

УДК 621.396.96:681.34

## ПРИМЕНЕНИЕ ДРОБНОЙ ДЕЦИМАЦИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

*Костров В.В., д.т.н., профессор кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», vvk@mit.ru*

*Ракитин А.В., старший преподаватель кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», alexey@mit.ru*

**Ключевые слова:** радиолокатор с синтезированием апертуры, РСА, траекторный сигнал, цифровая обработка сигналов, децимация, снижение частоты дискретизации, весовая обработка.

### Введение

Получение радиолокационного изображения (РЛИ) поверхности Земли из космоса с использованием РСА имеет ряд достоинств. Применение радиоволн позволяет вести наблюдение в любую погоду, обеспечивает разрешающую способность, сравнимую с получаемой оптико-электронными средствами. В последнее время синтезирование апертуры производится с помощью цифровых методов [1-4].

К настоящему моменту сложились две технологии формирования РЛИ. По одной из них сигналы РСА оцифровываются на борту космического аппарата (КА) и передаются в наземные пункты обработки данных для регистрации [4]. Сохранение полученных цифровых сигналов позволяет потребителю производить обработку практически неограниченное время на мощных вычислительных средствах. По другой технологии цифровое формирование первичного РЛИ осуществляется на борту носителя РСА. В наземные пункты обработки или напрямую потребителю передаются сжатые кадры или фрагменты РЛИ [4], что предполагает работу бортовых систем в реальном (квазиреальном, если имеется задержка на один кадр) масштабе времени.

Для достижения высокой разрешающей способности и реализации алгоритмов цифровой обработки данных в реальном масштабе времени, как правило, требуются большие вычислительные затраты. Этот фактор становится особенно критичным при обработке данных на борту КА, где требуется искать компромисс между энергопотреблением, массогабаритными параметрами, а так же рядом других требований, связанных с получением большой вычислительной мощности. Кроме того, следует учитывать ограничения по скорости приема, передачи данных в радиационностойких процессорах, которая может быть в несколько раз ниже чем у обычных процессоров [5].

Основной операцией при обработке траекторного сигнала является вычисление дискретной свертки

*Приведены варианты алгоритмов цифровой обработки траекторного сигнала при нормальном боковом обзоре в радиолокаторе с синтезированием апертуры (РСА). Предложен метод понижения частоты дискретизации в 1,5 раза, что позволяет снизить требования к вычислительной мощности процессоров цифровой обработки сигналов (ЦОС). Определены границы использования разработанного метода, уточнены возможности использования весовой функции Хэмминга для снижения уровня боковых лепестков.*

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)h(k-n), \quad (1)$$

где  $x(k)$  – комплексный сигнал на входе устройства ЦОС траекторного сигнала;  $h(k)$  – опорная функция;  $N$  – число отсчетов сигнала, используемое для синтезирования. При записи (1) для простоты изложения предполагалось, что эффект миграции сигнала по дальности отсутствует. Это по существу означает, что вычисление дискретной свертки по (1) соответствует одному дискрету дальности одной азимутальной строки РЛИ.

При большом времени синтезирования (большой величине  $N$ ) объем вычислений свертки прямым методом является значительным. К более эффективным методам относятся метод быстрой свертки и метод гармонического анализа. В этих случаях для сокращения вычислительных затрат в [1-3, 6] предлагается двухэтапная обработка, заключающаяся в предварительной фильтрации с последующим цифровым синтезированием.

Задача снижения вычислительной сложности цифровой обработки траекторных сигналов на основе кусочно-линейной аппроксимации опорной функции рассматривалась в [7, 8], на основе разбиения опорной функции на субапертуры и упрощении обработки внутри каждой субапертуры – в [6, 9], с использованием многоскоростной обработки – в [10, 11]. Однако в силу специфики параметров траекторных сигналов использование в РСА космического базирования перечисленных методов и предварительной фильтрации имеет ограничения.

**Целью статьи** является исследование особенностей обработки траекторных сигналов РСА с учетом размещения аппаратуры на борту космического аппарата и возможностей использования дробной децимации для устранения избыточности в вычислениях.

## Особенности параметров траекторного сигнала РСА космического базирования

В первом приближении полезный сигнал можно считать сигналом с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), центральная частота которого равна нулю, а закон изменения частоты является спадающим. Такой сигнал характеризуется эквивалентной базой

$$B = \Delta f_{\max} T_s, \quad (2)$$

где  $\Delta f_{\max}$  – девиация частоты сигнала;  $T_s$  – время синтезирования.

Девиация частоты сигнала может быть рассчитана по следующему соотношению

$$\Delta f_{\max} = \frac{2 \cdot V_0^2 T_s}{\lambda R}, \quad (3)$$

где  $V_0$  – скорость движения луча антенны по поверхности Земли;  $\lambda$  – рабочая длина волны;  $R$  – дальность от фазового центра антенны до рассматриваемого точечного объекта (наклонная дальность).

