

ПРИНЦИП СУБЪЕКТИВНОЙ ИЗБЫТОЧНОСТИ И МЕТОД СЖАТИЯ ДАННЫХ, ПОЛУЧАЕМЫХ ОТ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-1-30-37

Manuscript received 20 November 2023;
Accepted 18 December 2023

Шацкий Николай Витальевич,
АО "Радиотехнический институт имени академика
А.Л. Минца", Москва, Россия, nshatsky@rti-mints.ru

Ключевые слова: цифровая диаграммообразующая
схема, цифровая антенная решетка, радиолокационные
данные, принцип субъективной избыточности, метод
сжатия радиолокационных данных

В работе рассмотрена проблема ограничения пропускной способности диаграммообразующей схемы цифровой антенной решетки, обусловленная возможностями существующих линий связи с последовательной передачей данных от приемных каналов к спецвычислителю. Данная проблема ограничивает возможности реализации методов цифровой обработки сигналов в цифровых антенных решетках. Предметом исследования является возможность повышения пропускной способности диаграммообразующей схемы цифровой антенной решетки за счет программного сжатия данных в тракте обработки. Цель работы состоит в создании научно-методического аппарата, который позволит повысить пропускную способность диаграммообразующей схемы за счет использования принципа субъективной избыточности применительно к задачам обработки радиолокационных данных. Результаты работы включают обоснование и формулировку принципа субъективной избыточности радиолокационных данных и метод сжатия радиолокационных данных, а также результаты численных исследований, подтверждающие работоспособность предложенного научно-методического аппарата. Принцип субъективной избыточности опирается на независимость разделения процессов обработки сигналов в пространственной и временной областях при приеме одного эхо-сигнала, а в случае приема нескольких эхо-сигналов – на принцип суперпозиции полей от различных источников в дальней зоне антенны. Метод сжатия радиолокационных данных основан на принципе субъективной избыточности радиолокационных данных и отличается от известных итерационной процедурой аппроксимации матрицы комплексных отсчетов в виде суперпозиции произведений одномерных косинусных спектров. Также показано, что применение метода сжатия радиолокационных данных позволяет в несколько раз увеличить пропускную способность линий передачи цифровой антенной решетки.

Информация об авторе:

Шацкий Николай Витальевич, Заместитель директора Центра, к.т.н., доцент, АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца", Москва, Россия

Для цитирования:

Шацкий Н.В. Принцип субъективной избыточности и метод сжатия данных, получаемых от цифровых антенных решеток // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №1. С. 30-37.

For citation:

Shatsky N.V. (2024). The principle of subjective redundancy and the method of data compression in digital antenna arrays. T-Comm, vol. 18, no.1, pp. 30-37. (in Russian)

Введение

Возможные варианты реализации диаграммообразующих схем цифровых антенных решеток (ЦАР) рассмотрены в монографиях [1, 2]. Эти схемы находят применение в виде цифровых диаграммообразующих схем (ЦДОС). Как правило, ЦДОС состоит из приемных каналов, объединенных в приемные модули, и вычислительного устройства. После усиления и преобразования по частоте принятые каждым каналом сигналы преобразуют в цифровую форму и по линиям последовательной передачи данных направляют их в спецвычислитель, далее вычислитель (созданный по отдельному техническому заданию и содержащий системы на Кристалле, ПЛИСы с процессорами, системы на модуле или многоядерные параллельные вычислители).

В качестве линий связи с последовательной передачей данных используют витые пары или волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) [3, 4]. С одной стороны, подобные схемы диаграммообразования позволяют исключить из состава антенной системы протяженный фидерный тракт, содержащий различные СВЧ-устройства, а также снять ограничения, связанные с обработкой принимаемых данных. Так, в работах [5, 6] ЦДОС ЦАР рассматривается в качестве нейронной сети, предназначенной для определения угловых координат цели, а в работах [7-10] при помощи ЦАР реализуются методы углового сверхразрешения. Также ЦАР являются основой для реализации оптимальных или квазиоптимальных алгоритмов адаптивной обработки сигналов [10, 11]. С другой стороны, использование линий последовательной передачи данных определяет ограничение ЦДОС по пропускной способности при передаче цифровых данных.

Максимальную пропускную способность удастся достичь с использованием ВОЛС. Считается, что многомодовый оптический кабель обеспечивает пропускную способность свыше 10 Гбит/с. Это ограничение, например, проявляется в ограничении числа параллельно формируемых лучей ЦАР при реализации схемы цифровой обработки с постепенным сложением сигналов каналов по подрешеткам [1, 2]. Технические трудности возникают и в том случае, когда на входе вычислителя необходимо решить проблему размещения огромного числа приемных устройств линий связи и синхронизации их работы. Решение данной задачи возможно путем аппаратного повышения пропускной способности линий связи, а также за счет программного сжатия цифрового потока данных.

Классификация методов программного сжатия данных рассмотрена в работе [12]. При этом методы сжатия разделены на две большие группы: методы сжатия без потерь и методы сжатия данных с потерями. Допустимость потери части информации при обработке компьютерных изображений связывают с принципом субъективной избыточности. Он подразумевает, что человеческое зрение имеет определенные ограничения, знание и использование которых позволяет повысить степень сжатия данных без заметных искажений изображения после его декомпрессии.

Цель работы состоит в создании научно-методического аппарата, который программно позволит повысить пропускную способность линий передачи ЦДОС ЦАР за счет использования принципа субъективной избыточности применительно к радиолокационным данным.

