

УДК 621.395.8

БЫСТРЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ, ПОСТРОЕННЫЕ В БАЗИСЕ ВЕКТОРОВ ПОВОРОТА

Горячкин О.В., Прокудин В.В.

В статье рассматривается актуальная проблема построения «быстрых» алгоритмов обработки сигналов в РЛС с синтезированной апертурой (РСА). В основе предлагаемых и исследуемых алгоритмов две идеи: 1) представление комплексных отсчетов в базисе векторов поворота; 2) рекурсивное вычисление отсчетов комплексного изображения РСА. Последовательно рассматриваются алгоритмы, основанные на представлении в базисе векторов поворота только для опорной функции (статическое векторное квантование), затем данный подход обобщается в виде соответствующего представления комплексных отсчетов и голограммы и опорной функции.

THE FAST SAR PROCESSING ALGORITHMS ON THE BASE DECLARATION OF THE SIGNALS IN THE BASIS OF TURNING VECTORS

Oleg V. Goriachkin, Vladimir V. Prokudin

The problem of real-time high-resolution SAR imaging is actually for numerous applications of remote sensing. A lot of effective fast algorithms for SAR imaging are known today. In most cases the algorithms provide a reduction of computation cost as a result of simplification SAR imaging algorithms or/and reduction of spatial resolution. Often it is consequence of the migration or azimuth variation of the SAR signal parameters that are typically for high resolution SAR. In the paper authors propose to use specific declaration of the SAR signals in basis of N turning vectors. The declaration provides the followed digital processing without complex multiplications and sometimes the increasing of an accuracy of the SAR processing. In the paper we also analyze sequentially different algorithms based on the approach.

1. Введение

Несмотря на значительный прогресс вычислительной техники последних лет, проблема формирования изображений РСА в реальном масштабе времени по-прежнему остается актуальной.

С алгоритмической точки зрения алгоритмы формирования радиолокационных изображений (РЛИ), представляют собой одномерные или двумерные нестационарные или стационарные (свертки) преобразования комплексных массивов. Для случая, когда алгоритм восстановления радиолокационных изображений описывается последовательностью одномерных процедур цифровой свертки с некой опорной функцией известно огромное количество способов построения соответствующих быстрых алгоритмов.

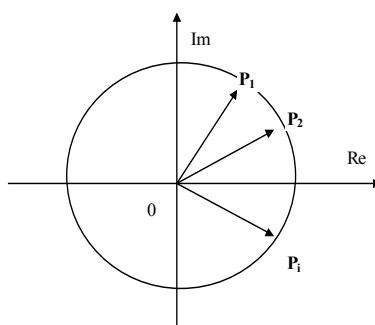


Рис.1. Векторное кодирование отсчетов РЛИ.

Помимо использования эффективных классических «быстрых» алгоритмов вычисления цифровых одномерных и двумерных линейных и циклических сверток [1,2] в технике РСА получили широкое распространение различные алгоритмы, основанные на тех или иных упрощениях опорной функции [3-6]. Данный подход часто позволяет получить снижение вычислительной сложности алгоритма формирования изображения в РСА, за счет допустимых потерь в качестве обработки. Эффективный путь снижения вычислительных затрат в этом случае поиск возможности сочетания эффективных «структурных» методов построения быстрых алгоритмов с идеей «удобного» с вычислительной точки зрения представления сигналов.

В [3-7,9] было рассмотрено несколько эффективных алгоритмов синтеза, основанных на использовании квантования фазы опорной функции (соответствующая библиография на русском языке приведена в [9]). В этих случаях комплексные отсчеты опорной функции представлены в виде набора констант, умножение отсчетов сигнала на которые реализуется очень просто. Такой метод обработки сигналов называют статическим векторным квантованием. Однако число таких «удобных» констант в поле комплексных чисел, компоненты которых целые, ограничено. Вследствие этого, опорная функция лишь приближенно соответствует оптимальной. Возможным решением проблемы в данном случае, было бы такое представление сигнала, при котором число таких «удобных» констант, было бы достаточным для оптимального восстановления РЛИ.