Требуемое время синтезирования определяется заданной разрешающей способностью  $\Delta R$  по азимутальной координате

$$T_s = \frac{\lambda R}{2 \cdot V_0 \Delta R} \quad (4)$$

и обеспечивается приемом  $N$  импульсов, поэтому  $T_s = N \cdot F_p$ , где  $F_p$  – частота повторения зондирующих импульсов.

Подстановка (3) и (4) в (2) приводит к следующему соотношению

$$B = \frac{\lambda R}{2 \cdot \Delta R^2}. \quad (5)$$

Оценим количественно параметры траекторного сигнала и сравним их с аналогичными параметрами сигналов РСА воздушного базирования. Характеристики космических РСА обзора земной поверхности и их носителей весьма разнообразны [2]. В качестве исходных данных для расчетов далее используются параметры РСА типа SIR-C/X-SAR, которые работают на длинах волн 3, 5, 8 и 23 см. Высота орбиты составляет 225 км. Предполагается, что для получения РЛИ используется классический боковой обзор, при котором максимум диаграммы направленности антенны всегда перпендикулярен вектору скорости движения спутника.

Прежде всего, заметим, что скорость движения луча антенны по поверхности Земли меньше скорости космического аппарата  $V_{ka}$  [4]. В рассматриваемом примере величина  $V_0$  составляет 7492...7508 м/с, что на 3...4% меньше орбитальной скорости спутника. Верхняя граница приведенных данных соответствует углу отклонения оси антенны от вертикали на  $20^\circ \dots 25^\circ$ . Увеличение данного угла приводит к замедлению скорости движения луча. Еще большие различия в скоростях  $V_0$  и  $V_{ka}$  наблюдаются при высокой орбите спутника. Так при высоте орбиты 800 км эти различия составляют 11...15%. Такими различиями пренебрегать нельзя, поэтому их необходимо учитывать при обработке траекторного сигнала.

Девиация частоты ЛЧМ сигнала, как следует из (3) и (4), не зависит от рабочей длины волны, наклонной

дальности и при  $\Delta R = 3$  м составляет  $\Delta f_{\max} \approx 2,44$  кГц. Это в несколько раз больше девиации частоты сигналов РСА, установленных на воздушных аппаратах [10, 11], поскольку скорости движения носителей отличаются более чем на порядок. Сравнительно большое значение девиации частоты ЛЧМ сигнала ограничивает снизу значение  $F_p$ . При постоянной частоте повторения зондирующих импульсов в соответствии с теоремой отсчетов комплексного сигнала  $F_p$  должна быть не менее  $\Delta f_{\max}$ . Это требование заметно усложняет работу РСА, в частности, из-за возникающей неоднозначности измерения дальности.

Наклонная дальность до объекта наблюдения в зависимости угла отклонения оси антенны от вертикали на  $20^\circ \dots 60^\circ$  изменяется от 240 до 477 км. С учетом этого время синтезирования, рассчитанное по (4), изменяется в пределах 0,15...0,31 с ( $\lambda = 3$  см) и 1,2...2,45 с ( $\lambda = 23$  см). Сравнение полученных результатов расчета с временем синтезирования в РСА воздушного базирования показывает, что эти данные имеют один порядок.

На рис. 1 представлены зависимости эквивалентной базы  $B$  траекторного сигнала от угла  $\beta$  отклонения оси антенны (направления максимума диаграммы направленности антенны) от вертикали. Кривая под цифрой 1 соответствует базированию РСА на самолете ( $V_0 = 200$  м/с, высота полета – 8 км,  $\lambda = 3$  см). Кривая под цифрой 2 построена для РСА космического базирования при рассмотренных выше данных.

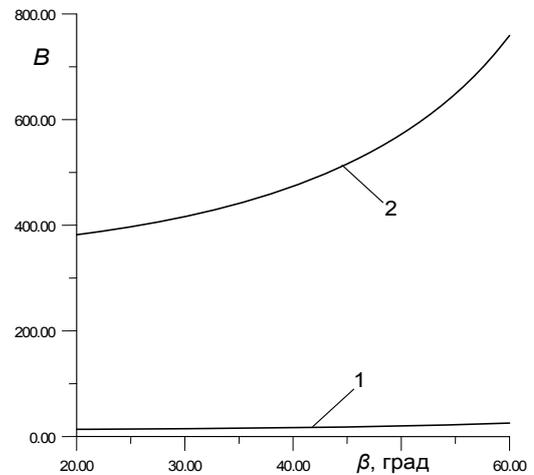


Рис. 1

Из графиков видна существенная разница между траекторными сигналами РСА воздушного и космического базирования. База сигнала РСА космического базирования более чем на порядок превосходит эквивалентную базу траекторного сигнала РСА воздушного базирования. Это означает, что спектр траекторного сигнала РСА космического базирования ближе к прямоугольному, а флюктуации Френеля существенно меньше. Кроме того, следует отметить, что использование классических оконных функций для подавления боковых лепестков в сжатом сигнале дает больший эффект для сигналов с большой базой, чем для малобазовых сигналов.