Принцип субъективной избыточности радиолокационных данных

В результате взаимодействия зондирующего сигнала с движущейся целью в направлении, заданном единичным вектором $\mathbf{p}_c$, спектр отраженного сигнала сдвигается на величину $\pm\Omega_c$ доплеровского смещения частоты и запаздывает на время t_c . Комплексную огибающую эхо сигнала, принимаемого m -ым антенным элементом РЛС на фоне комплексной огибающей шума в канале $\dot{\xi}_m(t)$ в дискретные моменты времени t_α , можно представить в виде [13]

$$\begin{aligned} \dot{u}_m(t_\alpha) &= a_c \exp(i\psi_c) \dot{s}_0(t_\alpha - t_c) \exp(ik\mathbf{q}_m^T \mathbf{p}_c) \times \\ &\times \exp(i(\omega + \Omega_c)(t_\alpha - t_c)) + \dot{\xi}_m(t_\alpha), \\ \alpha &= 1, 2, \dots, N_\alpha \end{aligned} \quad (1)$$

где a_c и ψ_c – эффективная амплитуда эхо сигнала и его фаза; $\dot{s}_0(t - t_c)$ – нормированная комплексная огибающая зондирующего сигнала; t_c – запаздывание сигнала, пропорциональное наклонной дальности цели; k – волновое число; $\mathbf{q}_m$ – вектор координат фазового центра антенного элемента m -го канала ЦАР; ω – круговая несущая частота; N_α – число временных отсчетов, соответствующих времени ожидания эхо сигналов со всех направлений пространства.

С учетом (1) комплексная огибающая эхо-сигнала (без учета шумов) может быть представлена в виде произведения двух сомножителей (пространственного и временного), первый из которых связан с направлением на источник эхо-сигнала, а второй – с запаздыванием эхо-сигнала относительно зондирующего сигнала.

Если зондирующий сигнал является импульсным, то его огибающую можно задать в виде прямоугольного импульса единичной амплитуды с высокочастотным заполнением и длительностью τ .

Пусть обработку данных в приемном модуле начинают после записи N_{st} временных отсчетов. В результате принимаемые радиолокационные данные по времени разбивают на N_α / N_{st} матриц комплексных отсчетов. Рассмотрим произвольную матрицу комплексных отсчетов одного приемного модуля, состоящего из N каналов

$$\left\{ \dot{u}_{m,\alpha}^{(N_0)} \mid u = N_0, N_0 + 1, \dots, N_0 + N_{st} - 1 \right\} \subset \left\{ \dot{u}_m(t_\alpha) \right\}, \quad (2)$$

где $m = 1, 2, \dots, N$; $N_0 = 1, N_{st} + 1, \dots, N_\alpha N_{st} - N_0 + 1$ – номер начального значения временного отсчета в матрице комплексных отсчетов.

Матрица $\left\{ \dot{u}_{m,\alpha}^{(N_0)} \right\}$ представляет собой выборку необработанных радиолокационных данных.

Формально задача состоит в том, чтобы передать элементы матрицы $\{\dot{u}_{m,\alpha}^{(N_0)}\}$ в общий процессор формирования ДН без потери содержащейся в них полезной информации о целях. Размер блока данных равен $N \times N_{st}$ комплексных значений.

Наиболее известным из дискретных преобразований, используемых для обработки сигналов и изображений, является дискретное преобразование Фурье. Недостаток обычного преобразования Фурье был указан в [14]: если значения данных преобразуемого массива в крайних строках и столбцах не совпадают, то при выполнении прямого и обратного преобразований Фурье возникают ошибки. Косинусные симметричные преобразования лишены этого недостатка, что оправдывает выбор в пользу последних.

В монографии [12] указывается, что нечетное симметричное косинусное преобразование может быть реализовано путем выполнения операций с векторами, а четное – с векторами и матрицами. При этом эффективность последнего выше, что определяет его более широкое распространение.

Выполним двумерное симметричное четное косинусное преобразование сигнала (1) без составляющей шума в окне из N_{st} отсчетов. В результате получим

$$\dot{F}_{u,v} = \frac{2}{\sqrt{NN_{st}}} 2^{\frac{\delta_{1,u}}{2}} 2^{\frac{\delta_{1,v}}{2}} \sum_{\alpha'=N_0}^{N_0+N_{st}-1} \sum_{m=1}^N \dot{u}_{m,\alpha}^{(N_0)} \cos\left(\frac{\pi}{N}(u-1)\left(m-\frac{1}{2}\right)\right) \times \cos\left(\frac{\pi}{N_{st}}(v-1)\left(\alpha'-N_0-\frac{1}{2}\right)\right), \quad (3)$$

где $\delta_{1,u}, \delta_{1,v}$ – символы Кронекера ($\delta_{1,1}=1; \delta_{1,u>1}=0; \delta_{1,v>1}=0$); $u=1, 2, \dots, N$; $v=1, 2, \dots, N_{st}$.