Пусть набор таких удобных констант представляет собой множество векторов $\{p_i\}, i=1, N$ на комплексной плоскости, равномерно делящих единичную окружность (см. Рис.1). Умножение комплексного числа на один из векторов данного множества, приводит к повороту этого числа на комплексной плоскости на соответствующий угол. Чтобы вычисление нового комплексного числа, не требовало пересчета его компонент, нужно, чтобы это число можно было представить суммой векторов данного множества. Тогда умножение на любой из базисных векторов, любого комплексного числа приведет к циклическому сдвигу соответствующих коэффициентов. Т.е. предлагается представить каждый комплексный отсчет

голограммы РСА в виде (1), а опорную функцию в виде последовательности векторов поворотов на комплексной плоскости.

$$\dot{z} = \sum_{i=1}^N \alpha_i P_i \quad \alpha_i \in \mathbf{Z} \quad (1)$$

В данной статье последовательно рассматривается применение этой идеи для построения алгоритмов синтеза РЛИ. Сначала рассматривается такое представление только для опорной функции (статическое векторное квантование), естественно при этом поворот сопровождается пересчетом координат, затем обобщается данный подход в виде соответствующего представления комплексных отсчетов голограммы. Предлагаемые алгоритмы предназначены для азимутальной обработки сигналов в РСА, однако, если в качестве зондирующего сигнала РЛС используется ЛЧМ или фазоманипулированный сигнал, то полученные алгоритмы могут быть использованы и для обработки по дальности.

2. Применение статического векторного квантования сигналов

2.1 Обработка сигналов с применением метода статического квантования

Быстродействие цифровой системы обработки в существенной мере зависит от метода представления сигналов при квантовании. Для повышения производительности возможно использование метода векторного квантования (кодирования) сигналов, основанного на делении данных на блоки-векторы.

При статическом векторном квантовании векторы данных сравниваются с векторами кода для определения того, какой вектор кода наиболее близок к вектору данных в соответствии с некоторым критерием качества. Вектор кода затем используется для представления вектора данных. Для хранения и обработки данных РСА достаточно использовать номера векторов кода. Преимущество векторного квантования проявляется в том, что количество векторов кода может быть значительно меньше количества векторов данных, а также в том, что векторы кода могут быть предварительно обработаны для получения сегментов изображения. Для получения результирующего изображения достаточно произвести суммирование наложенных сегментов.

Как следует из [11] азимутальная обработка при синтезе РЛИ в каждом канале дальности сводится к определению функции корреляции принимаемого и опорного сигналов:

$$J(q) = \left| \sum_{p=0}^{N_c-1} \dot{S}_T(p+q) \cdot h^*(p) \right|. \quad (2)$$

Опорный сигнал можно представить в виде комплексного вектора

$$h^*(p) = \exp(j\varphi(p)),$$

где $\varphi(p)$ – фаза опорного сигнала.

При квантовании фазы опорного сигнала с равномерным шагом $2\pi / K$ имеем:

$$\varphi(p) = \frac{2\pi}{K} i(p),$$

причем $i(p) = 0, 1, 2, \dots, K - 1$.

Вид фазовой характеристики без аппроксимации и с аппроксимацией при $K=8$ приведен на рисунке 2. По оси абсцисс отложены номера отсчетов сигнала, по оси ординат – величина $i(p)$.

Выходной сигнал системы обработки запишется в виде:

$$J(q) = \left| \sum_{p=0}^{N_c-1} \dot{S}_T(p+q) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i(p)\right) \right|. \quad (3)$$

В отличие от исходного выражения (2) в (3) траекторный сигнал умножается лишь на K различных значений опорного сигнала. При $K \ll N_c$ имеется возможность значительной экономии вычислений.

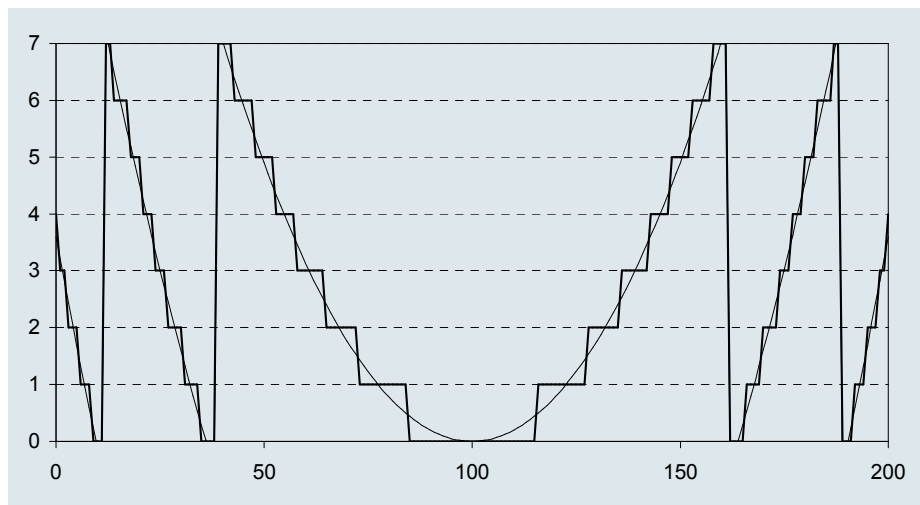


Рис. 2. Фаза опорного сигнала при статическом векторном квантовании.

