

УДК 621.3.095.22

А.В. Новиков, В.А. Хлусов

Способ формирования диаграммы направленности антенной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков

Предложен способ формирования диаграммы направленности (ДН) линейной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ) без расширения основного. Способ основан на современном методе спектрального оценивания Spatially Variant Apodization (SVA). Математическое моделирование показывает работоспособность способа при наличии случайных ошибок в амплитудно-фазовом распределении (АФР) поля.

Ключевые слова: линейная решетка, приемная антенна, адаптивный фильтр, пространственный фильтр.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-5-9

В настоящее время в современных речных и морских радиолокаторах широко используются антенны в виде линейных решеток. Это, например, радары «Raumarine» и «Река» АО НПФ «Микран». В последнем реализована активная линейная антенная решетка из N элементов с N малошумящими усилителями, N смесителями и одним аналоговым сумматором [1].

Угломестная ширина диаграммы направленности (ДН) таких решеток составляет 25...30 градусов для обеспечения достаточного обзора пространства. Однако ширина по азимуту задается на уровне одного-двух градусов для достаточного разрешения наблюдаемых объектов по углу; эта ширина зависит от отношения длины волны поля к длине решетки (к ее апертуре).

Линейная решетка состоит из N антенных элементов, разнесенных обычно на половину длины волны поля. Выходной сигнал антенны в режиме приема равен взвешенной сумме сигналов всех антенных элементов. Весовая функция обычно задается так, что ее значения спадают к краям апертуры антенны, что позволяет снизить уровень боковых лепестков (УБЛ) по сравнению со случаем «прямоугольной» весовой функции (–13 дБ). Отметим, что способ весового суммирования работает как на прием, так и на передачу.

Весовое суммирование сигналов с целью снижения УБЛ называется аподизацией, причем линейной.

Существует множество весовых окон [2]: Блэкмана, Кайзера, Хеннинга, Хемминга и т.д. Они отличаются, например, УБЛ, шириной основного лепестка и скоростью спадания боковых лепестков. В целом, чем ниже УБЛ, тем шире основной лепесток. Таким образом, весовое суммирование ограничено тем, что чем ниже требуется УБЛ, тем длиннее должна быть антенна для получения заданного разрешения по углу.

В данной статье предлагается способ снижения УБЛ ДН решетки на прием, сохраняющий ширину основного лепестка. Способ основан на нелинейной многооконной аподизации, которая известна в зарубежной периодике как Spatially Variant Apodization (SVA) [3–8]. SVA широко используется при синтезе

апертуры [4, 9]. Предложенный способ позволяет снять ограничение весового суммирования в плане расширения основного лепестка.

Весовое суммирование с последующим вычислением квадрата модуля равносильно оценке мощности нулевой пространственной частоты. Так оценивается уровень сигнала, приходящего с нормального к апертуре решетки азимутального направления. Предложенный способ требует дополнительной оценки уровней сигналов, которые приходят с направлений, соответствующих первой и минус первой пространственным частотам; при этом весовая функция равна константе.

SVA – это один из способов спектрального оценивания сигналов, позволяющий оценивать амплитуды всех частот в спектре, давая низкий УБЛ и не расширяя основной лепесток. Предложенный способ требует вычисления амплитуд всего лишь трех пространственных частот для текущего азимутального положения антенны. По трем комплексным амплитудам с помощью параметрического фильтра формируется амплитуда, соответствующая оценке уровня нулевой пространственной частоты. Физическое вращение антенны даст оценку всего пространственного спектра, который пропорционален ее ДН.

Подготовительные формулы (SVA)

ДН и АФР антенны для малых углов связаны между собой преобразованием Фурье [10]. Для линейных решеток используется одномерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ)

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \left\{ \frac{2\pi kn}{N} \right\}}, \quad (1)$$

где s_n – сигнал с выхода n -го антенного элемента; k – индекс пространственной гармоники, $-N/2 < k \leq N/2$.

Индекс k соответствует углу прихода плоской волны [10]

$$\alpha = \arcsin(k\lambda/L),$$

где λ – длина волны падающего поля; L – размер апертуры антенны (длина).

Если рассмотреть нормальное падение плоской волны на антенную решетку (рис. 1), только нулевая

гармоника будет иметь ненулевую мощность, т.е. $|S_0|^2 \neq 0$.