Подставим в выражение (3) выражение (1). Результат будет иметь следующий вид

$$\dot{F}_{u,v} = \frac{2}{\sqrt{NN_{st}}} 2^{\frac{\delta_{1,u}}{2}} 2^{\frac{\delta_{1,v}}{2}} \exp(i\psi_c - i(\omega + \Omega_c)t_c) \times \sum_{m=1}^N \exp(ik\mathbf{q}_m \mathbf{p}_c) \cos\left(\frac{\pi}{N}(u-1)\left(m-\frac{1}{2}\right)\right) \times \sum_{\alpha'=N_0}^{N_0+N_{st}-1} a_0 \dot{s}_0(t_\alpha - t_c) \exp(i(\omega + \Omega_c)t_\alpha) \times \cos\left(\frac{\pi}{N_{st}}(v-1)\left(\alpha'-N_0-\frac{1}{2}\right)\right). \quad (4)$$

Изображение, соответствующее двумерному четному симметричному косинусному преобразованию, не обладает симметрией. Однако выражение (4) может быть записано в матричном виде

$$\dot{\mathbf{F}} = \dot{\mathbf{f}}_1^T \cdot \dot{\mathbf{f}}_2, \quad (5)$$

где вектора $\dot{\mathbf{f}}_{1,2}$ соответствуют преобразованиям по пространству и времени, соответственно:

$$\dot{f}_{1u} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N}} 2^{\frac{\delta_{1,u}}{2}} \sum_{m=1}^N \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{q}_m \mathbf{p}_c\right) \cos\left(\frac{\pi}{N}(u-1)\left(m-\frac{1}{2}\right)\right); \quad (6)$$

$$\dot{f}_{2v} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N_{st}}} 2^{\frac{\delta_{1,v}}{2}} \exp(i\psi_c - i(\omega + \Omega_c)t_c) \times \sum_{\alpha=N_0}^{N_0+N_{st}-1} a_0(t_\alpha - t_c) \exp(i(\omega + \Omega_c)t_\alpha) \dot{s}_0(t_\alpha - t_c) \times \cos\left(\frac{\pi}{N_{st}}(v-1)\left(\alpha - N_0 - \frac{1}{2}\right)\right). \quad (7)$$

Если антенна одновременно принимает несколько эхосигналов, то матрица $\dot{\mathbf{F}} = \{\dot{F}_{m,n}\}$ в отличие от выражения (5) будет представлять собой конечную сумму аналогичных слагаемых, каждое из которых можно будет записать в виде произведений одномерных косинусных спектров

$$\dot{\mathbf{F}} = \dot{\mathbf{f}}_1^{(1)T} \cdot \dot{\mathbf{f}}_2^{(1)} + \dot{\mathbf{f}}_1^{(2)T} \cdot \dot{\mathbf{f}}_2^{(2)} + \dots + \dot{\mathbf{f}}_1^{(K)T} \cdot \dot{\mathbf{f}}_2^{(K)} = \sum_{\chi=1}^K \dot{\mathbf{F}}^{(\chi)}. \quad (8)$$

Очевидно, что при приеме эхо сигнала на фоне шума результирующий спектр будет содержать слагаемые, которые будут нарушать структуру спектра вида (8). Однако эти нарушения структуры будут обеспечиваться только энергией шума.

Таким образом, на основании выражения (8) может быть сформулирован следующий принцип **субъективной избыточности в конечной выборке радиолокационных данных**.

Радиолокационная информация в конечной выборке радиолокационных данных в виде последовательности N_{st} временных комплексных отсчетов для N приемных каналов представима в виде суперпозиции матриц размером $N \times N_{st}$ спектров симметричных косинусных преобразований исходной матрицы комплексных отсчетов.

Метод сжатия радиолокационных данных

Пусть имеется матрица $\dot{\mathbf{F}}$, которая представляет собой результат симметричного четного косинусного преобразования выборки радиолокационных данных размером $N \times N_{st}$. В соответствии с принципом субъективной избыточности в конечной выборке радиолокационных данных матрица $\dot{\mathbf{F}}$ может быть с заданной точностью представлена в виде конечной суммы, определяемой выражением (8).

Рассмотрим задачу поиска векторов, определяющих сумму (8).

Искомые векторы должны обеспечивать минимум невязки

$$g(\mathbf{f}_1^{(x)}, \mathbf{f}_2^{(x)}) = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^{N_{st}} \left| \dot{F}_{m,n} - \sum_{k=1}^K f_{1m}^{(k)} f_{2n}^{(k)} \right|^2. \quad (9)$$

Задача минимизации целевой функции (9) в общем случае является нелинейной и может быть линеаризована путем наложения ограничений на векторы.

Если рассматривается выборка данных, в которой присутствует один источник, то область концентрации энергии спектра (6) определяется пространственным положением источника. При наличии нескольких источников, разнесенных в пространстве, спектр может содержать несколько областей, в которых гармоники Фурье будут иметь значительные амплитуды.

В качестве примера на рисунке 1 приведено амплитудное распределение суммы двух спектров вида (6) для двух разнесенных в пространстве источников при приеме равноамплитудных синфазных сигналов линейной эквидистантной антенной решеткой из восьми приемных каналов (кривая 1) и амплитудные распределения спектров симметричного косинусного преобразования при приеме сигналов каждого из источников по-отдельности (кривые 2 и 3).

Для спектра вида (7) можно утверждать, что возможный интервал значений $t_\alpha - t_c$ в пределах рассматриваемой выборки ограничен. Для временной выборки из нескольких десятков отсчетов этот интервал превышает шаг дискретизации не более, чем в 100 раз. Также относительно малы изменения несущей частоты, обусловленные эффектом Доплера. В результате получим, что спектр (7) для каждой цели будет соответствовать младшим гармоникам спектра комплексной огибающей зондирующего сигнала $\dot{s}_0(t_\alpha - t_c)$. При этом положение максимальной гармоники спектра будет для каждой цели отличаться несущественно и, главным образом, определяться видом модуляции и параметрами зондирующего сигнала, в частности, выбором шага дискретизации и длительностью зондирующего импульса.