Представляет также интерес сравнение траекторных сигналов по максимально допустимому коэффициенту прореживания (децимации) сигнала, который должен

удовлетворять условию  $v_{\max} \leq F_p \min / \Delta f_{\max}$ , где  $F_p \min$  – минимальная для используемого режима съемки частота повторения зондирующих импульсов. Для РСА воздушного базирования величина  $v_{\max}$  составляет в зависимости от режима съемки 2...16, что свидетельствует о большой вычислительной избыточности траекторного сигнала. Это обстоятельство позволяет эффективно применить децимацию сигнала с использованием, например, цифровых полосовых фильтров-дециматоров [10], ввести кусочно-линейную аппроксимацию опорной функции и другие методы приближенной обработки сигналов [6-9]. Соответственно снижаются требования к производительности процессоров ЦОС и объему требуемой памяти.

В РСА космического базирования максимальное значение коэффициента прореживания  $v_{\max}$  невелико и составляет 1,2...2,2. Причиной этому служат многочисленные ограничения, накладываемые на частоту повторения зондирующих импульсов  $F_p$ . Нижней границей выбора  $F_p$ , как отмечалось выше, служит величина  $\Delta f_{\max}$ . Ограничения сверху в первую очередь определяются шириной зоны захвата. Если требуется просмотреть полосу по дальности 24 км, то крайним значением  $F_p$  может служить величина 6,25 кГц, не учитывающая необходимый технологический запас по времени. Если учесть длительность зондирующих импульсов, служебные интервалы времени на управление лучом, защитные интервалы для разрешения неоднозначности, то реальная величина  $F_p$  не превысит 5,2...5,5 кГц.

Таким образом, вычислительная избыточность траекторного сигнала РСА космического базирования чрезвычайно мала, поэтому использование перечисленных выше методов упрощенной обработки затруднительно.

**Характеристики обработанных траекторных сигналов при малой частоте дискретизации**

Рассмотрим основные характеристики сжатых сигналов при малых значениях  $v_{\max}$ . В соответствии с теоремой В.А.Котельникова для комплексного сигнала предельным значением частоты дискретизации является величина  $F_p = \Delta f_{\max}$ . На рис. 2 представлена осциллограмма сжатого траекторного сигнала при  $v_{\max} = 1$  и прямоугольной огибающей ЛЧМ сигнала. Модель траекторного сигнала имеет  $\Delta f_{\max} = 2443$  Гц и базу сигнала  $B = 759$ , что соответствует режиму съемки при  $\beta = 60^\circ$ . Здесь и далее по оси ординат отложена относительная амплитуда сжатого траекторного сигнала  $A$ , выраженная в децибелах

$$A[\text{дБ}] = 20 \cdot \lg(A/A_{\max}),$$

$A_{\max}$  – максимальное значение сжатого траекторного сигнала от точечной цели. По оси абсцисс отложена азимутальная координата, выраженная в дискретах (мерах отсчетов поступающих импульсов  $m$ ).

Представленный на рис. 2 результат может рассматриваться как идеальный: точечная цель дает одиночный импульс, уровень боковых лепестков не превышает минус 35 дБ. Уменьшение базы (угла  $\beta$ ) приводит к увеличению уровня боковых лепестков (УБЛ). Так при  $\beta = 20^\circ$  УБЛ составляет минус 31,1 дБ.

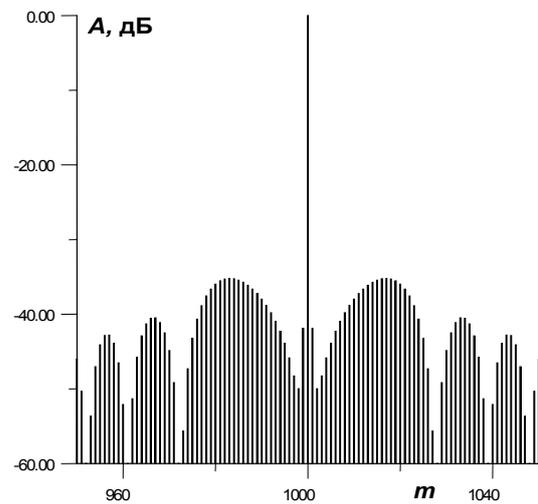


Рис. 2

Данный результат может показаться неожиданным, поскольку общеизвестно, что при сжатии аналогового ЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей уровень боковых лепестков не лучше 13,3 дБ. В рассматриваемом случае поведение УБЛ и результат сжатия в целом обязаны эффектам дискретизации. Смещение цели в пределах дискрета увеличивает УБЛ. Это согласуется с теорией обработки ЛЧМ сигналов при предельной частоте дискретизации [12].

