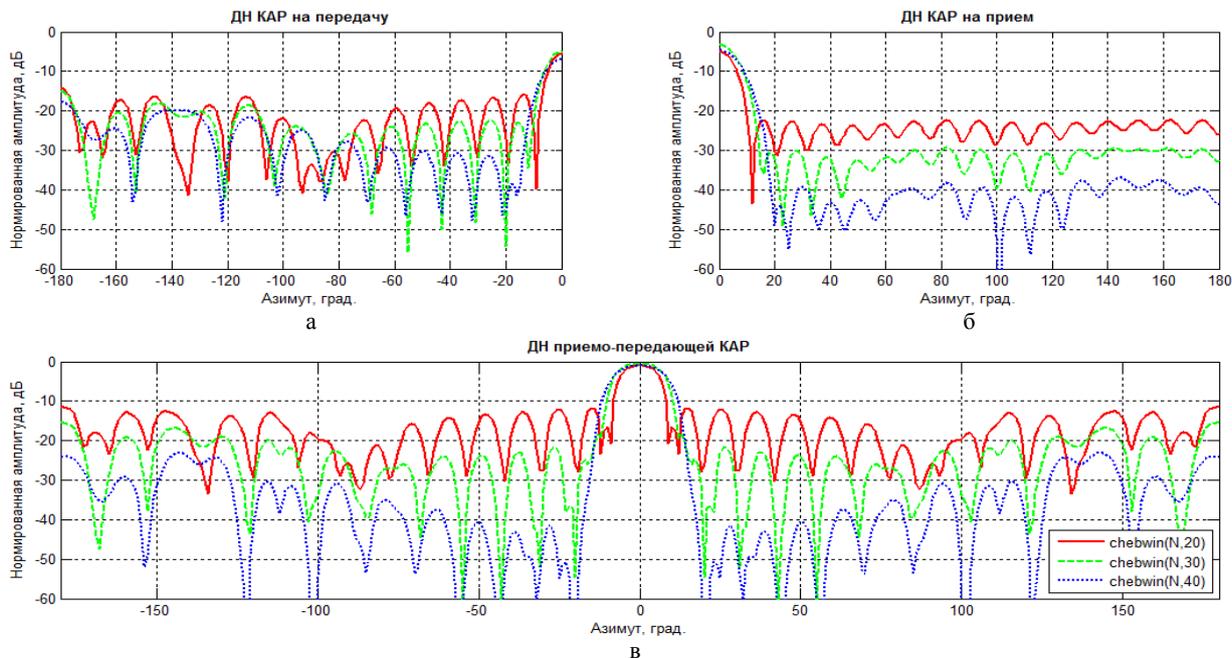


Рисунок 5 – Диаграммы направленности дискретной КАР ($N = 32, 2\pi R / N = 0,5\lambda$)