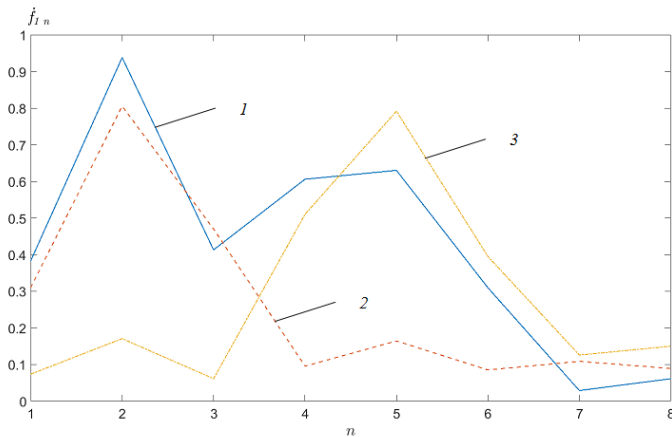


Рис. 1. Распределение амплитуд симметричного косинусного преобразования для спектра вида (6): кривая 1 — одновременный прием сигналов двух источников, кривые 2 и 3 — прием сигнала каждого источника по отдельности

В качестве примера на рисунке 2 приведен пример амплитудного распределения спектра вида (6), соответствующего приему двух эхо сигналов в случае использования зондирующего сигнала с линейной частотной модуляцией. Длительность импульса была выбрана равной 3.5 мкс, частота дискретизации — 5 МГц. Число отсчетов в выборке было равно 80, время запаздывания первого эхо сигнала было равно 10 мкс, а второго — 11.25 мкс. Радиальные скорости цели были равны 100 и -100 м/с соответственно.

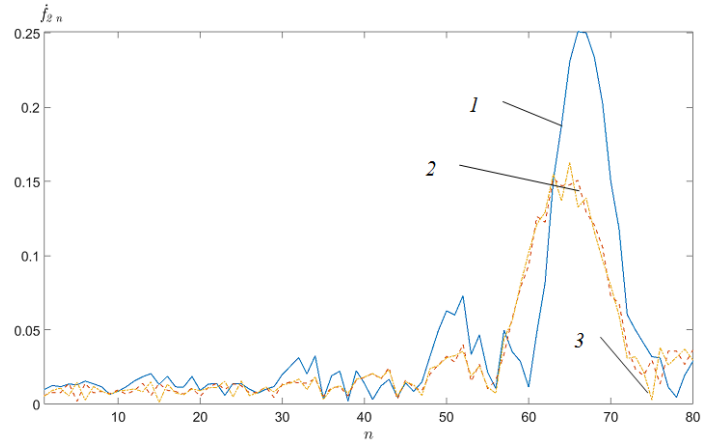


Рис. 2. Распределение амплитуд симметричного косинусного преобразования для спектра вида (7): кривая 1 — одновременный прием сигналов двух источников, кривые 2 и 3 — прием сигнала каждого источника по отдельности

На данном рисунке кривая 1 соответствует спектру при совместном приеме эхо сигналов, а кривые 2 и 3 — приему сигналов по-отдельности.

Из анализа результатов на рисунках 1 и 2 следует, что положение области спектра (7) с максимальными амплитудами гармоник может быть спрогнозировано заранее, а соответствующие области спектра (6) определяются расположением источников эхо сигналов.

С учетом результатов на рисунках 1 и 2 для линейаризации задачи минимизации целевой функции следует использовать ограничения вида

$$\dot{f}_{1n}^{(\chi)} = \dot{F}_{m,n(\chi)}, \quad (10)$$

где $n(\chi)$ — значение индекса, соответствующее слагаемому с номером χ в выражении (8).

Наилучшее значение индекса $n(\chi)$ соответствует столбцу матрицы $\dot{\mathbf{F}}$, который содержит максимальную амплитуду. Поиск максимальной амплитуды при обработке комплексных отсчетов требует выполнения неудобных математических операций, связанных с вычислением амплитуд и их сортировкой. В связи с этим воспользуемся тем, что в общем случае при наличии источника сигнала значения индекса n_0 , удовлетворяющего условию

$$(m_0, n_0) = \arg \max_{\substack{m=1,2,\dots,N, \\ n=1,2,\dots,N_{st}}} |\dot{F}_{m,n}|, \quad (11)$$

можно предсказать. Из результатов на рисунке 2 следует, что $n_0 \in [60, 75]$.

Зададим последовательность отсчетов $n(\chi)$ таким образом, чтобы входящие в последовательность номера индексов отсчетов соответствовали области с наибольшей концентрацией энергии гармоник спектра вида (7). В этом случае при $\chi = 1$ целевая функция (9) может быть представлена в виде

$$g(\dot{\mathbf{f}}_1^{(1)T}) = \sum_{m=1}^N \sum_{n'=1}^{N_{st}} |\dot{F}_{m,n'} - \dot{F}_{m,n(1)} \dot{f}_{2n'}^{(1)T}|^2. \quad (12)$$

Минимальное значение выражения (12) достигается при

$$\frac{\partial}{\partial \dot{f}_{2s}^{(k=1)*}} g(\dot{\mathbf{f}}_2^{(k=1)T}) = \sum_{m=1}^N (\dot{F}_{m,s} - \dot{F}_{m,n(1)} \dot{f}_{2s}^{(1)}) \dot{F}_{m,n(1)}^* = 0. \quad (13)$$

Отсюда следует, что элементы соответствующего вектора $\dot{\mathbf{f}}_2^{(1)}$ равны

$$\dot{f}_{2s}^{(1)} = \frac{\sum_{m=1}^N \dot{F}_{m,s} \dot{F}_{m,n(1)}^*}{\sum_{m=1}^N \dot{F}_{m,n(1)} \dot{F}_{m,n(1)}^*}. \quad (14)$$