В реальных условиях амплитуда траекторного сигнала меняется естественным образом из-за изменения направления облучения относительно максимума диаграммы направленности. Поэтому в (1) для сигнала можно записать  $x(k) = F_a(k) \cdot x^*(k)$ , где  $x^*(k)$  – сигнал стабильной точечной цели, соответствующий максимуму диаграммы направленности антенны;  $F_a(k)$  – нормированное значение отсчета диаграммы направленности по мощности, соответствующего приему импульса на  $k$ -ой позиции.

Последовательность коэффициентов  $F_a(k)$  определяется по результатам испытаний антенной системы на полигоне. При предварительных расчетах кинематики РСА для описания диаграммы направленности можно использовать аналитические соотношения или аппроксимирующие функции. Если нет особых случаев реализации антенн (например, в виде антенной решетки), то для аппроксимации диаграммы направленности по мощности часто используются функции

$$F_a(n) = \cos^2 \left[ \frac{\pi}{2N} \left( n - \frac{N}{2} \right) \right], \tag{6}$$

$$F_a(n) = \exp \left( - \frac{0,875 \cdot \pi}{N^2} \left( n - \frac{N}{2} \right)^2 \right). \tag{7}$$

Далее при моделировании основной лепесток диаграммы направленности  $F_a(k)$  аппроксимирован с использованием соотношения (6). Отметим, что применение других видов аппроксимации диаграммы направленности, не приводит к проявлению каких либо дополнительных эффектов. Как показывает сравнительный анализ с реализационными характеристиками антенн, точность аппроксимации с использованием соотношений (6), (7) в области главного лепестка зеркальных ан-

тенн и антенных решеток с большим числом элементов очень высокая, различия составляют менее 1,33 %.

На рис. 3 представлен результат сжатия траекторного сигнала с учетом основного лепестка ДНА и использованием аппроксимации (6). Уровень боковых лепестков увеличился до -17,7 дБ. Следующий отсчет на 31 дБ ниже основного импульса от цели. Эти отсчеты будут вносить в РЛИ дополнительный корреляционный шум.

К сожалению, поддерживать постоянной величину  $F_p = \Delta f_{\max}$  не удастся по нескольким причинам.

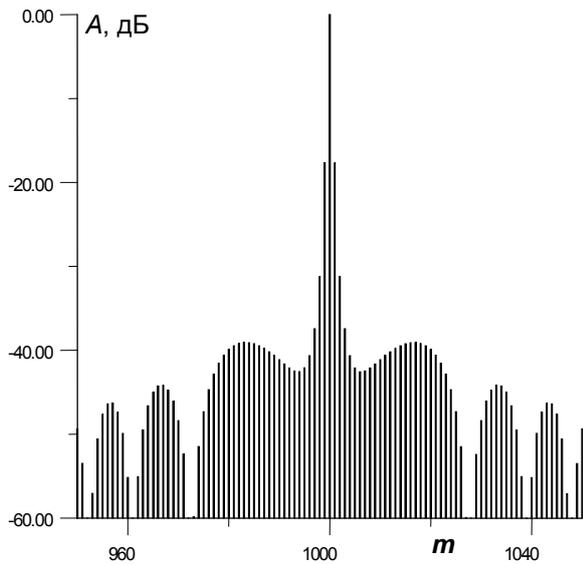


Рис. 3

С одной стороны, величина  $\Delta f_{\max}$  не остается постоянной и уменьшается при увеличении угла отклонения ДНА от вертикали. Однако эти изменения девиации частоты не велики и составляют менее 0,25 %, поэтому при практических расчетах их можно не учитывать. С другой стороны, частоту повторения зондирующих сигналов при сканировании луча необходимо изменять на  $\pm 5...8$  % для согласования момента приема эхосигналов и увеличивать для снижения эффекта наложения спектров. Уровень помех на РЛИ, обусловленных наложением спектров, зависит от параметров диаграммы направленности и при  $F_p \approx \Delta f_{\max}$  всего на 10...15 дБ ниже уровня полезного сигнала. Поэтому частота повторения должна удовлетворять соотношению

