

УДК 621.658.012.531

Л.М. Лобкова, профессор, д-р техн. наук,**А.В. Лукьянчиков, канд. техн. наук,***Севастопольский национальный технический университет**ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053**E-mail: root@sevtu.sebastopol.ua***МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

Предложен метод построения антенных решеток с корреляционной обработкой принимаемых сигналов, который может быть применен для обработки не только случайных стационарных процессов, но и детерминированных сигналов. Выведены формулы для расчета диаграммы направленности антенной решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, корреляционная антенна, нелинейная обработка сигнала.

Развитие наземных и космических систем радиосвязи привело к необходимости интенсивного развития теории и техники антенн, их усложнения и создания принципиально нового класса приемных антенн, которые не только выполняют пространственно-временную обработку сигнала, но и обеспечивают помехозащищенность и электромагнитную совместимость. В наибольшей степени это относится к приемным антенным решеткам с нелинейной обработкой сигнала [1...3]. В этом случае на выходной сигнал антенной решетки формируется путем перемножения сигналов от каждого элемента решетки и последующего их усреднения. В результате можно построить антенну с количественно и качественно новыми свойствами.

Такие антенные системы принято называть корреляционными антеннами, при этом основным положительным результатом, достигаемым в таких антеннах, является существенное увеличение направленных свойств решетки при сохранении ее габаритных размеров.

Рассмотрим линейную эквидистантную антенную решетку, состоящую из N элементов, расстояние между которыми d и проанализируем ее диаграмму направленности (ДН) для двух случаев:

- 1) когда антенная решетка применяется в режиме излучения;
- 2) когда антенная решетка применяется в режиме приема.

Рассмотрим первый случай, при этом предположим, что ДН элемента решетки известна и выражается в виде $f_{эл}(\theta)$. Тогда воспользовавшись теоремой умножения для антенной решетки, можем записать для ДН следующие соотношения

$$F(\theta) = f_{эл}(\theta) f_{реш}(\theta), \quad (1)$$

где $f_{реш}(\theta)$ – множитель решетки, определяющий ДН линейки элементов, состоящей из изотропных излучателей; θ – угол отсчитываемый от нормали антенной решетки. Для случая равноамплитудного и синфазного возбуждения данной линейки излучателей можно воспользоваться формулой следующего вида

$$f_{реш}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{Nkd}{2} \sin(\theta)\right)}{N \sin\left(\frac{kd}{2} \sin(\theta)\right)}, \quad (2)$$

где N – количество элементов, k – волновое число, d – расстояние между элементами.

Рассмотрим данную антенную решетку в качестве приемной и изобразим ее на рисунке 1. В данном случае диаграмма направленности антенной системы формируется в результате алгебраического сложения ЭДС сигналов. Таким образом, происходит линейная обработка сигналов. Следовательно, результирующая ДН приемной решетки также, как и для передающей антенны может быть представлена в виде формул (1) и (2).

При использовании методов нелинейной обработки сигналов, например, их умножения, деления, усреднения можно получить антенну с качественно отличными направленными свойствами.

Так при построении корреляционных антенн используются операции умножения сигналов с последующим усреднением или фильтрацией результирующего напряжения на входе приемного устройства.

Название этих антенн связано с теорией стационарных случайных процессов (ССП), согласно которой под корреляцией понимается выполнение математических операций умножения и усреднения двух функций $u(t)$ и $u(t + \tau)$.

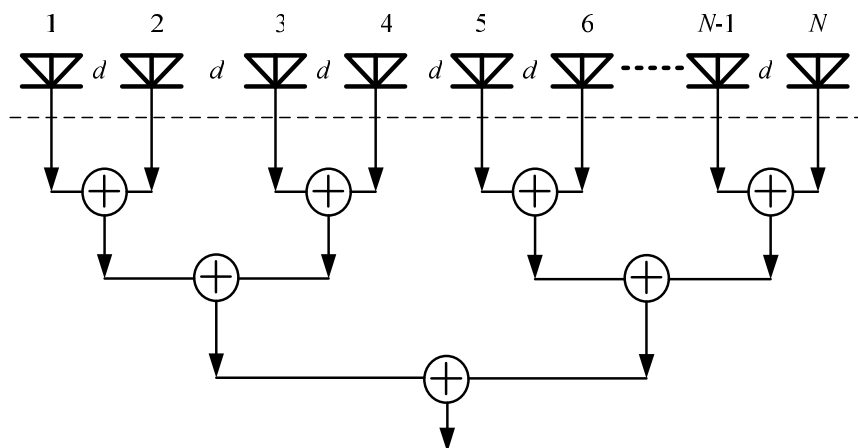


Рисунок 1 – Приемная антенная решетка с линейным сложением ЭДС

Если анализировать корреляционные антенны, не учитывая воздействие шумов, то речь в данной работе пойдет об аналогичных операциях, но не над случайными, а над детерминированными функциями $u(t)$ и $u(t + \tau)$, которые будут описывать напряжения сигналов в какой либо паре элементов антенной решетки.