Рассмотрим теперь матрицу $\dot{\mathbf{F}} - \dot{\mathbf{f}}_1^{(1)} \dot{\mathbf{f}}_2^{(1)T}$. Если исходная матрица $\dot{\mathbf{F}}$ обладала структурой вида (9), то в разностной матрице $\dot{\mathbf{F}} - \dot{\mathbf{f}}_1^{(1)} \dot{\mathbf{f}}_2^{(1)T}$, где $\dot{\mathbf{f}}_1^{(1)} = \left\{ \dot{f}_{1m}^{(1)} = \dot{F}_{m,n(1)} \right\}$, элементы столбца с номером $n(1)$ станут равными или близкими к нулю, а элементы в строках будут уменьшены в зависимости от корреляции элементов вектора $\dot{\mathbf{f}}_2^{(1)}$ и строк исходной матрицы. Если матрица $\dot{\mathbf{F}}$ содержит только шум, то корреляция между вектором $\dot{\mathbf{f}}_2^{(1)}$ и столбцами матрицы $\dot{\mathbf{F}}$ практически отсутствует. В результате выбор нового индекса $n(2)$, задание ограничения $\dot{f}_{1m}^{(2)} = \dot{F}_{m,n(2)}$ и определение элементов вектора $\dot{\mathbf{f}}_2^{(1)}$ по формуле

$$\dot{f}_{2s}^{(2)} = \frac{\sum_{m=1}^N (\dot{F}_{m,s} - \dot{f}_{1m}^{(1)} \dot{f}_{2s}^{(1)}) (\dot{F}_{m,n(1)}^* - \dot{f}_{1m}^{(1)*} \dot{f}_{2n(1)}^{(1)*})}{\sum_{m=1}^N (\dot{F}_{m,n(1)} - \dot{f}_{1m}^{(1)} \dot{f}_{2n(1)}^{(1)}) (\dot{F}_{m,n(1)}^* - \dot{f}_{1m}^{(1)*} \dot{f}_{2n(1)}^{(1)*})} \quad (15)$$

приведет к уточнению аппроксимации матрицы $\dot{\mathbf{F}}$, если она имеет структуру вида (9).

Далее можно последовательно добавлять ограничения вида (11) и рассчитывать векторы по общей формуле

$$\dot{f}_{2s}^{(K)} = \frac{\sum_{m=1}^N \left(\dot{F}_{m,s} - \sum_{\chi=1}^{K-1} \dot{f}_{1m}^{(\chi)} \dot{f}_{2s}^{(\chi)} \right) \left(\dot{F}_{m,n(K)}^* - \sum_{\chi=1}^{K-1} \dot{f}_{1m}^{(\chi)*} \dot{f}_{2n(\chi)}^{(\chi)*} \right)}{\sum_{m=1}^N \left(\dot{F}_{m,n(K)} - \sum_{\chi=1}^{K-1} \dot{f}_{1m}^{(\chi)} \dot{f}_{2n(\chi)}^{(\chi)} \right) \left(\dot{F}_{m,n(K)}^* - \sum_{\chi=1}^{K-1} \dot{f}_{1m}^{(\chi)*} \dot{f}_{2n(\chi)}^{(\chi)*} \right)}. \quad (16)$$

Таким образом, предлагаемый метод аппроксимации является итерационным. Как и во многих алгоритмах сжатия, реализация метода через некоторое число итераций позволяет устранить корреляции между элементами разностной матрицы $\dot{\mathbf{F}} - \sum_{\chi=1}^K \dot{\mathbf{f}}_1^{(\chi)} \dot{\mathbf{f}}_2^{(\chi)T}$, т.е. увеличить ее энтропию, если спектр матрицы содержит спектр сигнальной составляющей. В противном случае высокая энтропия данных будет

сохраняться в ходе итерационного процесса. Это и обеспечивает возможность сжатия передаваемых данных. Очевидно, что коэффициент сжатия H , достигаемый при реализации данного алгоритма, будет равен

$$H = \frac{N \cdot N_{st}}{K(N + N_{st})}. \quad (17)$$

Дополнительное увеличение коэффициента сжатия можно получить, если векторы аппроксимировать при помощи заданных базисных функций векторами более короткой длиной $N'_{st} < N_{st}$, соответственно. Аппроксимация векторов $\dot{\mathbf{f}}_1^{(\chi)}$ векторами более короткой длины может привести к потере части радиолокационной информации о пространственном положении целей.

Естественно, что сжатие данных требует увеличения объема вычислений. Однако все затратные действия, связанные с обращениями матриц, могут быть выполнены заранее. В результате в приемном модуле необходимо реализовать операции умножения комплексных вектора на вектор, вектора на матрицу и разности двух матриц. Все эти операции могут быть реализованы с использованием существующих технологий ПЛИС или многоядерных параллельных вычислителей (реализуемых, например, в видеокартах ПЭВМ).

Таким образом предложенный метод сжатия радиолокационных данных на основе принципа субъективной избыточности в конечной комплексной выборке отсчетов каналов отличается от известных итерационной процедурой аппроксимации матрицы комплексных отсчетов в виде суперпозиции (8).