Образум частичные суммы по p при постоянном i :

$$J_i(q) = \sum_{p(i)} \dot{S}_T(p(i)+q) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) = \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) \sum_{p(i)} \dot{S}_T(p(i)+q), \quad (4)$$

где $p(i)$ – функция, обратная функции $i(p)$.

Затем в соответствии с (2.2) объединим частичные суммы:

$$J(q) = \left| \sum_{i=0}^{K-1} J_i(q) \right| = \left| \sum_{i=0}^{K-1} \dot{\sigma}_i(q) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) \right|, \quad (5)$$

$$\text{где} \quad \dot{\sigma}_i(q) = \sum_{p(i)} \dot{S}_T(p(i) + q) \quad (6)$$

В соответствии с выражением (5) корреляционная обработка при квантовании фазы опорного сигнала (вектора опорного сигнала) сводится к суммированию N_C комплексных отсчетов траекторного сигнала в K частичных суммах, умножению полученных частичных сумм на K различных значений опорного сигнала и суммированию полученных K комплексных векторов. Поэтому для нахождения одного отсчета выходного сигнала необходимо произвести $4K$ операций умножения и $2(N_C - 1) + 2K$ операций сложения.

Дальнейшего уменьшения количества операций можно достигнуть при $K = 2^k$, где k – целое число.

Учитывая, что

$$\exp\left[j \frac{2\pi}{K} \left(i + \frac{K}{2}\right)\right] = \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) \cdot \exp(j\pi) = -\exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right),$$

можно объединить частичные суммы $\dot{\sigma}_i(q)$ при i и $i+K/2$ без выполнения операций умножения:

$$J(q) = \left| \sum_{i=0}^{\frac{K-1}{2}} \dot{\sigma}'_i(q) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) \right| \quad (7)$$

$$\text{где} \quad \dot{\sigma}'_i(q) = \dot{\sigma}_i(q) - \dot{\sigma}_{i+\frac{K}{2}}(q)$$

Далее учтем также, что

$$\exp\left[j \frac{2\pi}{K} \left(i + \frac{K}{4}\right)\right] = \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) \cdot \exp\left(j \frac{\pi}{2}\right) = j \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right)$$

и объединим суммы $\dot{\sigma}'_i(q)$ при i и $i+K/4$ также без выполнения операций умножения:

$$J(q) = \left| \sum_{i=0}^{\frac{K-1}{4}} \dot{\sigma}''_i(q) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{K} i\right) \right| \quad (8)$$

$$\text{где} \quad \dot{\sigma}''_i(q) = \dot{\sigma}'_i(q) + j \dot{\sigma}'_{i+\frac{K}{4}}(q).$$

Повторяя процесс объединения, приходим к k -каскадной схеме сумматора частичных сумм ($k = \log_2 K$). В каждом n -ом каскаде суммирования содержатся $K_n = K/2^n$ параллельно включенных двухвходовых комплексных сумматоров. Первые входы каждого i -го сумматора n -го каскада соединены с выходом i -го сумматора $(n-1)$ -го каскада непосредственно. Вторые входы каждого i -го сумматора n -го каскада соединены с выходом $(i + K_n)$ -го сумматора $(n-1)$ -го каскада через фазовращатель на $2\pi/2^n$ радиан.

Структурная схема коррелятора с использованием метода статического векторного квантования при $K = 8$ приведена на рисунке 3. Здесь 1 – регистр сдвига; 2 – устройство коммутации фазы; 3 – блок обработки; 4 – предварительный сумматор; 5 – блок объединения; 6 – двухвходовые комплексные сумматоры; 7 – фазовращатель на $2\pi/2^n$ радиан.

Порядок соединения отводов регистра сдвига 1 с входами предварительных сумматоров 4 задается при настройке фильтра на заданный сигнал. При настройке фильтра для каждого n -го комплексного отвода регистра сдвига определяется значение фазы $\varphi(n)$ и номер $i = \text{Round}[\varphi(n) \cdot K/2\pi]$, соответствующего предварительного комплексного сумматора. Функция $\text{Round}(X)$ определяет целое число, ближайшее к X .