Анализ корреляционных антенн показал, что при ограниченных геометрических размерах линейки излучателей (см. рисунок 1) можно получить существенное увеличение направленных свойств.

Рассмотрим корреляционную антенную решетку (рисунок 2), которая отличается от решетки на рисунке 1, тем что в ней используются операции умножения и усреднения вместо сложения.

Пусть в качестве элемента приемной решетки применяется полуволновый симметричный вибратор, тогда ЭДС наводимая на входе приемника будет определяться соотношением:

$$u_0 = E_0 l_g f_{эл}(\theta), \quad (3)$$

где E_0 – амплитуда падающей волны; u_0 – амплитуда ЭДС, наводимой на входе приемника; $f_{эл}(\theta)$ – ДН симметричного вибратора.

Тогда мгновенное значение наводимой ЭДС можно представить в виде:

$$u(t) = u_0 \cos \omega t = E_0 l_g f_{эл}(\theta) \cos \omega t. \quad (4)$$

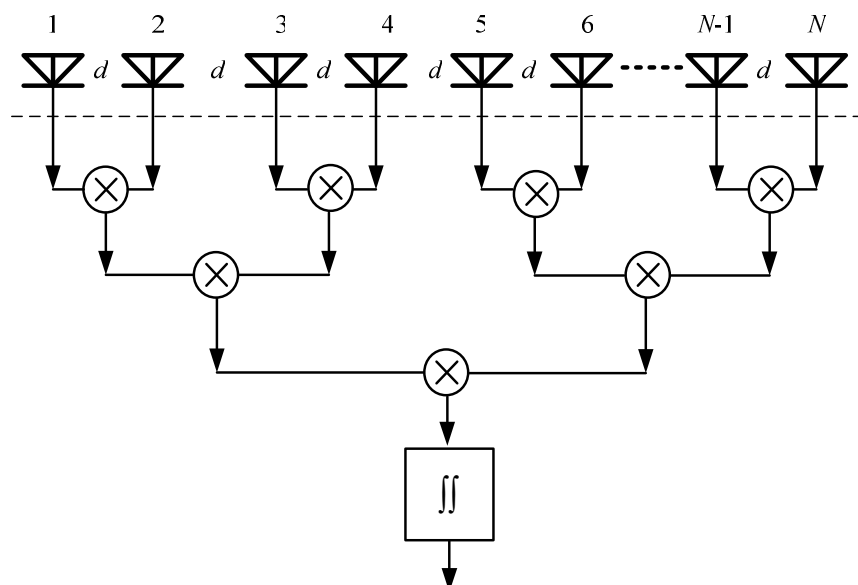


Рисунок 2 – Приемная антенная решетка при нелинейном сложении ЭДС

В дальнейшем рассмотренные постоянные коэффициенты в (4) сгруппируем и запишем

$$u(t) = A f_{эл}(\theta) \cos(\omega t),$$

где $A = E_0 l_g$.

Из рисунка 3 можно определить фазы сигналов в каждом элементе решетки. Примем фазу первого элемента за начало отсчета, тогда фаза сигнала второго элемента будет определяться геометрической разностью Δr_{1-2} , которая равна: $\Delta r_{1-2} = d_{12} \sin \theta$, а фаза $\Delta \phi_{1-2} = k d \sin \theta$. По аналогии можем записать фазу для N -го элемента, которая будет равна $\Delta \phi_{1-N} = (N-1)k d \sin \theta$.

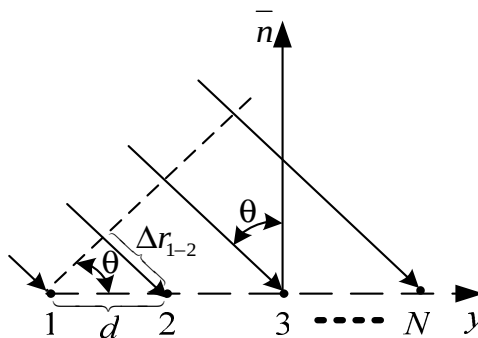


Рисунок 3 – Падение плоской волны на антенную решетку

Если учесть, что $k = \omega / c$, то $\Delta \phi_{1-2} = \omega \frac{d \sin \theta}{c} = \omega \tau$, где $\tau = \frac{d \sin \theta}{c}$, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с.

Таким образом, мгновенное значение ЭДС на выходе i -го элемента можем записать в виде:

$$u_i(t) = f_{эл}(\theta) \cos(\omega(t + \tau_i)).$$

Тогда результат корреляционной обработки напряжений $u_i(t)$ на выходе усредняющего устройства N -элементной решетки можно описать формулой:

$$\langle u(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \prod_{i=1}^N [f_{эл}(\theta) \cos(\omega(t + \tau_i))] dt. \quad (5)$$

Соотношение (5) позволяет исследовать как одномерные, так и двумерные приемные антенные решетки. Эффективность применения нелинейной обработки сигнала в антенной системе покажем на примере двухэлементной решетки, которая является основой для построения интерферометров с высокой разрешающей способностью. Двух элементную решетку представим в виде двух полуволновых симметричных вибраторов, диаграмма направленности которых определяется в виде

$$f_{эл}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta},$$

где θ – угол, который отсчитывается от нормали $\bar{n}$ (рисунок 3).