Оценка эффективности метода сжатия радиолокационных данных

Пусть зондирующий сигнал представляет собой линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) с несущей частотой $\omega = 2 \cdot 10^{10}$ рад/с; девиация частоты $\Delta\omega = 4\pi \cdot 10^6$ рад/с; длительность импульса $\tau = 3.5$ мкс. Интервал наблюдения ограничен 1600 отсчетами при частоте дискретизации $\omega_d = \pi \cdot 10^7$ рад/с.

Приемный модуль представляет собой линейную эквидистантную ЦАР из $N = 8 \times 8$ приемных каналов. Будем считать, что антенные элементы расположены с шагом $d = 0.55\lambda$.

Все отсчеты разделены на 20 выборок по $N_{st} = 80$ комплексных отсчетов.

Пусть в контролируемой области пространства расположены две цели, которым соответствуют запаздывания сигнала $t_{c1} = 1.9913 \cdot 10^{-4}$ с и $t_{c2} = 2.0613 \cdot 10^{-4}$ с. Эффективные амплитуды целей совпадают ($a_{c1} = a_{c2} = 1$), а фазы сигналов совпадают. Первая цель приближается к РЛС со скоростью 100 м/с, а вторая – удаляется с такой же скоростью. Угловые координаты первой цели равны $\theta_{01} = 30^\circ$, $\varphi_{01} = 45^\circ$ (направляющие косинусы $u_{01} = v_{01} = 0.3536$).

Координаты второй цели равны $\theta_{02} = 40^\circ$, $\varphi_{02} = 180^\circ$ (направляющие косинусы $u_{02} = -0.6428$, $v_{02} = 0$). Для моделирования шумов в квадратурных составляющих сигналов каналов использовался белый шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, равной 0.25.

На рисунке 3 показано распределение амплитуд гармоник симметричного косинусного преобразования, соответствующего выборке данных, содержащей принимаемые сигналы. Из анализа данного распределения следует, что информация о структуре сигнальной составляющей визуально практически не просматривается на фоне шумов.

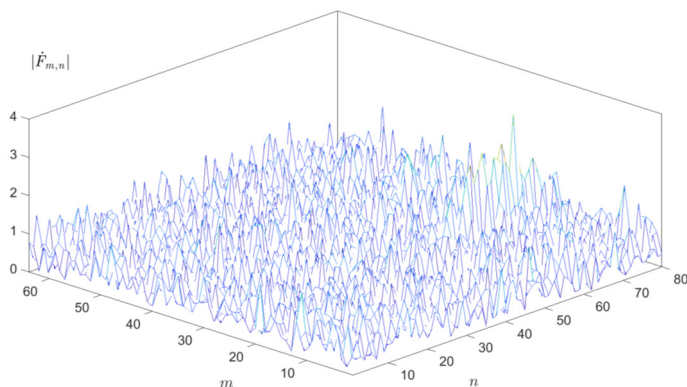


Рис. 3. Матрица амплитуд гармоник симметричного косинусного преобразования, содержащая информацию о двух целях и шум

На рисунке 4 представлено аналогичное распределение амплитуд гармоник симметричного косинусного спектра при отсутствии шумов.

Для решения задачи аппроксимации использовалось семь итераций, для которых была установлена последовательность $n(k) = 65, 67, 69, 71, 73, 75$. На первом этапе длины аппроксимирующих векторов $\hat{\mathbf{r}}^{(k)}$ совпадали с длиной векторов $\hat{\mathbf{f}}_2^{(k)}$ и были равны N_{st} . При этом для рассматриваемой задачи коэффициент сжатия данных был равен

$$H = 64 \cdot 80 / 6(64 + 80) = 5.926.$$

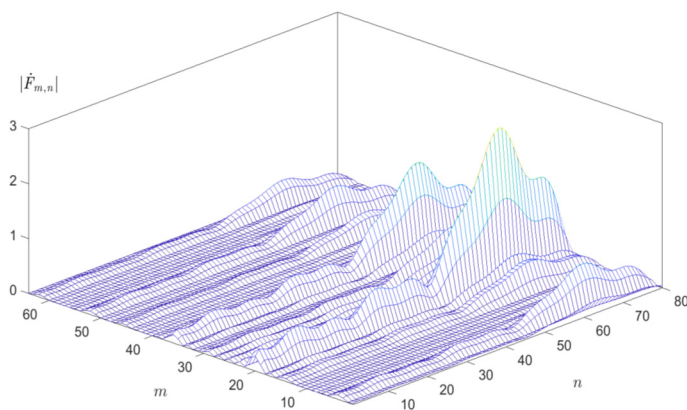


Рис. 4. Матрица амплитуд гармоник симметричного косинусного преобразования, содержащая информацию о двух целях при отсутствии шумов

На рисунке 5 приведено распределение амплитуд гармоник спектра, которое было получено в результате реализации рассмотренного выше алгоритма аппроксимации на основе соотношений (10) и (16) при наличии шумов. Из этого распределения следует, что в результате решения задачи аппроксимации, несмотря на воздействие шумов, структура спектра, соответствующего сигнальной составляющей, визуально начинает просматриваться.