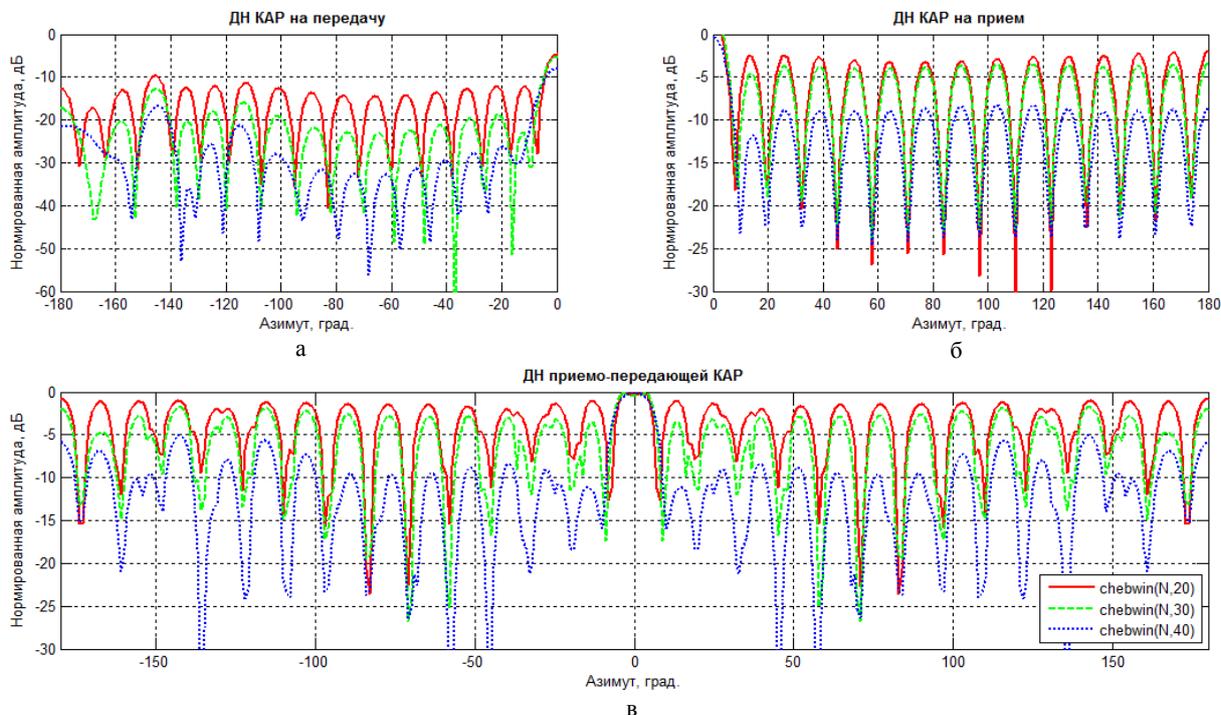


Рисунок 6 – Диаграммы направленности дискретной КАР ($N = 32, 2\pi R / N = 0,6\lambda$)

6 ОБСУЖДЕНИЕ

Графики диаграмм направленности кольцевой антенной решетки, представленные на рис. 4–6, показывают, что изменение расстояния между элементами дискретной КАР при использовании общего алгоритма формирования ДН оказывает различное влияние на параметры ДН КАР в режимах приема и передачи. Это, в свою очередь, дает возможность поиска рациональных соотношений между диаметром КАР и длиной волны, а также выбора вида амплитудного распределения, которое обеспечит требуемые параметры суммарной ДН приемо-передающей КАР.

Пути улучшения параметров суммарной ДН приемо-передающей КАР связаны с поиском алгоритмов, обеспечивающих обратимость преобразования, основанного на использовании метода фазовых мод.

ВЫВОДЫ

В статье методами имитационного математического моделирования проведено исследование характеристик направленности дискретной однокольцевой антенной решетки при использовании метода фазовых мод и общего алгоритма формирования диаграммы направленности в режимах приема и передачи. На примере амплитудного распределения Дольфа-Чебышева, используемого для линейных антенных решеток, показан подход к синтезу диаграммы направленности кольцевой антенной решетки в режимах приема и передачи, а также суммарной диаграммы направленности приемо-передающей решетки.

Научная новизна состоит в разработке имитационной модели дискретной однокольцевой антенной решетки, реализующей алгоритм формирования диаграммы направленности с малым уровнем боковых лепестков в режимах приема и передачи за счет использования метода фазовых мод и известных для линейных антенных решеток амплитудных распределений.

Практическая значимость определяется проведенными экспериментальными исследованиями эффективности использования амплитудного распределения Дольфа-Чебышева для синтеза диаграммы направленности кольцевых антенных решеток с заданным уровнем боковых лепестков. Получены графики диа-