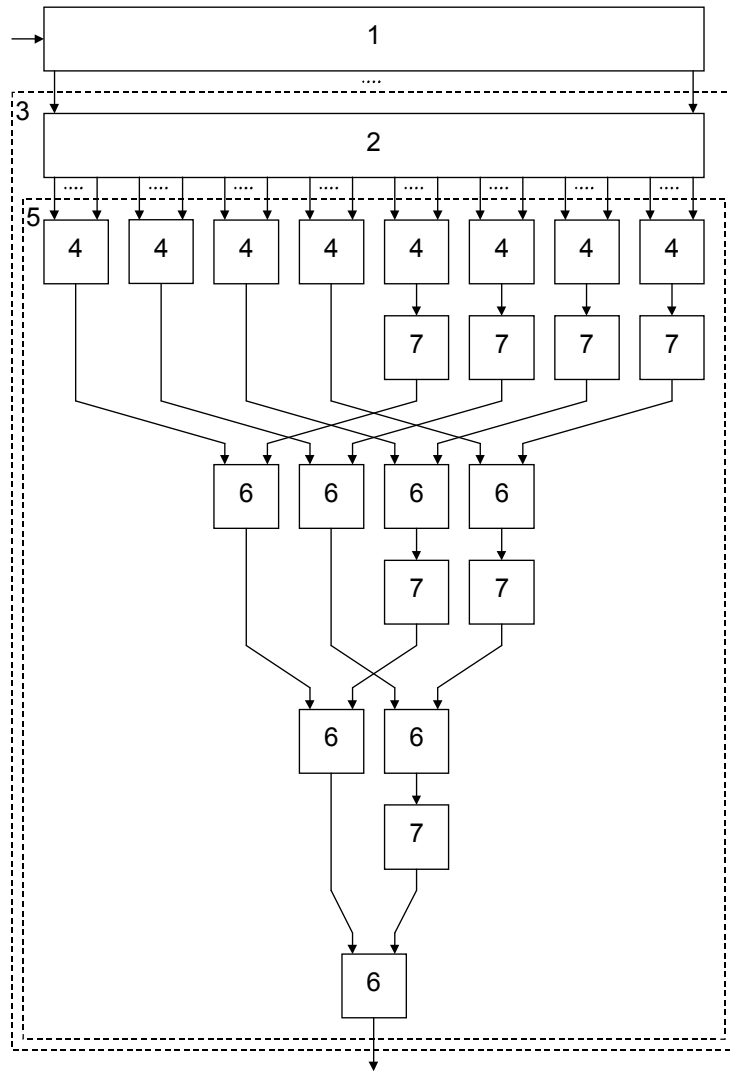


Рис. 3. Структурная схема коррелятора с квантованием фазы опорного сигнала.

Для оценки вычислительных затрат алгоритма со статическим векторным квантованием возьмем значение $K = 8$. При таком K относительное падение максимума сжатого сигнала по сравнению со случаем согласованной обработки не превышает 2%, а уровень боковых лепестков не выше, чем при согласованной фильтрации, то есть аппроксимация является весьма точной.

В этом случае имеем три каскада объединения, причем умножение требуется лишь в последнем каскаде:

$$J(q) = \left| \dot{\sigma}_0''(q) + \dot{\sigma}_1''(q) \cdot \exp\left(j \frac{\pi}{4}\right) \right|.$$

Учитывая, что умножение на $\exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)$ требует два вещественных сложения и два вещественных умножения, получаем, что при $K = 8$ требуется $2(N_c - 1) + 2 = 2N_c$ операций вещественного сложения и всего две операции вещественного умножения.

2.2 Алгоритм статического векторного квантования с рекурсией

При использовании алгоритма с квантованной фазой удалось добиться существенного сокращения вычислительных затрат. Однако объем вычислений можно еще значительно сократить, если проанализировать операции, совершаемые в предварительных сумматорах при обработке сигнала.

Содержимое i -го предварительного сумматора в j -ом цикле суммирования определяется выражением:

$$S_i^j = \sum_{r=1}^R S_{ri}^j, \quad (9)$$

$$S_{ri}^j = \sum_{n=1}^{N_r} x_{nri}^j, \quad (10)$$

где R – количество участков траекторного сигнала, имеющих фазу $\varphi(i)$; S_{ri}^j – сумма отсчетов входного сигнала на r -ом интервале; x_{nri}^j – значения входного сигнала, попадающие на r -ый интервал; N_r – количество отсчетов входного сигнала, попадающих на r -ый интервал.

На $(j+1)$ -ом цикле суммирования в регистре сдвига происходит перемещение всех отсчетов на одну точку вправо по рисунку. Тогда сумма отсчетов входного сигнала на r -ом интервале запишется:

$$S_{ri}^{j+1} = \sum_{n=1}^{N_r} x_{nri}^{j+1} = \sum_{n=1}^{N_r} x_{nri}^j + x_{(N_r+1)ri}^j - x_{1ri}^j = S_{ri}^j + (x_{(N_r+1)ri}^j - x_{1ri}^j), \quad (11)$$

то есть для получения суммы S_{ri} на $(j+1)$ -ом цикле нужно к сумме на j -ом цикле прибавить отсчет входного сигнала с номером $(N_r + 1)$ и отнять первый отсчет. Из сравнения формул (2.9) и (2.10) видно, что количество операций сложения на r -ом интервале сократилось с $(N_r - 1)$ до двух.