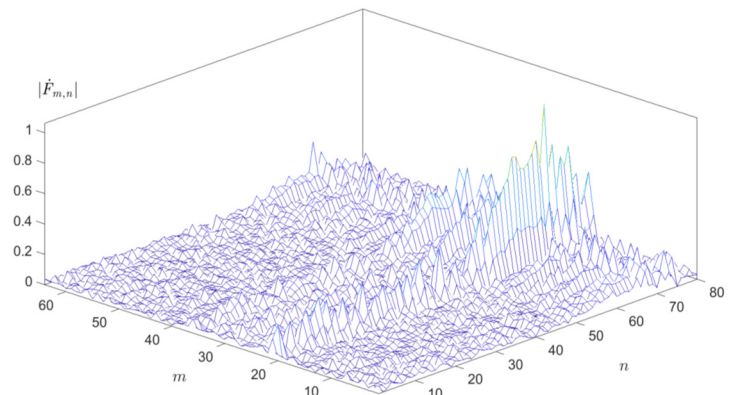


Рис. 5. Амплитуды гармоник косинусного спектра после аппроксимации исходной матрицы (восстановленные для формирования ДН)

Далее полученные векторы восстанавливались в последовательности комплексных отсчетов приемных каналов, из них формировались лучи путем линейного фазирования каналов в заданных направлениях наблюдения. В каждом луче выполнялась согласованная фильтрация.

На рисунке 6 приведен пространственный пеленгационный рельеф, соответствующий сигнальной ситуации при использовании восстановленных после сжатия данных: где значение пеленгационного рельефа определяется амплитудой выходного сигнала согласованного фильтра, а координаты направляющих косинусов — направлениями фазирования луча. На рисунке 7 показан аналогичный пеленгационный рельеф, формируемый без предварительного сжатия и восстановления.

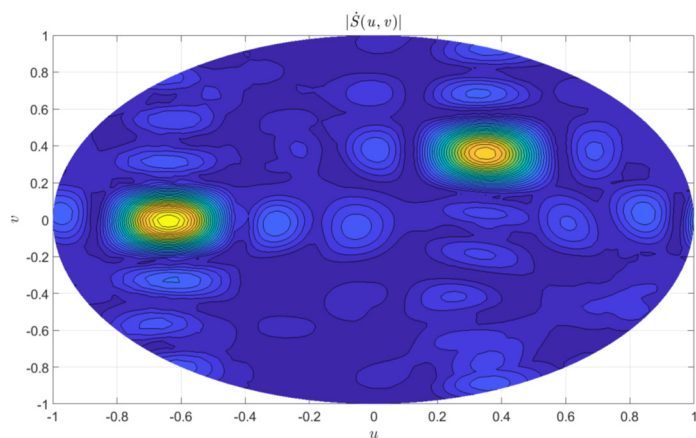


Рис. 6. Пеленгационный рельеф приемного модуля после формирования множества лучей восстановленных сигналов (центры ярких точек — положения источников)

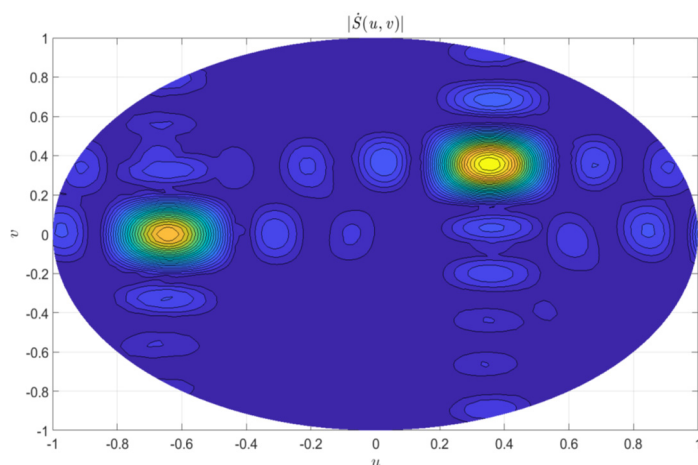


Рис. 7. Пеленгационный рельеф приемного модуля после формирования множества лучей в стандартной диаграммообразующей схеме

Из сопоставления результатов следует, что сжатие данных несколько искажает структуру лепестков, но обеспечивает точное позиционирование главных максимумов.

Выводы

Таким образом, сформулированный принцип субъективной избыточности информации в конечной выборке радиолокационных данных показывает возможность представления данных в виде суммы спектров симметричных косинусных преобразований множества эхо-сигналов.

Предложенный метод сжатия радиолокационных данных опирается на сформулированный принцип субъективной избыточности радиолокационных данных и позволяет за две три итерации сократить массив радиолокационных данных, передаваемых по линиям связи с последовательной передачей данных в несколько раз.

Проведенное численное моделирование показало возможность сохранения качества пеленгационного рельефа ЦАР и даже рост отношения сигнал/шум в массиве радиолокационных данных при коэффициенте сжатия данных, равном 6.

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
2. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010, 144 с.
3. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАРпт, 2003.
4. Задорожный В.В., Ларин А.Ю., Трекин А.С. Построение распределительной системы многоэлементных АФАР на основе аналоговых волоконно-оптических линий связи // Радиотехника, 2014, № 8, С.106-109.
5. Шацкий Н.В., Ходатаев Н.А. Метод определения направления на цель цифровой антенной решеткой моноимпульсной радиолокационной станции // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15, № 12. С. 4-10.
6. Шацкий Н.В. Нейросетевой метод оценки угловых координат радиолокационных целей в цифровой антенной решетке // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 7. С. 4-13.
7. Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Винник Л.В. Метод углового сверхразрешения в цифровых антенных решетках на основе аппроксимации исходного пеленгационного рельефа веером узких лучей // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 3. С. 104-114. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202203-10>
8. Винник Л.В., Задорожный В.В., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Способ углового сверхразрешения в приемных цифровых антенных решетках // Патент РФ № 2713503, МПК H01Q 21/29. Приор. 19.08.2019. Оpubл. 05.02.2020. Бюл. № 4.
9. Винник Л.В., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Способ углового сверхразрешения в приемной цифровой антенной решетке // Патент РФ № 2746063, МПК H01Q 21/29 (РФ). Приор. 21.07.2020. Оpubл. 06.04.2021. Бюл. № 10.
10. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
11. Нефедов С.И., Крючков И.В., Нониашвили М.И., Лесников Г.А., Соловьев Н.А. Обзор основных методов пространственно-временной адаптивной обработки сигналов (STAP) в радарх с синтезированной апертурой (космического базирования) // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 2012. С. 251-258.
12. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений / Под ред. Ю.Б. Зубарева и В.П. Дворковича. М.: МЦНТИ, 1997. 216 с.
13. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.
14. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн.1. 480 с.

