

Алгоритмы широкополосного цифрового формирования ДНА

А. С. Беляев, М. Б. Митяшев

В статье рассмотрены существующие алгоритмы широкополосного цифрового формирования диаграммы направленности антенны (ДНА) и предложен новый алгоритм за счет поворота фазы на ненулевой несущей частоте. Рассмотрены требования к производительности аппаратной платформы, характеристики и условия применимости.

Ключевые слова: антенные решетки, диаграммоформирование.

1. Введение

В широкополосной цифровой антенной решетке (АР) одним из дорогостоящих и определяющих характеристики ресурсов является подсистема цифрового диаграммоформирования (ЦДФ). ЦДФ имеет следующие оптимизируемые характеристики:

- стоимость;
- массо-габаритные размеры;
- энергопотребление;
- тепловыделение.

Приемный ЦДФ должен осуществлять суммирование предварительно взвешенных сигналов. При широкополосном диаграммоформировании взвешивание производится формированием временной задержки сигнала с каждого элемента. Временную задержку при ЦДФ можно реализовать с помощью КИХ-фильтра или с помощью интерполяции через интерполирующую функцию Котельникова. При этом временные задержки более чем на период дискретизации АР с большой апертурой (следовательно, с большой межэлементной временной задержкой) могут формироваться простым сдвигом в регистровом файле, что эквивалентно задержке на один такт или на один период дискретизации. Здесь везде подразумевается, что все вычисления производятся на нулевой частоте. Реализация КИХ-фильтра для широкополосных сигналов требует определенных вычислительных затрат. Альтернативно, для уменьшения производительности вычислителей, если в текущей задаче допустимо некоторое искажение АЧХ сигнала, временную задержку можно получить простым поворотом фазы комплексного сигнала на ненулевой несущей частоте.

2. Традиционные алгоритмы ЦДФ

Традиционный алгоритм ЦДФ, описанный в [1–8], – это взвешенное суммирование комплексных отсчетов каждого канала АР. При этом весовые коэффициенты определяют форму и направление максимума ДНА или лучей. Таким образом, направление на источник излучения осуществляется поворотом фазы комплексного сигнала в цифровой форме.

Существует три основных способа фазового формирования лучей:

- формирование лучей в пространстве элементов;
- формирование лучей в пространстве ортогональных лучей;

Формирование луча в пространстве элементов в приемной АР работает следующим образом: цифровые данные (сигналы с элементов решетки после аналого-цифрового преобразования) с элементов решетки $x_1 \dots x_k$ напрямую умножаются на весовые коэффициенты для получения луча в заданном направлении. Каждый отсчет i -го луча будет определен следующим выражением:

$$y(\theta_i, \varphi_i) = \sum_{k=0}^{K-1} \omega_{k,i}^* x_k, \quad (1)$$

где $y(\theta_i, \varphi_i)$ – i -ый выходной луч;

x_k – отсчёты с k -го элемента решетки;

$\omega_{k,i}^*$ – комплексно-сопряжённые весовые коэффициенты для формирования луча в направлении θ_i, φ_i .

Для поворота фазы каждого входного комплексного отсчета необходимо произвести следующие операции:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Y) &= \operatorname{Re}(X)\cos(\Delta\varphi) + \operatorname{Im}(X)\sin(\Delta\varphi) \\ \operatorname{Im}(Y) &= \operatorname{Im}(X)\cos(\Delta\varphi) - \operatorname{Re}(X)\sin(\Delta\varphi) \end{aligned} \quad (2)$$

где $\operatorname{Re}(X), \operatorname{Im}(X)$ – исходные комплексные отсчеты;

$\operatorname{Re}(Y), \operatorname{Im}(Y)$ – полученные комплексные отсчеты;

$\Delta\varphi$ – величина поворота фазы.

Формирование луча в пространстве ортогональных лучей производится в два этапа. Сначала через БПФ по одновременным отсчётам каналов вычисляются K ортогональных лучей для K каналов. После этого взвешенным суммированием K ортогональных лучей образуются требуемые лучи:

$$v(\mu_l) = \sum_{k=1}^K x_k \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi k\mu_l}{K}\right) \quad (3)$$

для $l = 1, \dots, K$,

где $\mu_l = \arcsin\left(\frac{l\lambda}{Kd}\right)$;

$$y(\theta_i, \varphi_i) = \sum_{m=1}^{M_i} \omega_{m,i} v(\mu_{i(m)}), \quad (4)$$

где $i(m)$ – индекс выбранного луча (т.е. $i(1) = k$ и $i(2) = k + 2$);

M_i – число ортогональных лучей, требуемых для формирования i -го луча.

Как показано в [7], приведенные выше узкополосные способы формирования ДНА не могут работать с широкополосными сигналами. Для работы с широкополосными сигналами необходимо производить взвешивание сигналов не посредством поворота фазы, а через временную задержку.