$$F_p \geq (1,2...1,5) \cdot \Delta f_{\max} \quad (8)$$

На рис. 4 представлен результат сжатия траекторного сигнала при  $F_p = 1,5 \cdot \Delta f_{\max}$ . Этот график показывает общие тенденции изменения отклика на точечную цель при увеличении частоты повторения зондирующего сигнала. Сбоку от центрального расположены импульсы, уровень которых на 5,7 дБ ниже уровня центрального импульса. Уровень следующих отсчетов составляет минус 16,5 дБ. Вокруг отклика от цели образуется целая серия из 10...50 импульсов с убывающей амплитудой - 35...-40 дБ. Такое поведение графика объясняется тем, что при увеличении частоты повторения импульсов  $F_p$  огибающая отклика приближается к функции  $\sin x/x$ , характерной для аналогового сжатия ЛЧМ сигнала.

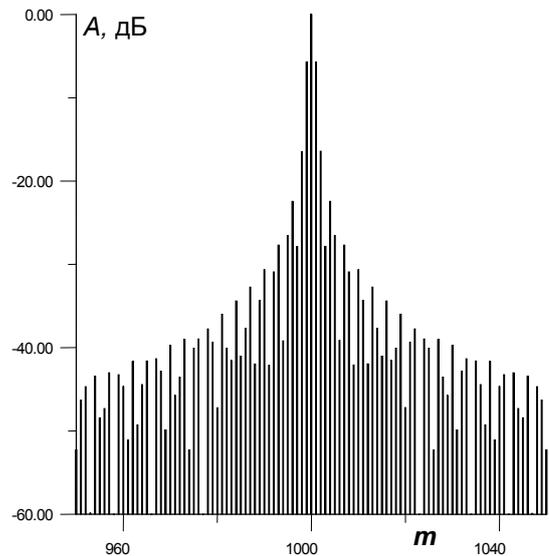


Рис. 4

### Использование дробной децимации при обработке траекторного сигнала

В типичных для РСА космического базирования случаях

$$1,2 \cdot \Delta f_{\max} \leq F_p \leq 2 \cdot \Delta f_{\max}$$

снижение тактовой частоты устройств обработки может быть достигнуто за счет децимации с рациональным множителем [13]. При прямой реализации используется схема, представленная на рис. 5, где приняты обозначения:  $L$  – умножитель (экспандер) частоты дискретизации в целое число раз, равное  $L$ ; ФНЧ – фильтр нижних частот с коэффициентом усиления  $L$  и частотой среза  $\pi/M$ ;  $M$  – компрессор частоты дискретизации в целое число  $M$ ,  $M > L$ . На выходе системы образуется новый образ траекторного сигнала  $x_d(n)$  с пониженной частотой дискретизации

$$F_d = \frac{L}{M} F_p.$$

Соответственно трансформируется ось времени (отсчетов) по азимутальной координате, т.е. текущее значение до децимации  $m$  заменяется после децимации на  $mL/M$ .

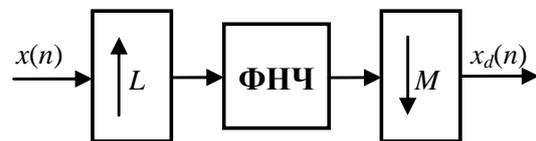


Рис. 5

Подбирая подходящим образом величины  $L$  и  $M$ , можно получить децимацию с любым рациональным числом. Вместе с тем следует учитывать, что чем больше величина  $L$ , тем больше порядок ФНЧ и вычислительные затраты на его реализацию.

В качестве примера рассмотрим понижение частоты дискретизации в 1,2 раза. Для реализации этой процедуры используются значения  $L = 5$ ,  $M = 6$ , а в качестве

ве ФНЧ – линейный интерполирующий фильтр [13]. На рис. 6 представлена центральная часть сжатого траекторного сигнала, полученная при  $F_p = 1,2 \cdot \Delta f_{\max}$ .