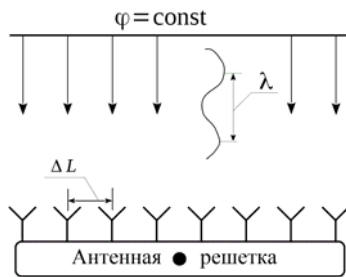


Рис. 1. Нормальное падение плоской волны на антенную решетку

Если рассмотреть падение плоской волны на решетку под любым углом из счетного множества (рис. 2)

$$\theta = \arcsin(q\lambda/L), \quad q \in \mathbb{Z},$$

то только гармоника с индексом q будет иметь ненулевую мощность, т.е. $|S_q|^2 \neq 0$.

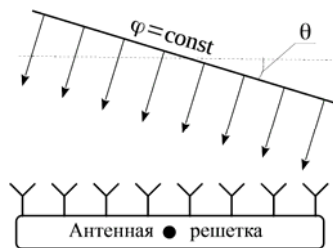


Рис. 2. Падение плоской волны на антенную решетку под углом θ

Сказанное справедливо при выполнении условия полуволнового размещения антенных элементов.

В общем случае пространственные гармоники будут иметь ненулевую мощность, так как угол падения плоской волны не обязан принадлежать счетному множеству. При этом возникает эффект растекания спектра (spectral leakage) и появляются ложные сигналы («боковые лепестки»), хотя изначально на решетку падала одна плоская волна, приходящая с одного направления. Дополнительно сама решетка имеет произвольное азимутальное положение.

Весовое суммирование вместо (1) предполагает взвешенное ДПФ

$$V_k = \sum_{n=0}^{N-1} w_n s_n e^{-j \left\{ \frac{2\pi kn}{N} \right\}}, \quad -N/2 < k \leq N/2, \quad (2)$$

где w_n – отсчеты оконной (взвешивающей) функции. Данный способ приводит к расширению основного лепестка в спектре, в целом тем большему, чем ниже УБЛ.

Известно, что (2) может быть записано в спектральной области через свертку

$$V_k = \sum_{i \in \mathbb{Z}} W_i S_{k-i}, \quad (3)$$

где W_i – ДПФ оконной функции w_n подобно (1).

Вычисление (3) потребует минимум ресурсов, если подобрать такую оконную функцию, ДПФ от которой содержит минимальное число частот. Как показано в [3], в качестве «легкой» функции подходит ряд по косинусам кратных частот

$$w_n = \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad 0 \leq n < N. \quad (4)$$

Тогда можно записать явное выражение для W_i

$$W_i = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k (\delta_{i-k} + \delta_{i+k}), \quad (5)$$

где δ_i – символ Кронекера.

Ограничимся в (5) окном первого порядка, т.е. $K=1$. Это позволит минимизировать вычислительные затраты, не теряя в практически реализуемом УБЛ, который ограничен точностью настройки антенных элементов. Подставляя (5) в (3), получим

$$V_k = a_0 S_k - 0,5a_1 (S_{k-1} + S_{k+1}).$$

Как показано в [3], коэффициенты a_0 и a_1 могут быть выбраны и удобно обозначены следующим образом: $a_0=1$, $a_1=a$, $0 \leq a \leq 1$. Таким образом, если $a=0$, взвешивающая функция переходит в прямоугольное окно; при $a=1$ – в окно Хеннинга. В этом и кроется суть параметричности SVA. Подчеркнем еще раз, что спектральные амплитуды S_k вычислены без взвешивания согласно (1).

Итак, для текущего индекса гармоники k параметр a выбирается так, чтобы обеспечить минимум квадрата модуля спектральной амплитуды, но при ограничении $0 \leq a \leq 1$. Эта оптимизация была проделана в [3] для $K=1,2,3$. Ограничение на a позволяет сохранять основной лепесток; критерий минимума может дать такое a , которое выйдет за рамки ограничения и окно при этом потеряет свою функцию ослабления сигнала на краях.

В данной работе $K=1$, поэтому искомый параметр a может быть вычислен как

$$a = \text{Re} \left\{ \frac{S_k}{0,5(S_{k-1} + S_{k+1})} \right\}. \quad (6)$$

В соответствии со способом SVA оценка спектра делается по алгоритму

$$V_k = \begin{cases} S_k - 0,5a(S_{k-1} + S_{k+1}), & \text{если } 0 < a < 1; \\ S_k, & \text{если } a \leq 0; \\ S_k - 0,5(S_{k-1} + S_{k+1}), & \text{если } a \geq 1. \end{cases} \quad (7)$$

Делить числитель на знаменатель в (6) не требуется: достаточно сравнить числитель и знаменатель между собой и вынести одно из трех решений (7). В реальности в комплексных амплитудах будет присутствовать шум, поэтому деление на ноль исключено (в знаменателе после преобразования к вещественным квадратурам будет квадрат модуля).