THE PRINCIPLE OF SUBJECTIVE REDUNDANCY AND THE METHOD OF DATA COMPRESSION IN DIGITAL ANTENNA ARRAYS

Nikolay V. Shatsky, Radio-Technical Institute (RTI) named after Academician A.L. Mints, Moscow, Russia, nshatsky@rti-mints.ru

Abstract

The problem of limiting the capacity of the diagram-forming circuit of the digital antenna array is considered, due to the capabilities of existing communication lines with serial data transmission from the receiving channels to the computer. This problem limits the possibilities of implementing various methods of signal processing in digital antenna arrays. The subject of the study is the possibility of increasing the capacity of the diagram-forming circuit of the digital antenna array due to software compression of radar data. The purpose of the work is to create a scientific and methodological apparatus that will increase the capacity of the diagram-forming scheme by using the principle of subjective redundancy in relation to radar data processing tasks. The results of the work include: justification and formulation of the principle of subjective redundancy of radar data and the method of compression of radar data, as well as the results of numerical studies confirming the operability of the proposed scientific and methodological apparatus. The principle of subjective redundancy is based on the independence of the separation of signal processing processes in the spatial and temporal domains when receiving a single echo signal, and in the case of receiving several echo signals, on the principle of superposition of fields from various sources in the far antenna zone. The method of radar data compression is based on the principle of subjective redundancy of radar data and differs from the known iterative procedure for approximating the matrix of complex samples in the form of a superposition of products of one-dimensional cosine spectra. It is shown that the application of the radar data compression method makes it possible to increase the transmission capacity of the digital antenna array transmission lines several times.

Keywords: digital diagram-forming scheme, digital antenna array, radar data, principle of subjective redundancy, method of radar data compression.

References

1. Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays. Edited by D.I. Voskresensky. Moscow: Radiotekhnika, 2012. 744 p. (In Russian)
2. L.N. Grigoriev, "Digital formation of the radiation pattern in phased antenna arrays," Moscow: Radiotekhnika, 2010. 144 p. (In Russian)
3. A.V. Listvin, V.N. Listvin, D.V. Shvyrykov, "Optical fibers for communication lines," Moscow: LESARart, 2023. 296 p. (In Russian)
4. V.V. Zadorozhny, A.Yu. Larin, A.S. Trekin, "Construction of a multi-element AFAR distribution system based on analog fiber-optic communication lines," *Radiotekhnika*, 2014, No. 8, pp. 106-109. (In Russian)
5. N.V. Shatsky, N.A. Khodataev, "Method for determining the direction of a target by a digital antenna array of a monopulse radar station," *T-Comm*. 2021. Vol. 15. No. 12, pp. 4-10. (In Russian)
6. N.V. Shatsky, "Neural network method for estimating the angular coordinates of radar targets in a digital antenna array," *T-Comm*. 2022. Vol. 16, No. 7, pp. 4-13. (In Russian)
7. S.E. Mishchenko, V.V. Shatsky, L.V. Vinnik, "Method of angular superresolution in digital antenna arrays based on approximation of the initial direction-finding relief by a fan of narrow beams," *Radiotekhnika*. 2022. Vol. 86. No. 3. pp. 104-114. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202203-10> (In Russian)
8. L.V. Vinnik, V.V. Zadorozhny, A.V. Litvinov, S.E. Mishchenko, V.V. Shatsky, "Method of angular superresolution in receiving digital antenna arrays," RF Patent No. 2713503, IPC H01Q 21/29. Prior. 19.08.2019. Publ. 05.02.2020. (In Russian)
9. L.V. Vinnik, A.V. Litvinov, S.E. Mishchenko, V.V. Shatsky, "Method of angular super-resolution in a receiving digital antenna array," Patent of the Russian Federation No. 2746063, IPC H01Q 21/29 (RF). Prior. 21.07.2020. Publ. 06.04.2021. (In Russian)
10. M.V. Ratynsky, "Adaptation and superresolution in antenna arrays," Moscow, Radio and Communications, 2023, 200 p. (In Russian)
11. S.I. Nefedov, I.V. Kryuchkov, M.I. Noniashvili, G.A. Lesnikov, N.A. Soloviev, "Overview of the main methods of space-time adaptive signal processing (STAP) in synthetic aperture radars (space-based)," *Vestnik of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. "Instrument Engineering"*, 2012, pp. 251-258. (In Russian)
12. Yu.B. Zubarev, V.P. Dvorkovich, "Digital processing of television and computer images," Moscow: ICNTI, 1997. 216 p. (In Russian)
13. V.S. Chernyak, "Multi-position radar," Moscow: Radio and Communications, 1997. 416 p. (In Russian)
14. W.K. Pratt, "Digital image processing," Wiley Publ., NY. 1978.

Information about author:

Nikolay V. Shatsky, Deputy Director of the Center, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Radio-Technical Institute (RTI) named after Academician A.L. Mints, Moscow, Russia