грамм направленности дискретной однокольцевой антенной решетки в режимах приема и передачи при различных параметрах решетки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. The Handbook of Antenna Design. / A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, P. Knight. – London : Peter Peregrinus Ltd., 1983, Vol. 2. – 940 p.
2. Перунов Ю.М. Зарубежные РЭС : в 6 кн. / [Перунов Ю. М., Мацукевич В. В., Васильев А. А. ; под ред. Ю. М. Перунова]. – М. : Радиотехника, 2010. – Кн. 3. Антенны, 2010. – 304 с.
3. Josefsson L. Conformal array antenna theory and design / Lars Josefsson, Patrik Persson. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2006. – 472 p.
4. Sheleg. B. A Matrix-Fed Circular Array for Continuous Scanning / B. Sheleg // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1968. – Vol. AP-56, No. 11. – P. 2016–2027. – DOI: 10.1109/PROC.1968.6778.
5. A transformation between the phasing techniques required for linear and circular aerial arrays / Davies D.E.N // Proc. IEE. – 1965. – Vol. 112 (11). – P. 2041–2045. DOI: 10.1049/piee.1965.0340.
6. Сомов А.В. Антенные системы с кольцевой передающей решеткой: потенциальные возможности / А. В. Сомов, Д. М. Ваврив // Радиофизика и радиоастрономия. – 2013. – Т.18, № 2. – С. 152–160. – Режим доступа: <http://journal.rian.kharkov.ua/index.php/ra/article/view/1131/768>.
7. Балабан М. В. Повышение направленности излучения кольцевой антенной решетки / М. В. Балабан, А. В. Сомов // Радиофизика и электроника. – 2014. – Т.5 (19), № 3. – С. 9–19. – Режим доступа: <http://dspace.nbuv.gov.ua/bitstream/handle/123456789/106101/02-Balaban.pdf?sequence=1>.
8. Sen B. L Band Multi-Channel Transmit/Receive Module For Circular Phased Array Radar / B. Sen, G. Cansiz, H. Boran // Proc. of IEEE International Radar Conference. – Arlington VA, USA. – 2015. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/RADAR.2015.7130960.
9. Trofimov I. N. Multi-Frequency Signals Forming for MIMO Radars with Fast Electronic Scanning / I. N. Trofimov, A. S. Dudush, A. F. Shevchenko // Telecommunications and radio engineering. – 2015. – Vol. 74, No. 5. – P. 409–422. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i5.40.

Статья поступила в редакцию 25.06.2018.

После доработки 28.08.2018.

УДК 621.396.677.4

АНАЛІЗ ДІАГРАМИ НАПРАВЛЕНОСТІ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОЇ КІЛЬЦЕВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ З МАЛИМ РІВНЕМ БІЧНИХ ПЕЛЮСТОК

Тютюнник В. О. – канд. техн. наук, с.н.с., начальник відділу, науковий центр Повітряних Сил, Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

Дудуш А. С. – канд. техн. наук, старший викладач кафедри радіоелектронних засобів інформаційного забезпечення та управління зенітними ракетними комплексами і системами зенітних ракетних військ Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

Флоров О. Д. – канд. техн. наук, доцент, професор кафедри озброєння зенітних ракетних військ Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

Трофімов І. М. – канд. техн. наук, старший науковий співробітник відділу, науковий центр Повітряних Сил, Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Перевагою кільцевих антенних решіток є можливість кругового електронного сканування променем без спотворення характеристик діаграми направленності за рахунок зміни розподілу струму на її елементах. Дана особливість, в поєднанні з сучасними технологіями і цифровими методами діаграмоутворення відкриває перспективу застосування кільцевих антенних решіток в оглядових РЛС військового і цивільного призначення замість антенних систем з механічним обертанням.

Ціль. Дослідження можливостей зменшення рівня бічних пелюсток діаграми направленості однокільцевої приймально-передавальної антенної решітки при використанні відомих амплітудних розподілів, що застосовуються для лінійних антенних решіток.

Метод. Для проведення дослідження використано метод фазових мод, при якому довільна функція збудження кільцевої антенної решітки представляється у вигляді суми компонент (мод) фазового збудження, а діаграма направленості кільцевої антенної решітки являє собою суперпозицію діаграм направленості, що створюються окремими фазовими модами збудження. Даний метод дозволяє застосовувати до кільцевих антенних решіток методи, що використовуються для синтезу діаграм направленості і зменшення рівня бічних пелюсток лінійних антенних решіток за рахунок використання спеціальної трансформаційної матриці.

Результати. Розроблено імітаційну математичну модель дискретної однокільцевої антенної решітки, яка забезпечує можливість дослідження ефективності використання амплітудних розподілів, відомих для лінійних антенних решіток, для зменшення її рівня бічних пелюсток.

Висновки. Проведені обчислювальні експерименти підтвердили можливість застосування методу фазових мод для формування діаграми направленості з малим рівнем бічних пелюсток в приймально-передавальних кільцевих антенних решітках. Показаний варіант практичного застосування амплітудного розподілу Дольфа-Чебишева для формування діаграми направленості кільцевої решітки.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: кільцева антенна решітка, теорія фазового збудження, рівень бічних пелюсток, діаграма направленості Дольфа-Чебишева.