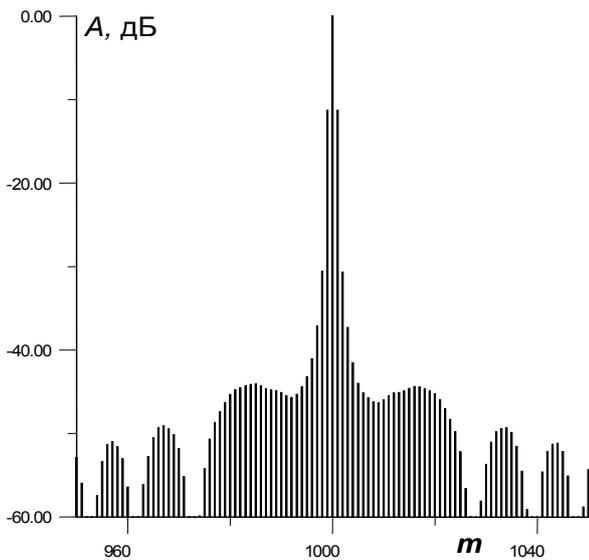


Рис. 6

Нетрудно заметить, что полученный график занимает промежуточное положение между графиками рис. 3 и рис. 4. Уровень импульсов, которые расположены сбоку от центрального, на 11,2 дБ ниже уровня центрального импульса. Уровень следующих отсчетов составляет минус 31,5 дБ. В целом центральная часть отклика с пониженной частотой дискретизации соответствует теоретически ожидаемой. Основные различия возникают в области больших отклонений от центра свертки. В рассматриваемом случае с каждой стороны возникает 5 дополнительных боковых лепестков дискретного типа, максимальный уровень которых примерно на 30 дБ ниже центрального пика. Это создает дополнительные помехи на РЛИ.

Как отмечалось выше, в РСА космического базирования  $F_p$  изменяется, поэтому поддерживать точно соотношение  $F_d = \Delta f_{\max}$  затруднительно. Это в первую очередь связано с тем, что не для каждого значения  $F_p$  удастся подобрать приемлемые для практической реализации отношения целых чисел  $L/M$ . Интерполяция требует увеличения скорости потока обрабатываемых данных, которая для достижения высокой разрешающей способности приближается к предельным значениям. Поэтому представляет интерес исследование децимации траекторного сигнала с постоянным коэффициентом прореживания в случае, когда  $F_d > \Delta f_{\max}$ . Пусть  $F_p = (1,5 \dots 1,7) \cdot \Delta f_{\max}$  и используется коэффициент децимации 1,2. Тогда в результате понижения частоты дискретизации получим  $F_d = (1,25 \dots 1,42) \cdot \Delta f_{\max}$ , что позволяет на 20% снизить требования к процессорам по производительности.

Результаты моделирования показали, что поведение сжатого сигнала вблизи центра свертки аналогично представленному на рис. 4. Однако уровень импульсов

вокруг центрального снизился на ~ 2 дБ. Общая картина свертки траекторного сигнала представлена на рис. 7.

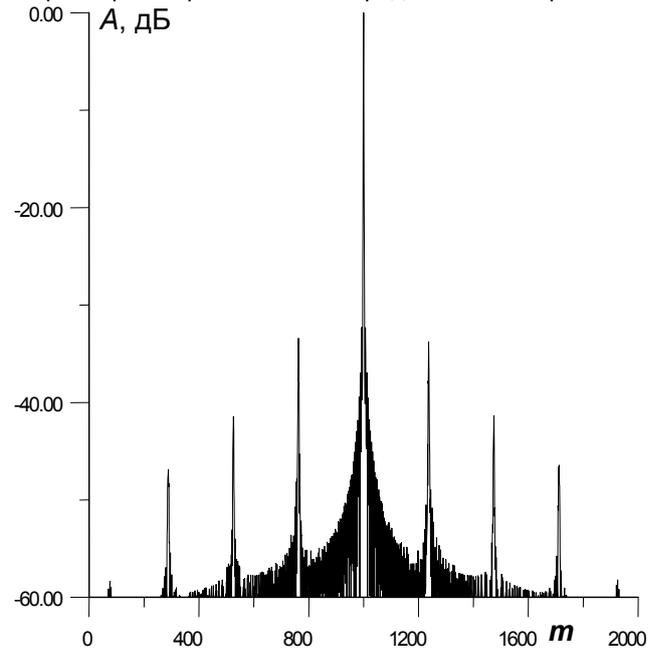


Рис. 7

Количество ярко выраженных дискретных составляющих, обусловленных процессами децимации, уменьшилось до 4-х, а их уровень, как видно из графиков, снизился по сравнению с предыдущим случаем ( $F_d = \Delta f_{\max}$ ) на 3,4 дБ и составил – 33,4 дБ относительно максимального значения.

Следует также заметить, что применение децимации с рациональным коэффициентом несколько повышает чувствительность устройства сжатия траекторного сигнала к временному рассогласованию между сигналом и опорной функцией. Этот эффект проявляется в дополнительном несимметричном перекосе боковых лепестков на 0,5...1 дБ. Результатом воздействия этого эффекта является некоторое размытие границ объектов в конечном РЛИ.

#### Децимация траекторного сигнала с коэффициентом прореживания 1,5

Наиболее просто при обработке траекторного сигнала реализуется дробная децимация с коэффициентом 1,5. Значения параметров интерполяции и децимации составляют соответственно  $L=2$ ,  $M=3$ . На рис. 7 представлена центральная часть отклика сжатого траекторного сигнала при  $F_p = 1,5 \cdot \Delta f_{\max}$ . Поведение полученной последовательности обнаруживает много общего с результатом, полученным при децимации с коэффициентом 1,2 (см. рис. 5). Уровень ближайших к центральному откликов составляет – 11,6 дБ и – 30,3 дБ соответственно.