3. Приемный ЦДФ на КИХ-фильтре

Поскольку ФЧХ КИХ-фильтра определяется весовыми коэффициентами, то можно подобрать такие весовые коэффициенты, которые сформируют временную задержку на заданную величину [7]. Эта операция называется синтезом КИХ-фильтра. Она предельно формализована. Сначала задаются требуемые АЧХ и ФЧХ КИХ-фильтра. Затем производится ОБПФ (обратное быстрое преобразование Фурье), в результате чего получается импульсная характеристика фильтра, которая может использоваться для свертки во временной области. Если свертка производится в частотной области, то нужно полученную импульсную характеристику подвергнуть операции БПФ и получить фактическую комплексную частотную характеристику КИХ-фильтра. Дополнительно к функции поворота фазы можно добавить фильтрацию или корректировку комплексной частотной характеристики сигнала.

Для формирования ДНА необходимо пропустить через КИХ-фильтр сигнал каждого канала перед суммированием. По сути, это операция взвешивания сигнала. Для перестройки луча необходимо пересчитать весовые коэффициенты и загрузить их в КИХ-фильтр. Причем это можно делать «на лету», не разрывая поток данных (впрочем, это неактуально для радиолокации, т.к. между приемом и передачей всегда есть свободный интервал времени для перестройки ДНА АР).

КИХ-фильтр реализует дискретную свертку импульсной характеристики КИХ-фильтра $\omega[n]$ и входного сигнала $x[n]$, формируя в результате сигнал $y[n]$:

$$y[n] = \omega[n] * x[n], \quad (5)$$

или формальное описание операции дискретной свертки:

$$y[i] = \sum_{j=0}^{M-1} \omega[j] \cdot x[i-j], \quad (6)$$

где импульсная характеристика $\omega[n]$ состоит из M точек, для $j = [M-1, \dots, 0]$.

Результирующий сигнал $s[n]$ на выходе ЦДФ:

$$s[n] = \sum_{k=1}^K \omega[n] * x[k] = \sum_{k=1}^K y_k[n], \quad (7)$$

или

$$s[i] = \sum_{k=1}^K \sum_{j=0}^{M-1} \omega_k[j] * x_k[i-j] = \sum_{k=1}^K y_k[i]. \quad (8)$$

Диаграммоформирование с использованием КИХ-фильтров также может проводиться в частотной области. Для этого каждый канал АР $x[n]$, предварительно представленный во временной области, должен быть перенесен в частотную область через операцию БПФ:

$$\dot{X} = F\{x[n]\}. \quad (9)$$

Затем в частотной области нужно произвести фильтрацию (временную задержку) сигнала умножением комплексного входного сигнала $\dot{X}_k$ на комплексную частотную характеристику КИХ-фильтра $\dot{W}_k$, в результате получается сигнал $\dot{Y}_k$. Затем сигналы $\dot{Y}_k$ всех каналов суммируются и формируется сигнал $\dot{S}$:

$$\dot{S} = \sum_{k=1}^K \dot{X}_k \cdot \dot{W}_k = \sum_{k=1}^K \dot{Y}_k. \quad (10)$$

Поскольку все проведенные операции в частотной области эквивалентны операциям, проведенным ранее во временной области, то выходной сигнал $s[n]$ равен обратному преобразованию Фурье сигнала $\dot{S}$:

$$s[n] = F^{-1}\{\dot{S}\}. \quad (11)$$

Аналитическое выражение ЦДФ в частотной области выглядит компактнее, чем во временной области. Недостатком ЦДФ в частотной области являются повышенные требования к вычислительной производительности по сравнению с реализацией во временной области.

4. Приемный ЦДФ на ненулевой несущей через поворот фазы

Искажения сигнала при фазовом повороте прямо пропорциональны ширине полосы и обратно пропорциональны несущей частоте. Следовательно, можно подобрать такую несущую частоту сигнала, на которой искажения сигнала данной ширины полосы будут приемлемыми. Тогда можно производить фазовый поворот по формуле (2), что позволяет многократно уменьшить вычислительную сложность ЦДФ.

Предварительно разработчик должен установить минимальную несущую частоту, на которой можно производить ЦДФ. Затем необходимо определить коэффициент N_{up} увеличения частоты дискретизации f_s , при котором

$$f_c > (N_{up} + 1)f_s, \quad (12)$$

где

$$f_c = \frac{\Delta\varphi \cdot BW^2}{K_{err}}, \quad (13)$$

где K_{err} – допустимый коэффициент искажений широкополосного сигнала;
 BW – ширина полосы полезного сигнала.

