

Упрощенные алгоритмы формирования диаграммы направленности цифровой антенной решетки

А. А. Леманский, М. Б. Митяшев, В. С. Рабинович

Рассмотрены алгоритмы формирования диаграммы направленности (ДН) цифровой антенной решетки, позволяющие резко снизить требования к процессору формирования ДН (ФДН); показано, что предложенные алгоритмы незначительно искажают характеристики сформированной цифровым образом ДН. (Алгоритмы адаптации и компенсации амплитудно-фазовых искажений, не связанные с процессором ФДН, в данной работе не рассматриваются).

В последнее время вызывают все более широкий интерес проблемы создания цифровых антенных решеток (ЦАР) [1, 2], позволяющих расширить круг задач, решаемых методами традиционной антенной техники с использованием фазированных АР. В частности переход от аналогового формирования луча к цифровому позволяет скомпенсировать алгоритмически амплитудно-фазовые ошибки в излучателях; сформировать необходимое число независимо управляемых ДН с заданным уровнем боковых лепестков; реализовать гибко меняющиеся алгоритмически методы адаптации радиосистемы к помеховой обстановке.

Для выполнения указанных задач ЦАР содержит многофункциональный специальный вычислитель. Процессор ФДН, входящий в такой вычислитель, в отличие от процессоров адаптации и коррекции амплитудно-фазовых ошибок, дол-

жен обладать высокой производительностью, соответствующей полосе принимаемого сигнала.

Если N — число элементов решетки, B — полоса сигнала и для формирования матрицы N приемных лучей используется алгоритм БПФ по основанию 2, то процессор должен выполнять в секунду $V = N \log_2 N \cdot B$ операций умножения комплексных чисел. Например, при $N = 5 \cdot 10^3$, $B = 1$ МГц $V = 6 \cdot 10^{10}$ комп. опер./с.

Таким образом, даже при использовании сравнительно узкополосного сигнала процессор должен обладать сверхвысоким быстродействием, чтобы обеспечить формирование ДН ЦАР, имеющей несколько тысяч элементов. Формирование ДН ЦАР с меньшим числом лучей по алгоритму ДПФ не упрощает задачу.

Цель работы — рассмотреть возможности снижения требований к производительности процессора ЦАР за счет упрощения алгоритма формирования ДН и оценить искажения ДН от этого упрощения.

Для вычисления вещественной Y_s и мнимой Y_q составляющих ДН ЦАР ее процессор осуществляет весовое суммирование отсчетов квадратурных составляющих сигналов $U_j^{(s)}$, $U_j^{(q)}$ ($j = 1, \dots, N$), принимаемых элементами ЦАР. Тогда

$$Y_s = \sum_{j=1}^N (U_j^{(s)} W_j^{(s)} - U_j^{(q)} W_j^{(q)}); \quad Y_q = \sum_{j=1}^N (U_j^{(q)} W_j^{(s)} + U_j^{(s)} W_j^{(q)}) \quad (1)$$