Структурная схема предварительного сумматора при использовании рекурсии изображена на рисунке 4. Здесь 1 – двухвходовый сумматор, 2 – рекурсивный сумматор, 3 – R -входовый сумматор. Рекурсивный сумматор отличается от обычного тем, что сумма в нем обновляется лишь при перемещении данных в сдвиговом регистре. Это сделано для подавления самовозбуждения. К входам сумматоров 1 подключены с помощью блока коммутации фазы те

выходы регистра сдвига, которые соответствуют концу (+) и началу (-) участков постоянной фазы.

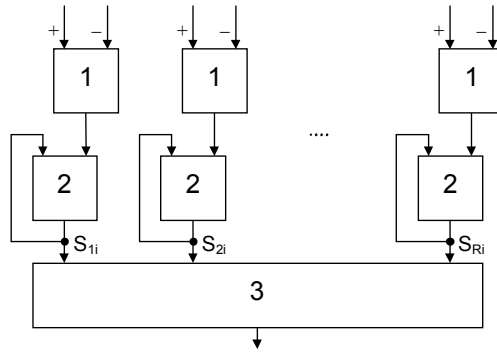


Рис. 4. Предварительный сумматор.

В дальнейших рассуждениях будем считать, что количество интервалов с постоянной фазой равно R для каждой фазы. Этого легко достичь, если ненамного увеличить длину интервала синтезирования.

Подсчитаем общее количество операций суммирования при использовании рекурсивных предварительных сумматоров. В каждом из K предварительных сумматоров выполняется $2R + (R - 1) = 3R - 1$ комплексных операций суммирования для получения частичной суммы, а при объединении частичных сумм требуется еще $K - 1$ комплексных операций суммирования. Общее количество комплексных операций суммирования равно:

$$(3R - 1) \cdot K + (K - 1) = 3KR - 1. \quad (12)$$

2.3 Модифицированный алгоритм с рекурсией

Произведем дальнейшие преобразования. Подставим (2.10) в (2.8):

$$S_i^{j+1} = \sum_{r=1}^R S_{ri}^{j+1} = \sum_{r=1}^R S_{ri}^j + x_{(N_r+1)ri}^j - x_{1ri}^j = S_i^j + \sum_{r=1}^R x_{(N_r+1)ri}^j - \sum_{r=1}^R x_{1ri}^j \quad (13)$$

Структурная схема предварительного сумматора, соответствующая выражению (13), представлена на рисунке 5. Обозначения те же, что и на рисунке 4. На первый R -входовый сумматор подаются отсчеты сигнала, соответствующие концам участков с равной фазой, а на второй – соответствующие началам участков.

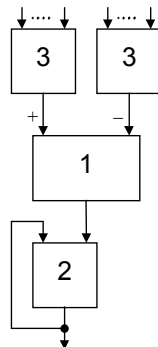


Рис. 5. Модифицированный предварительный сумматор.

В каждом из K предварительных сумматоров выполняется $2(R-1)+2=2R$ комплексных операций суммирования для получения частичной суммы, при объединении частичных сумм требуется еще $K-1$ комплексных операций суммирования. Общее количество комплексных операций суммирования равно:

$$2R \cdot K + (K-1) = K(2R+1) - 1. \quad (14)$$

Для дальнейшего уменьшения количества операций сравним сигналы в двух соседних предварительных сумматорах. На $(j+1)$ -ом шаге в i -ом сумматоре вычитаются отсчеты x_{1ri}^j , соответствующие началам участков с равной фазой на j -ом шаге. Эти же самые отсчеты соответствуют концам участков с равной фазой в $(i+1)$ -ом сумматоре, то есть $x_{1ri}^j = x_{(N_r+1)r(i+1)}^j$

Тогда выражение (13) можно переписать для $(i+1)$ -го сумматора так:

$$S_{i+1}^{j+1} = S_{i+1}^j + \sum_{r=1}^R x_{(N_r+1)r(i+1)}^j - \sum_{r=1}^R x_{1r(i+1)}^j = S_{i+1}^j + \sum_{r=1}^R x_{1ri}^j - \sum_{r=1}^R x_{1r(i+1)}^j \quad (15)$$

Как видно, сумма $\sum_{r=1}^R x_{1ri}^j$, вычисляемая в (13), используется и в (14). Поэтому вычисления здесь можно сократить, передавая результат вычисления этой суммы из i -го предварительного сумматора в $(i+1)$ -й. Структурная схема блока предварительных сумматоров, построенная с учетом выражения (15), изображена на рисунке 6.