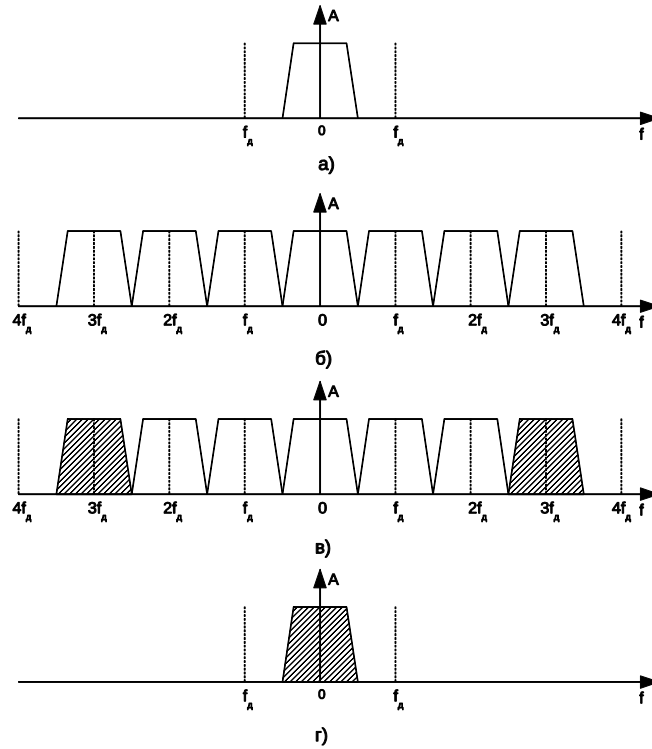


Рис. 1. Преобразование спектра при повороте фазы

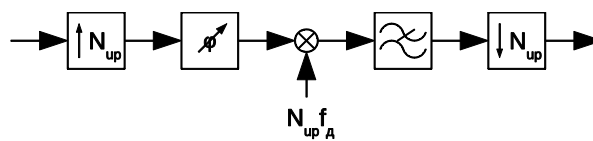


Рис. 2. Структура для поворота фазы на ненулевой несущей

Поворот фазы осуществляется в несколько этапов. Сначала производится увеличение дискретизации в N_{up} -раз. При этом происходит расширение спектра сигнала (рис. 1а, б). Затем производится непосредственно поворот фазы сигнала по (2). Предварительную фильтрацию, которую обычно делают после увеличения дискретизации, делать не обязательно. После этого нужно умножить сигнал на комплексный гармонический сигнал частотой $N_{up} \cdot f_s$ и таким образом перенести спектр полезного сигнала (на рис. 1в выделен штриховкой) на нулевую частоту (классический квадратурный гетеродинный перенос). Затем нужно произвести фильтрацию с последующей децимацией в N_{up} -раз. Результирующий спектр сигнала приведен на рис. 1г. На рис. 1 показан пример для $f_c = 3 \cdot f_s$.

5. Заключение

В статье рассмотрены как традиционные способы ЦДФ, так и более универсальные способы ЦДФ, позволяющие работать с широкополосными сигналами. ЦДФ на КИХ-фильтре – это очевидный способ формирования временной задержки, в то же время требующий значительных вычислительных мощностей. Менее затратный по вычислениям ЦДФ с поворотом фазы на ненулевой частоте. Несмотря на некоторые искажения сигнала, легко реализуется в ПЛИС и ASIC (Application-Specific Integrated Circuit) и позволяет подобрать оптимум коэффициента качества/производительности.

Литература

1. John Litva, Titus Kwok-Yeung Lo. Digital beamforming in wireless communications, ARTECH HOUSE, INC, 1996. 301 p.
2. Бон Жун Ку, Янг Су Ким, Бюн Су Канг, Ду Сеоб Ан, Беляев А. С., Владимиров Н. В., Ганин С. А., Егоров Е. Н., Сусеров Ю. А., Шишлов А. В., Шитиков А. М., Шубов А. Г. Задача создания многопанельной многолучевой антенны для стратосферной системы связи. Этапы разработки // Антенны. № 1 (92). 2005. стр. 22–29.
3. Alan J. Fenn. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications, ARTECH HOUSE, INC. 2008. 389 p.
4. R. C. Hansen. Phased Array Antennas Second Edition, John Wiley & Sons, Inc. 2009. 556 p.
5. Randy L. Haupt. Antenna arrays: a computational approach, John Wiley & Sons, Inc. 2010. 549 p.
6. Jian Li, Petre Stoica. Robust Adaptive Beamforming, John Wiley & Sons, Inc. 2006. 437 p.
7. Wei Liu, Stephan Weiss. Wideband beamforming concepts and techniques, John Wiley & Sons, Ltd 2010. 297 p.
8. Larysa Titarenko, Alexander Barkalov. Methods of Signal Processing for Adaptive Antenna Arrays, Springer 2013. 233 p.

Статья поступила в редакцию 18.06.2016

Беляев Александр Сергеевич

сотрудник «ГСКБ Алмаз-Антей» (125190, Москва, Ленинградский пр., 80), тел. (499) 940-02-22, e-mail: as-belyaev@yandex.ru.

Митяшев Михаил Борисович

к.т.н., сотрудник «ГСКБ Алмаз-Антей» (125190, Москва, Ленинградский пр., 80), тел. (499) 940-02-22, e-mail: mityashev.mikhail@yandex.ru.

Wideband DBF algorithms

Alexander S. Belyaev, Mikhail B. Mityashev

The article considers conventional DBF approach and broadband DBF. DBF on FIR-filter is the obvious way of forming a time delay at the same time, requiring significant computing power. Less expensive computing DBF with the rotation phase at a nonzero frequency is considered.

Keywords: antennas array, DBF.