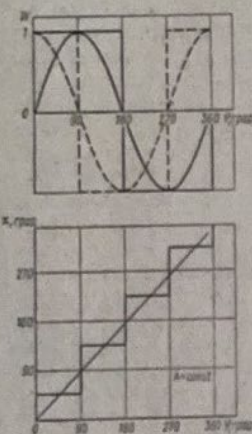


Рис. 1

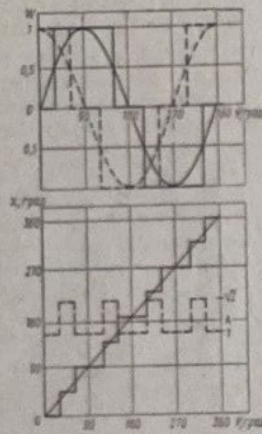


Рис. 2

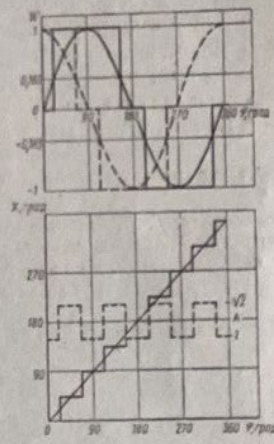


Рис. 3

где $W_j^{(s)} = A_j \cos(\Psi_j + \chi_j)$, $W_j^{(q)} = A_j \sin(\Psi_j + \chi_j)$ — весовые коэффициенты (Ψ_j — фазовый сдвиг на j -м элементе, соответствующий заданному направлению луча; χ_j — фазовый сдвиг, компенсирующий начальное фазовое распределение на элементах ЦАР; A_j — коэффициенты, определяющие вид амплитудного распределения на элементах ЦАР).

Для упрощения алгоритма формирования ДН ЦАР рассмотрим три различные аппроксимации величин $\cos \varphi_j$, $\sin \varphi_j$, где $\varphi_j = \Psi_j + \chi_j$, предположив, что $A_j = 1$. При цифровом формировании ДН операции умножения не потребуются вообще (остается только сложение с учетом знака), если принять

$$\cos \varphi_j \approx \text{SIGN}(\cos \varphi_j); \quad \sin \varphi_j \approx \text{SIGN}(\sin \varphi_j). \quad (2)$$

В этом случае не возникает амплитудных искажений на элементах ЦАР, а фазовое распределение принимает дискретные значения, кратные $\Delta = \pi/2$ (рис. 1). Из-за этого КНД ЦАР в направлении главного максимума [3] $\bar{D}_{\max} \approx \bar{D}_{\max}(1 - \Delta^2/12)$, где \bar{D}_{\max} — КНД при точных значениях $\cos \varphi_j$, $\sin \varphi_j$. При $\Delta = \pi/2$ величина \bar{D}_{\max} снижается примерно на 1 дБ относительно \bar{D}_{\max} . Если распределение фаз χ_j удовлетворяет известным требованиям [4], то фоновая добавка к ДН имеет средний уровень $\delta^2 \approx \Delta^2/(12NK)$. При равномерном амплитудном распределении $K=1$; если $N=5000$, то $\delta^2 \approx -43$ дБ.

Другая аппроксимация величин $\cos \varphi_j$, $\sin \varphi_j$ соответствует их одноразрядному двоичному квантованию

$$\cos \varphi_j \approx E(\cos \varphi_j + 0.5); \quad \sin \varphi_j \approx E(\sin \varphi_j + 0.5), \quad (3)$$

где $E(x)$ — целая часть x .

Для выполнения операции (3) достаточно использовать старший разряд

двоичного кода значений $\cos \varphi_j$, $\sin \varphi_j$, поступающих с вычислителя весовых коэффициентов. Аппроксимация (3), как и (2) не требует выполнения операции умножения при вычислении величины (1). В рассматриваемом случае амплитудные и фазовые искажения на раскрые решетки определяются кривыми, приведенными на рис. 2. Из-за погрешности аппроксимации (3) амплитуда на элементах принимает значения 1 и $\sqrt{2}$ вместо 1, а фаза изменяется с дискретом $\pi/4$. Указанные амплитудные и фазовые искажения периодичны, но неравномерны по φ_j . Вследствие этого максимальная фазовая ошибка составляет по абсолютной величине $\Delta = \pi/6$, а среднеквадратическое отклонение амплитудной ошибки относительно средней величины $A = 1,14$, $\sigma_A \approx 0,17$. В данном случае [3, 4]

$$\bar{D}_{\max} \approx D_{\max}(1 - \Delta^2/12 - \sigma_A^2). \quad (4)$$

При указанных ошибках аппроксимации снижение КНД составляет примерно $-0,56$ дБ, а средний уровень фоновой добавки при $N=5000$ около -45 дБ. Фазовые ошибки аппроксимации (3) можно уменьшить, если положить

$$\begin{aligned} \cos \varphi_j &\approx \text{SIGN}(\cos \varphi_j) E(|\cos \varphi_j| - \sin 22,5^\circ); \\ \sin \varphi_j &\approx \text{SIGN}(\sin \varphi_j) E(|\sin \varphi_j| - \sin 22,5^\circ). \end{aligned} \quad (5)$$

В этом случае фаза изменяется также с дискретом $\Delta = \pi/4$, но ее скачки происходят через равные интервалы в зависимости от φ_j . Поэтому максимальная фазовая ошибка (по модулю) не превышает $\pi/8$, а $\sigma_A = 0,17$ как и при аппроксимации (3), но относительно среднего значения $A = 1,207$ (рис. 3). В данном случае потери КНД (4) снижаются до $-0,37$ дБ, а средний уровень фоновой добавки — примерно до -47 дБ.