UDC 621.396.677.4

PATTERN ANALYSIS OF THE RECEIVING-TRANSMITTING CIRCULAR ARRAY WITH LOW SIDE LOBE LEVEL

Tiutiunnyk V. A. – PhD, Senior Researcher, Head of Research Department of the Air Force science Center, Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

Dududsh A. S. – PhD, Senior Instructor of the Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

Florov A. D. – PhD, Associate Professor, Professor of the Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

Trofymov I. N. – PhD, Senior Researcher of the Air Force science Center, Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

ABSTRACT

Context. A particular advantage of uniform circular arrays is the possibility of scanning the beam within 360° in azimuth without distorting the characteristics of the directivity pattern only by changing the amplitude-phase distribution of the current on its elements. This feature, combined with modern beamforming techniques and digital methods of beamforming opens the prospect of using circular arrays in surveillance radars for military and civil purposes instead of antenna systems with mechanical rotation.

Objective. Investigation of the possibility of reducing the sidelobe level of a uniform circular transmit-receive array using known amplitude distributions used for linear arrays.

Methods. For the study, a phase-mode excitation technique is used in which an arbitrary excitation function of a uniform circular array is represented as a sum of phase excitation components (modes), and the circular array antenna pattern is a superposition of patterns produced by individual phase excitation modes. This technique makes it possible to apply for circular arrays the methods used to pattern synthesis and reduce the side lobe level in linear arrays due to the use of a special transformation matrix.

Results. An imitation mathematical model of a discrete uniform circular array has been developed that provides an opportunity to study the efficiency of using amplitude distributions, known for linear arrays, to reduce its side lobe level.

Conclusions. The computational experiments have confirmed the possibility of using the phase-mode excitation technique for a pattern synthesis with low sidelobe level in the uniform circular transmits-receive array. A variant of the practical application of the Dolph-Chebyshev amplitude distribution for the synthesis of a circular array pattern is shown.

KEYWORDS: uniform circular array (UCA), phase mode excitation theory, side lobe level (SLL), Dolph-Chebyshev array pattern.

REFERENCES

1. Rudge A. W., K. Milne, A. D. Olver, P Knight The Handbook of Antenna Design. London, Peter Peregrinus Ltd., 1983. Vol. 2, 940 p.
2. Perunov Ju. M., Macukevich V. V., Vasil'ev A. A.; pod red. Perunova Ju. M. Zarubezhnye RES, v 6 kn. Moscow, Radio-tehnika, 2010, Kn. 3, Antenny, 2010, 304 p.
3. Josefsson L. Conformal array antenna theory and design / Lars Josefsson, Patrik Persson. New Jersey, John Wiley & Sons, 2006, 472 p.
4. Sheleg B. A Matrix-Fed Circular Array for Continuous Scanning, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1968, Vol. AP-56, No. 11, pp. 2016–2027. DOI: 10.1109/PROC.1968.6778.
5. Davies D. E. N. A transformation between the phasing techniques required for linear and circular aerial arrays, *Proc. IEE*, 1965, 112 (11), pp. 2041–2045. DOI: 10.1049/piee.1965.0340.
6. Somov A. V., Vavriv D. M. Antenna Systems with Circular Transmit Array: Potentialities, *Radio Physics and Radio Astronomy*, Vol.18, No. 2 (2013), pp. 152–160.
7. Balaban M. V., Somov A. V. Povyshenie napravlenosti izluchenija kol'cevoj antennoj reshetki, *Radiofizika i Elektronika*, 2014, Vol. 5(19), No. 3, pp. 9–19.
8. Sen B., Cansız G., Boran H. L Band Multi-Channel Transmit/Receive Module For Circular Phased Array Radar, *Proc. of IEEE International Radar Conference. – Arlington VA, USA*, 2015, pp. 1–4. DOI: 10.1109/RADAR.2015.7130960.
9. Trofimov I. N., Dudush A. S., Shevchenko A. F. Multi-Frequency Signals Forming for MIMO Radars with Fast Electronic Scanning, *Telecommunications and radio engineering*, 2015, Vol. 74, No. 5, pp. 409–422. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i5.40.