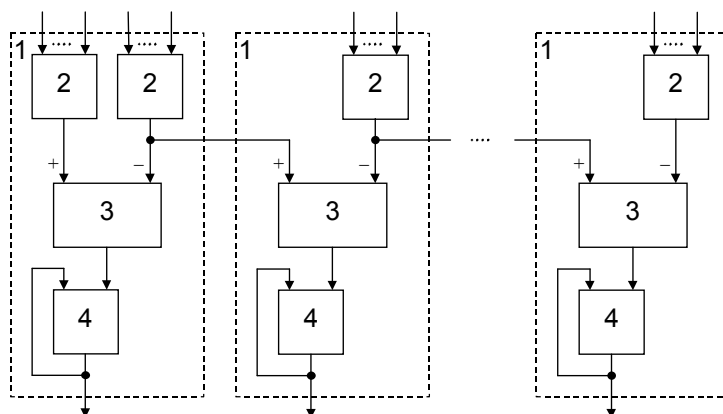


Рис. 6. Блок предварительных сумматоров.

Здесь 1 – предварительный сумматор, 2 – R -входные комплексные сумматоры, 3 – двухвходные сумматоры, 4 – рекурсивные сумматоры.

Оценим вычислительные затраты на нахождение одного отчета выходного сигнала. В первом предварительном сумматоре выполняется $2(R-1)+2=2R$ комплексных операций

суммирования, во всех остальных – $(R-1)+2 = R+1$ операций. С учетом операций, необходимых на объединение частичных сумм, имеем $2R + (R+1)(K-1) + (K-1) = K(R+2) + R - 2$ комплексных операций суммирования.

Алгоритм, в котором полностью устранена избыточность рекурсивного вычисления частичных сумм, осуществляющий рекурсию непосредственно по комплексному РЛИ, приведен в [6,9,10]. В этом алгоритме дополнительно предполагается симметрия фазы опорной функции РСА.

2.4 Сравнение вычислительных затрат различных алгоритмов

Подсчитаем количество тактов системы обработки, необходимых для получения одного выходного отсчета. Нужно учитывать, что операции сложения и умножения имеют разное время выполнения. Для расчетов примем:

$$\frac{n_{умн}}{n_{слож}} = 3,$$

где $n_{умн}$ – количество тактов на выполнение операции умножения; $n_{слож} = 1$ – количество тактов на выполнение операции сложения.

На рисунках 7 и 8 приведены зависимости вычислительных затрат разных алгоритмов от длины интервала синтезирования N_C . Крутизна фазовой характеристики взята такой же, как на рисунке 2.

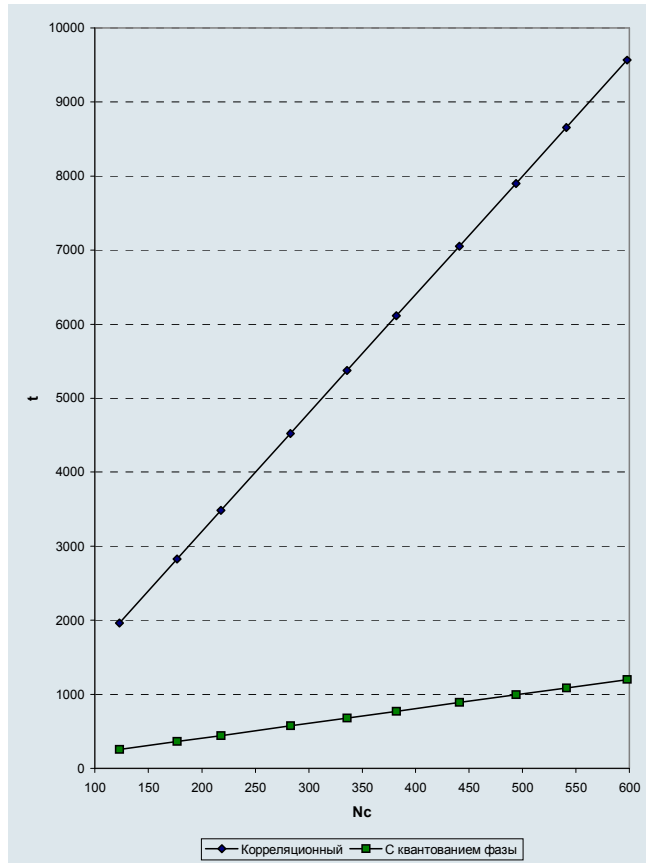


Рис. 7. Сравнение вычислительных затрат корреляционного алгоритма и алгоритма со статическим квантованием фазы.