Каждая из рассмотренных аппроксимаций приводит к тому, что при цифровом формировании ДН по (1), в случае $A_j = 1$, требуется только операция сложения, что коренным образом меняет требования к производительности процессора ЦАР, т. е. вместо V операций умножения комплексных чисел необходимо произвести $2V$ операций сложения.

Приведенные упрощенные алгоритмы отличаются лишь пороговыми значениями $\varphi_{\text{пор}}$, при которых $\cos \varphi_j$, $\sin \varphi_j$ изменяются скачкообразно, принимая значения ± 1 или 0. При этом для алгоритмов (2), (3), (5) $\varphi_{\text{пор}} = 0, \pm 0,5, \pm \sin 22,5^\circ$.

Приведенные оценки искажений ДН показывают, что они имеют практически такие же величины, что и у фазированных АР с дискретными фазовращателями, у которых $\Delta = \pi/2$ и $\pi/4$. Результаты моделирования ДН подтверждают правильность сделанных оценок.

Применение алгоритмов (2), (3), (5) не полностью исключает операции умножения при формировании ДН ЦАР. Как правило, в раскрые антенны формируется спадающее к краям амплитудное распределение для уменьшения уровня боковых лепестков ДН. В ЦАР это осуществляется умножением цифровых отсчетов на выходах элементов на амплитудные весовые коэффициенты $A_j \leq 1$ ($j = 1, \dots, N$). Операции умножения можно исключить, используя для снижения боковых лепестков ДН, например простейшее амплитудное распределение, имеющее два уровня.

По результатам аналитических оценок и численного моделирования при оптимальных соотношениях уровней амплитуд $A_{\min}/A_{\max} \approx 0,4$ и геометрических размерах зон с амплитудами A_{\min} и A_{\max} на раскрые $a_{\max}/a_{\min} \approx 0,6$ величина максимального бокового лепестка составляет -21 дБ для АР с квадратной и -28 дБ для АР с круглой апертурой.

На практике рассматриваемое распределение амплитуды в раскрые ЦАР можно реализовать, вводя в часть приемных модулей аттенюаторы с требуемым постоянным коэффициентом затухания, а также путем раздельного суммирования отсчетов на соответствующих областях раскрыя ЦАР с последующим умножением одной из сумм на заданное число. Последний способ применим при формировании ДН методом ДПФ.

- Проведенный анализ показывает, что для цифровых антенных решеток, состоящих из нескольких тысяч элементов, процедуру формирования ДН и, соответственно, аппаратуру процессора ФДН можно существенно упростить незначительным снижением характеристик ЦАР. В зависимости от вида аппроксимации фазовых весовых коэффициентов потери усиления ЦАР около $0,4 \dots 1,0$ дБ, средний уровень фоновых боковых лепестков ДН для ЦАР из 5000 элементов — $(47 \dots 43)$ дБ. Максимальные ближние боковые лепестки при двухуровневом амплитудном распределении составляют -21 дБ для АР с квадратной апертурой и -28 дБ для АР с круглой апертурой.

Литература

1. Богачев А. С. — Радиотехника, 1978, № 6.
2. Варюхин В. А., Покровский В. И. — Радиотехника и электроника, 1982, т. 27, № 11.
3. Железняк М. М., Кашин В. А. — Радиотехника и электроника, 1972, т. 27, № 6.
4. Захарьев Л. Н., Леманский А. А., Турчин В. И. и др. Методы измерения характеристик СВЧ. — М.: Радио и связь, 1985.

Поступила после доработки 17 мая 1990 г.