Аппаратная функция анализатора спектра (7) имеет такую же ширину основного лепестка, как и

для анализатора (1) с прямоугольной взвешивающей функцией, зато УБЛ значительно ниже (по крайней мере $-31,5$ дБ против -13 дБ). Более того, скорость спада боковых лепестков аппаратной функции также будет выше (18 дБ/октаву против 6 дБ/октаву).

Предлагаемый способ формирования ДН

Предположим, что на линейную антенную решетку нормально падает плоская волна (см. рис. 1). Тогда суммирование (1) для $k=0$ даст максимальный уровень выходного сигнала. Известно, что если антенна при этом вращается в азимутальной плоскости, то такое суммирование даст форму ДН решетки по азимуту. Величина $|S_0|^2$, зависящая от азимутального угла β , по форме будет совпадать с функцией $(\sin x/x)^2$, где $x=C\sin\beta \sim C\beta$ для малых углов, C – константа.

Способ SVA (7) предполагает вычисление амплитуд всех пространственных гармоник. Мы предположили, что хорошие свойства SVA сохраняются, если вычислять лишь $|V_0|^2$ для произвольного азимутального положения решетки. Математическое моделирование подтвердило наше предположение.

Результаты моделирования

Рассмотрим случай падения двух плоских волн на вращающуюся линейную антенную решетку (рис. 3). Согласно рисунку можно записать комплексную амплитуду узкополосного сигнала на выходе n -го антенного элемента

$$s_n = A_1 e^{j\pi n \sin\beta} + A_2 e^{j\pi n \sin(\theta+\beta)} \quad (8)$$

где β – азимут антенны против часовой стрелки; θ – угол между фронтами двух плоских волн по часовой стрелке.

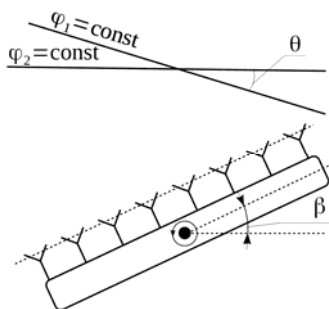


Рис. 3. Падение двух плоских волн на вращающуюся антенную решетку

На рис. 3 углы β и θ положительны. Пусть амплитуды плоских волн равны единице, т.е. $A_1 = A_2 = 1$.

Для некоторых углов β и θ (в момент «фото съемки») принятый суммарный сигнал (8) преобразуется в спектральную область

$$S_0 = \sum_{n=0}^{N-1} s_n, \quad S_{-1} = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j\left\{\frac{2\pi n}{N}\right\}}, \quad S_1 = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j\left\{\frac{2\pi n}{N}\right\}}, \quad (9)$$

после чего по (6) и (7) вычисляются параметр a и амплитуда выходного сигнала антенны V_0 соответственно.

Введем в каждый антенный элемент амплитудно-фазовые ошибки с помощью коэффициента передачи

$$K_n = w_n 10^{0,05\Delta A_n} e^{j\Delta\varphi_n},$$

где w_n – коэффициент передачи идеального n -го элемента, пусть $w_n = 1$; ΔA_n – амплитудная ошибка n -го элемента, дБ; $\Delta\varphi_n$ – фазовая ошибка, радиан.

Предположим, что амплитудная ошибка распределена нормально с заданным средним квадратичным отклонением, а фазовая ошибка – равномерно на интервале $(-\varphi_{\max} \dots \varphi_{\max})$. Примем также, что ошибки в антенных элементах независимы.

Современные цифровые фазовращатели, например продукции Analog Devices, HMC642A, дают 0,5 дБ амплитудной ошибки и интервал фазовой $(-10^\circ \dots 10^\circ)$.

Пусть две падающие плоские волны разделены по углу на координату первого бокового лепестка, тогда пространственная частота p будет равна

$$p = \frac{\sin\theta}{\lambda} = \frac{1,5}{L} \Rightarrow \sin\theta = \frac{1,5\lambda}{(\lambda/2)N} = \frac{3}{N}. \quad (10)$$

Рассмотрим пример 128-элементной антенной решетки, т.е. $N=128$.

Рассчитанные ДН покажем в области малых углов, так как Фурье-связь между ДН и АФР справедлива лишь для малых углов [10].

На рис. 4 показаны десять реализаций ДН антенной решетки на прием, полученных предложенным способом и способом простого суммирования (1).