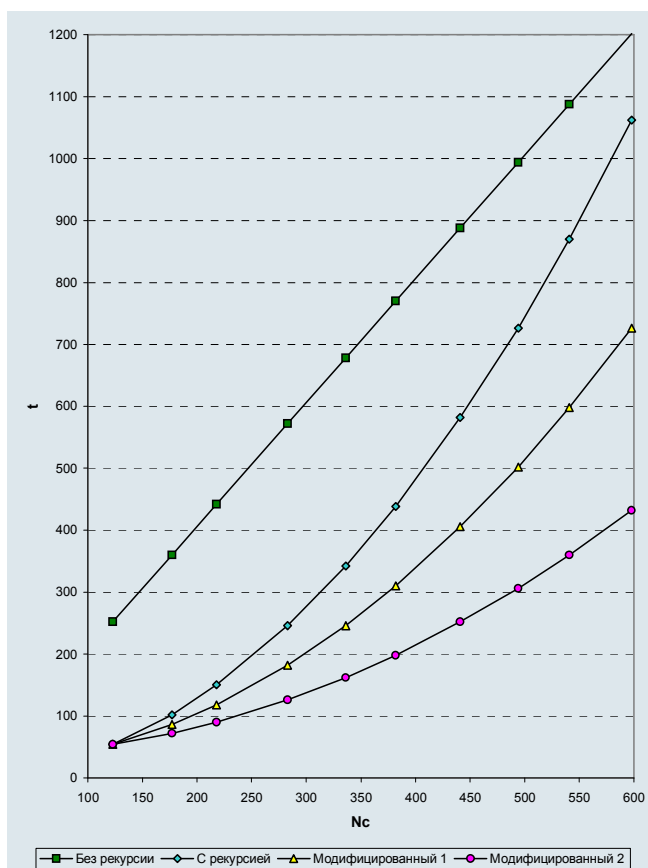


Рис. 8. Сравнение вычислительных затрат различных алгоритмов со статическим векторным квантованием фазы.

3. Обработка в базисе векторов поворота

Рассмотренные в предыдущих разделах алгоритмы используют векторное представление комплексных отсчетов лишь частично, поэтому они имеют ограничение на увеличении числа векторов поворота. Рассмотрим представление в базисе векторов поворота не только опорной функции, но и отсчетов исходной голограммы. Поскольку, с практической точки зрения, разрядность обычного представления комплексных чисел и представления (1) не должны существенно отличаться друг от друга, положим N равным числу разрядов представления реальной или мнимой части обычного цифрового комплексного числа. Поскольку число разрядов ограничено, то представления (1) и $x + jy$, $x, y \in \mathbb{Z}$ должны быть эквивалентны, т.е. при оцифровке $\alpha = \{0,1\}$. Чтобы представить, как соотносятся эти представления, отобразим множество Q , элементов (1) в виде точек на комплексной плоскости для различного N .

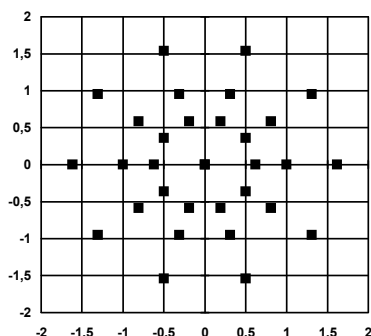


Рис. 9. Множество Q, для N=5.

Случай $N=4$ соответствует обычному целочисленному представлению комплексного числа. Мы видим в этом случае, что число «удобных» чисел здесь равно 4-м. В то же время при $N=3$, число таких коэффициентов равно 6. Общим, для этих базисов, является то, что при $\alpha \in \mathbf{Z}$ мы будем иметь равномерную сетку квантования. Т.е. данные представления, могут быть достаточно просто реализованы в виде линейных АЦП. Однако случай $N=3$ является для нас более предпочтительным, поскольку позволяет реализовать синтез РЛИ без умножений при представлении опорной функции 6-ю (против 4-х) градациями фазы.

К сожалению представления при $N>4$, данным свойством не обладают. На Рис.9 и Рис.10 показаны случаи, когда $N=5$ и $N=6$ соответственно. По этим рисункам можно отметить, что при $N=6$ число векторов меньше чем число перебора коэффициентов в выражении (1). Т.е. данное представление не является однозначным. Однозначность такого представления связана со свойствами полей целых и комплексных чисел. Способом перебора было установлено интересное свойство такого представления, а именно соответствие целого числа $n = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot 2^i$ и комплексного числа z , заданного выражением (1) достигается при N , являющимся одним из чисел Мерсенна (т.е. числа представимые в виде: $N = 2^m - 1$). Данный факт наглядно иллюстрируют Рис.9. и Рис.10.