В этом случае $N = 2$, $d_{12} = d$, $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = \tau = d \sin(\theta) / c$, тогда ЭДС на входе умножителя будет равна:

$$\begin{aligned} u_1(t)u_2(t) &= f_{эл}^2(\theta) \cos(\omega t) \cos(\omega t + \tau) = 0,5 f_{эл}^2(\theta) [\cos(\omega \tau) + \cos(\omega(2t + \tau))] = \\ &= 0,5 f_{эл}^2(\theta) (\cos(kd \sin \theta) + \cos[2\omega t + kd \sin \theta]). \end{aligned} \quad (6)$$

На основании (6) можем установить, что наряду с постоянной составляющей выходного напряжения, определяемой первым слагаемым (6) и зависящей от угла прихода волны θ , есть составляющая удвоенной частоты. Если произвести операцию усреднения ЭДС (6) по времени, то получим:

$$\langle u(t) \rangle = \langle u_1^{(t)} u_2^{(t)} \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u_1(t) u_2(t) dt = 0,5 f_{эл}^2(\theta) \cos(kd \sin \theta). \quad (7)$$

Исходя из формулы (7), роль множителя решетки для корреляционной антенны играет сомножитель

$$f_{реш}^k(\theta) = 0,5 \cos(k d \sin \theta). \quad (8)$$

Если воспользоваться представлением $f_{реш}(\theta)$ при линейной обработке сигнала (2), то можем установить, что

$$0,5 \cos(k d \sin \theta) = 0,25 \frac{\sin(2 k d \sin \theta)}{\sin(k d \sin \theta)}. \quad (9)$$

Согласно формуле (9) можно утверждать, что постоянная составляющая выходного напряжения антенной решетки зависит от θ также, как и ЭДС на входе решетки с линейной обработкой с расстоянием между элементами $2d$, т. е. геометрическая длина решетки увеличена в два раза.

Иными словами, ДН корреляционной антенны с разнесом элементов на расстояние d , будет такой же как и обычной решетки, но с удвоенным расстоянием, а это значит число элементов в решетке с линейной обработкой будет в два раза больше.

На рисунке 4 показаны результаты численных расчетов ДН двухэлементной решетки при линейной и корреляционной обработке сигнала.

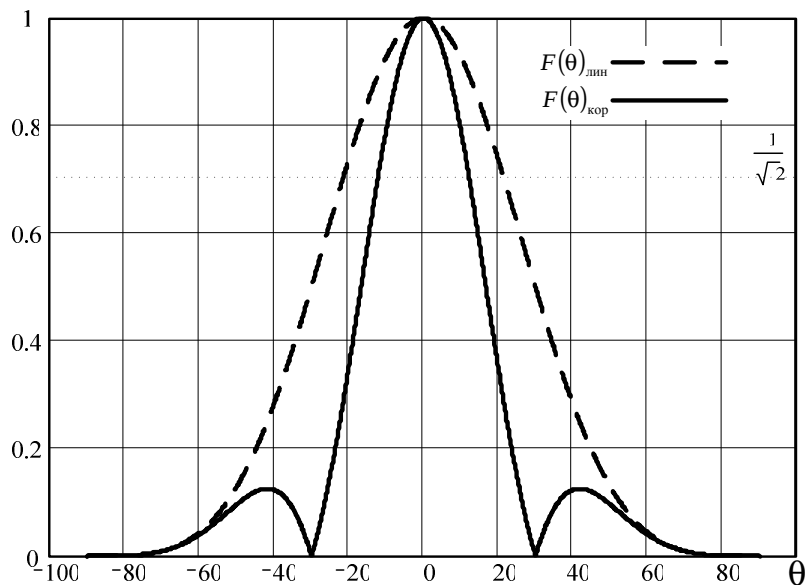


Рисунок 4 – Диаграмма направленности антенной системы с линейным и нелинейным сложением ЭДС наведенных в элементах решетки

В заключении необходимо отметить, что предложенный метод построения корреляционных антенных решеток позволяет не только существенно сократить количество элементов в решетке и увеличить ее направленные свойства, но и обеспечить высокую степень помехозащищенности. В дальнейшем планируется провести экспериментальное исследование характеристик излучения корреляционной антенной решетки и линейной решетки с целью экспериментального подтверждения теоретических результатов.

Бібліографічний список

1. Бахрах Л.Д. Проблемы антенной техники / Л.Д. Бахрах, Д.И. Введенский. — М.: Радио и связь, 1989. — 368 с.
2. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток / А.Ф. Чаплин. — Львов: Высш. шк., 1987. — 180 с.
3. Зелкин Е.Г. Методы синтеза антенн / Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов. — М.: Сов. радио, 1980. — 296 с.

Поступила в редакцию 03.03.2009 г.