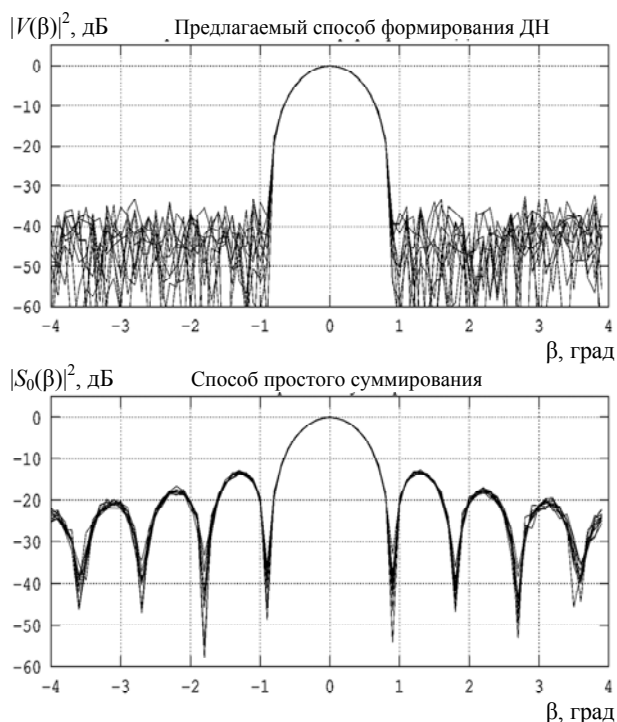


Рис. 4. Десять реализаций ДН 128-элементной антенной решетки на прием

Из рис. 4 следует, что простое суммирование дает УБЛ – 13 дБ, малочувствительный к ошибкам АФР. Ширина основного лепестка совпадает с расчетной

$$\Theta = 2\arcsin(2/N) = 2\arcsin(2/128) \approx 1,8^\circ.$$

Предлагаемый способ сохраняет ширину основного лепестка и его амплитуду и дает УБЛ не хуже –30 дБ. Разброс УБЛ в этом случае заметно больше, чем разброс для простого суммирования.

Рисунок 5 аналогичен рис. 4; отличие лишь в наличии второго сигнала, принимаемого по первому боковому лепестку (10).

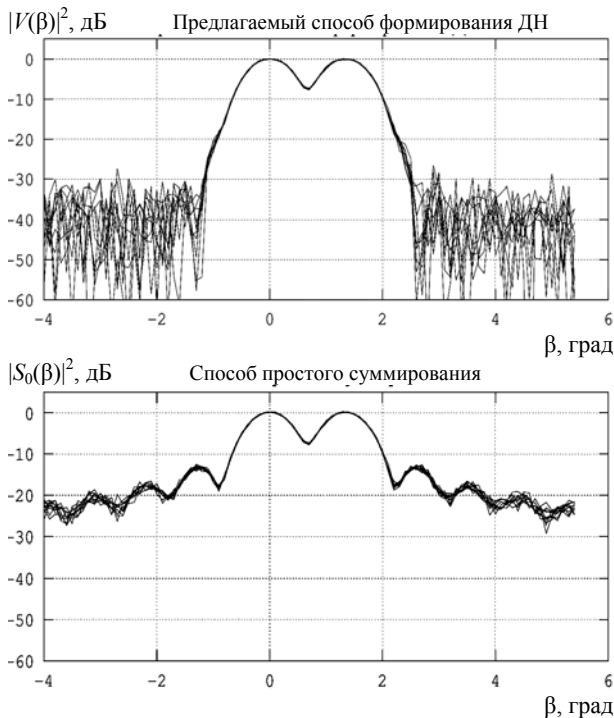


Рис. 5. Десять реализаций двулучевых ДН 128-элементной антенной решетки на прием

Из рис. 5 следует, что предлагаемый способ, по сравнению с простым суммированием, так же разрешает два сигнала (провал –7,5 дБ), один из которых принимается по основному, а другой – по первому боковому лепестку. При этом средний УБЛ возрастает на 3...4 дБ по сравнению со случаем одного сигнала.

Если использовать взвешенное суммирование с окном Хеннинга (по (4) при $K=1$ и $a_0=1$), то два рассматриваемых сигнала не разрешаются (провал –0,5 дБ), но обеспечивается УБЛ не хуже –25 дБ.