Т.о. при использовании представления (1) N должно быть одним из чисел Мерсенна 3,7,15, и т.д. Возможности реализации данного представления мы можем понять рассматривая 2 случая:

1. $N=3$. В этом случае мы можем легко реализовать данное представление аппаратно, используя обыкновенные линейный АЦП. При обработке, мы будем иметь 6 комплексных констант опорной функции, умножения на которые при обработке реализуются в виде циклического сдвига.
2. $N=7$. Аппаратурная реализация такого преобразования с использование линейных АЦП невозможна, поэтому в устройстве обработки потребуется дополнительное кодирующее и

декодирующие устройства. Однако точность обработки в этом случае существенно повышается, поскольку мы сможем использовать уже 14 векторов для представления опорной функции.

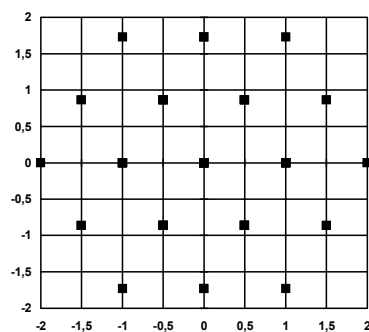


Рис. 10. Множество Q , для $N=6$.

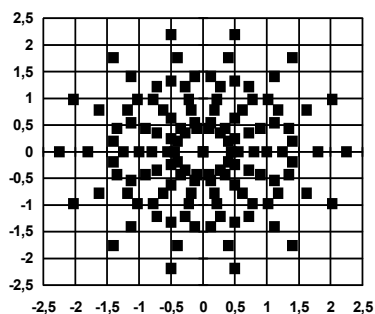


Рис. 11. Множество Q , для $N=7$.

4. Заключение

Реализация данного представления комплексных чисел и алгоритмов на их основе позволяет существенно упростить задачу обработки в РСА. Структура алгоритма основанного на представлении (1) позволяет получить весьма эффективные рекурсивные структуры, которые могут обеспечить эффективную реализацию, как на специализированных ЭВМ, так и на базе сигнальных процессоров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер. с англ.-М.: Мир, 1989, 456с.
2. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений./Т.С. Хуанг, Дж.-О. Экслунд, Г.Дж. Нуссбаумер и др.; Под. ред. Т.С. Хуанга: Пер. с англ.-М.: «Радио и связь», 1984, 224с.
3. Прокудин В.В., Махов А.И. Фильтр сжатия сложного сигнала / А.С.1566945 СССР, МКИГ01S13/28.-№4631140/24-09; Заявлено 03.01.88.ДСП.-4с.

4. Прокудин В.В. Коррелятор / А.С.1826126 СССР, МКИ Н03Н17/00.-№4904571/24; Заявлено 22.01.91. ДСП.-3с.
5. Прокудин В.В. Цифровой согласованный фильтр / А.С.1832988 СССР, МКИG06F15/336.-№4922044/09; Заявлено 26.03.91.ДСП.-3с.
6. Отчет о НИР «Зеркало». Разработка информационно-моделирующего комплекса для оценки информативности и сквозных характеристик РЛК. Горячкин О.В., Филимонов А.Р., Федорова Е.Н., и др., под. рук. Фомина Г.Е., Самара, ЦСКБ, 1992, 120с.
7. Иванов О.Ю., Коберниченко В.Г., Неронский Л.Б. Быстрый алгоритм цифрового синтеза апертуры // Радиотехника, 1994, №1, с.23-25.
8. Горячкин О.В. Сравнительный анализ вычислительной сложности быстрых алгоритмов восстановления радиолокационных изображений. // В сб.: Тезисы докладов научно-технической конференции проф.-преп. и инж.-тех. состава ПИИРС. - г.Самара 1996г.
9. Горячкин О.В. Обработка радиолокационных данных при априорной неопределенности характеристик пространственно-временного сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой // Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, г. Самара, ПГАТИ, 1997г., 141С.
- 10.Goriachkin O.V., Kloovsky D.D. The real-time SAR processing algorithm on the base declaration of the signals in the basis of turning vectors // CDROM Proceedings of Fifth International Airborne remote Sensing Conference and Exhibition (IARSC'2001), 17-20 September, 2001, San Francisco, California, USA, (8p).
11. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны./ В.Н.Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; Под. ред. В.Т. Горяинова.-М.: «Радио и связь», 1988, 304с.