Если сравнивать центральную часть сжатых траекторных сигналов, представленных на рис. 4 и рис. 8, то можно сделать следующий важный для практики вывод: в целом децимация благоприятно влияет на форму основного лепестка, приближая ее к предельной (рис. 3).

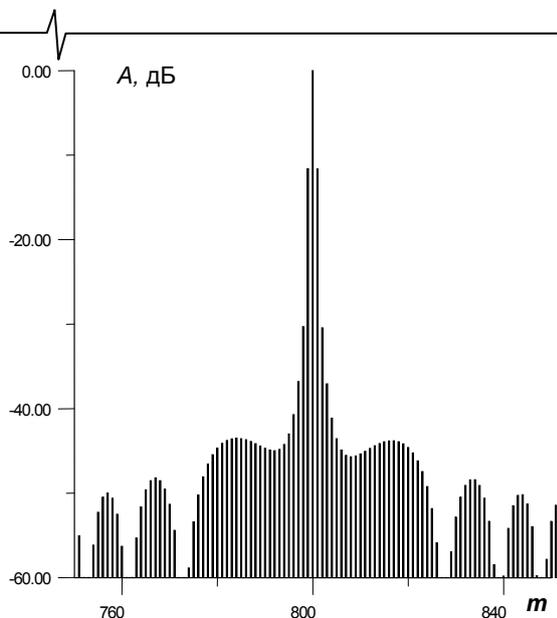


Рис. 8

Общая панорама сжатого траекторного сигнала представлена на рис. 9. Количество дискретных составляющих, обусловленных процессами интерполяции и децимации, по обе стороны основного пика уменьшилось, однако уровень наиболее мощных боковых лепестков возрос и составил – 28,5 дБ.

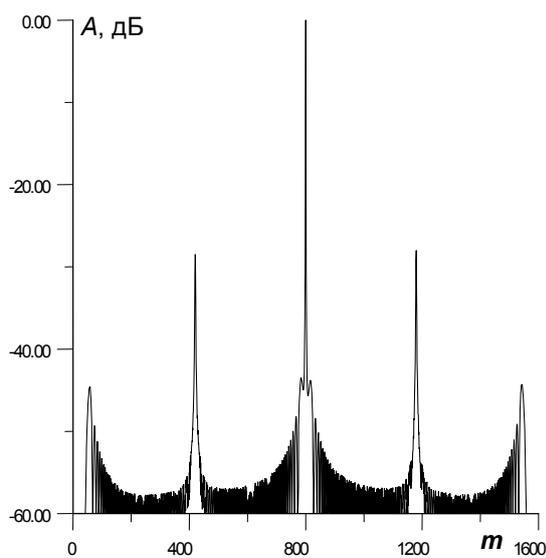


Рис. 9

Применение фильтра для линейной интерполяции увеличивает вычислительные затраты и требования к быстродействию этой части аппаратуры. Децимация траекторного сигнала с коэффициентом прореживания 1,5 позволяет использовать упрощенную, но в вычислительном плане более эффективную процедуру интерполяции (фильтрации). Пусть входная последовательность  $x(k)$  имеет частоту следования  $F_p$ . образуем новую последовательность по следующему правилу

$$x_d(m) = [x(k) + x(k-1)]/2, \quad (9)$$

$$x_d(m+1) = x(k+1).$$

Усреднение двух соседних отсчетов входного процесса  $x(k)$ ,  $x(k-1)$  и использование без изменений

следующего отсчета  $x(k+1)$  приводит к тому, что средняя частота дискретизации процесса  $x_d(m)$  в 1,5 раза уменьшается, т.е. становится равной  $F_d = F_p/1,5$ .

Типичный отклик, полученный при сжатии траекторного сигнала изложенным способом, представлен на рис.10. Характерной чертой основного лепестка является асимметричность, что можно рассматривать как следствие несимметричности преобразования (9). При сдвиге траекторного сигнала по оси времени на 2 дискрета картина зеркально меняется. Кроме того, анализ общей панорамы сжатого сигнала показывает, что уровень дискретных боковых лепестков возрос на 8...9 дБ по сравнению с рис. 9 и составил примерно минус 20 дБ.