Если рассмотреть вариант приема двух сигналов, разделенных по углу на координату первого нуля, т.е.

$$\frac{\sin \theta}{\lambda} = \frac{1}{L} \Rightarrow \sin \theta = \frac{\lambda}{(\lambda/2)N} = \frac{2}{N}, \quad (11)$$

то максимумы, соответствующие оценкам угла прихода принятых сигналов, опустятся на 3,5 дБ и совпадут с результатом расчета для окна Хеннинга, причем вплоть до провала между этими максима-

ми (–22 дБ). Расчет с прямоугольным окном, наоборот, даст подъем максимумов на 0,7 дБ (провал между максимумами –18 дБ). Это позволяет сделать вывод о том, что в предлагаемом способе комбинируются оценки спектра по многим оконным функциям из заданного класса и выбирается та функция, которая дает минимум оцениваемой мощности. Причем минимальным угловым разрешением для предлагаемого способа является (10), а разрешение (11) подходит лишь для прямоугольной оконной функции, которая дает максимальный из возможных УБЛ (–13 дБ).

Выводы

Предложен способ формирования ДН приемной АР, основанный на применении современных методов спектрального оценивания (SVA) и позволяющий существенно снизить УБЛ без расширения основного лепестка ДН АР. Необходимо отметить, что предлагаемый способ неприменим для передающих антенн, поскольку является параметрическим способом формирования ДН на основе информации о принимаемом сигнале, полученной по нескольким направлениям приема.

Численное моделирование показывает, что для 128-элементной решетки достигим УБЛ не хуже –30 дБ при наличии случайных амплитудных (0,5 дБ) и фазовых ($\pm 10^\circ$) ошибок; при этом сохраняется ширина основного лепестка. Предложенный способ обеспечивает одинаково (по сравнению с простым суммированием) угловое разрешение двух сигналов, разнесенных на координату первого бокового лепестка.

Исследование способа SVA в двумерной области [4] позволяет расширить предложенный способ формирования ДН на плоские решетки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Литература

1. Доценко В.В. Повышение энергетического потенциала РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом / В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Хлусов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1(23). – С. 29–33.
2. Harris F.J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform // Proc. IEEE. – 1978. – Vol. 66. – P. 51–83.
3. Pat. 6 298 363 US. Adaptive windowing of FFT data for increased resolution and sidelobe rejection / R.J. Iannuzzi (US). – No 09/191 665; submitted 13.11.98; issued 02.10.01.
4. Stankwitz H.C. Nonlinear Apodization for Sidelobe Control in SAR Imagery / H.C. Stankwitz, R.J. Dallaire, J.R. Fienup // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. – 1995. – Vol. 31, No. 1. – P. 267–279.
5. Smith B.H. Generalization of spatially variant apodization to noninteger Nyquist sampling rates // IEEE Transactions on Image Processing. – 2000. – Vol. 9, No. 6. – P. 1088–1093.
6. Lee J.A.C. Effectiveness of spatially-variant apodization / J.A.C. Lee, D.C. Munson // Proc. IEEE ICIP. – 1995. – Vol. 1. – P. 147–150.

7. Lee J.A.C. Spatially Variant Apodization for Image Reconstruction from Partial Fourier Data / J.A.C. Lee, D.C. Munson // IEEE Transactions on Image Processing. – 2000. – Vol. 9, No. 11 – P. 1914–1925.

8. Stankwitz H.C. Advances in non-linear apodization / H.C. Stankwitz, S.P. Taylor // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2006. – Vol. 21, No. 1. – P. 3–8.

9. Resolution enhancement for LASAR 3D imaging via ℓ_1 regularization and SVA / G Xiang, X. Zhang, J. Shi, S. Wei // Progress In Electromagnetic Research M. – 2015. – Vol. 41. – P. 95–104.

10. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London: The Institution of Electrical Engineers, 2000. – 336 p.

Новиков Анатолий Викторович

Канд. техн. наук,

доцент каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Тел.: +7-952-155-96-99

Эл. почта: naw1983@yandex.ru

Хлусов Валерий Александрович

Д-р техн. наук, вед. науч. сотр. НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-35-62

Эл. почта: hva@micran.ru

Novikov A.V., Khlusov V.A.

Receiving Linear Array Beamforming Using Spatially Variant Apodization

The authors present a novel beamformer to receive linear array based on Spatially Variant Apodization. This technique reduces the side-lobe level compared with a uniform linear array, at the same time keeping the main lobe beam-width. For example, the side-lobe level of a 128-element linear array would be better than -30 dB in the presence of phase and amplitude errors based on the proposed technique (5.8 degrees r.m.s. and 0.5 dB r.m.s. respectively).

Keywords: Linear antenna arrays, receiving antennas, adaptive filters, spatial filters.