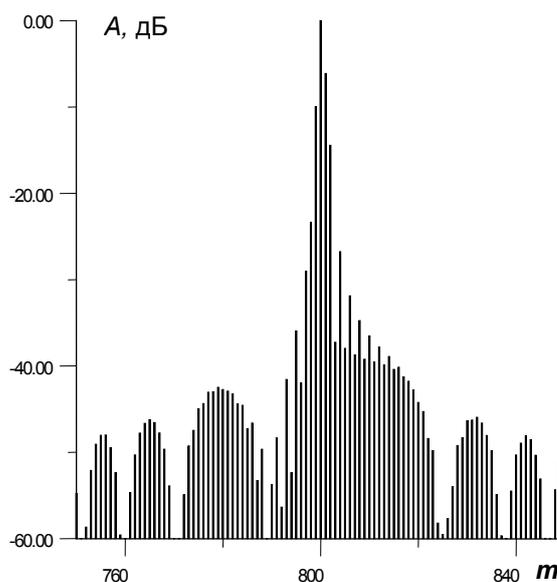


Рис. 10

#### Особенности использования весовых функций для снижения уровня боковых лепестков сжатого сигнала

Одним из способов снижения помех на РЛИ и повышения его качества является применение весовой обработки. Выше отмечалось, что поступающий на схему ЦОС сигнал частично оказывается взвешенным, поскольку в процессе съемки он модулируется диаграммой направленности антенны. Основное формирование требуемого закона оконной функции осуществляется в опорной функции  $h(k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ . Этому благоприятствует то обстоятельство, что опорная функция является симметричной.

Пусть  $V(k)$  – требуемая весовая функция,  $F_a(k)$  – отсчеты нормированной диаграммы направленности антенны по мощности. Тогда эквивалентная весовая функция  $V_e(k)$  определяется соотношением

$$V_e(k) = V_h(k) \cdot F_a(k),$$

где  $V_h(k)$  – весовой множитель, содержащийся в опорной функции.

Поскольку для контролируемого снижения уровня боковых лепестков сжатого по азимуту сигнала должно выполняться тождество  $V(k) \equiv V_e(k)$ , то искомый весовой множитель опорной функции равен

$$V_h(k) = V(k)/F_a(k). \quad (10)$$

Общие вопросы применения и свойства оконных функций в цифровой обработке сигналов достаточно широко опубликованы. В данном разделе основное внимание уделяется краткому анализу влияния оконных функций после децимации сигнала.

В качестве требуемой весовой функции  $V(k)$  при моделировании была использована наиболее широко применяемая в технике ЦОС функция Хэмминга. Рассматривались два случая обработки сигналов.

На рис. 11 приведен сжатый после децимации с использованием соотношений (9) траекторный сигнал при  $F_p = 1,5 \cdot \Delta f_{\max}$ ,  $\Delta f_{\max} = 2443$  Гц. В опорную функцию в соответствии с (10) введен множитель  $V_h(k)$ .

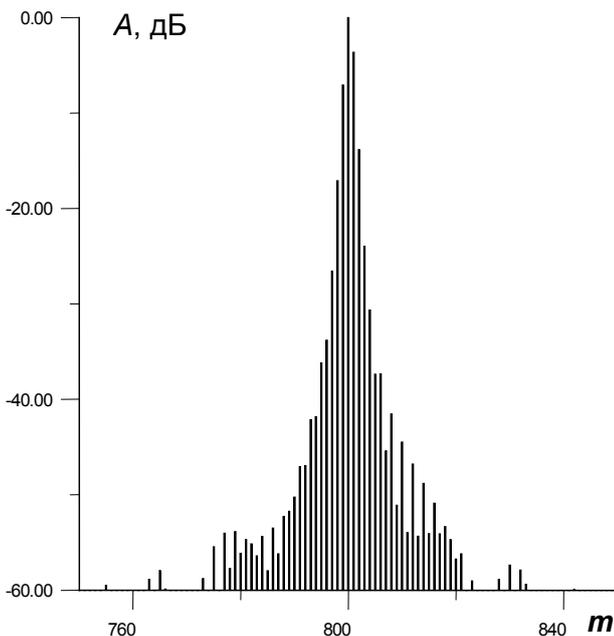


Рис. 11

В таких же условиях, только без весовой обработки был получен график рис. 10, поэтому проведем сравнение именно с этим графиком. Прежде всего, следует отметить, что на 3...4 дБ возрос уровень ближайших к основному импульсу составляющих. Это говорит о расширении основного лепестка сжатого сигнала. Общий уровень боковых лепестков, окружающих основной сигнал на расстоянии  $\pm 10$  дискрет, снизился на 10...13 дБ. Кроме того, на данном графике проявляется симметрирующее свойство оконной функции, которое привело к одинаковому спаду уровня нежелательных откликов вблизи основного. Менее заметным оказалось влияние весовой функции на подавление дискретных боковых лепестков. Их уровень снизился по сравнению с безвесовой обработкой на 2...2,5 дБ и составил примерно минус 22,5 дБ.

В другом случае весовая обработка производилась после устройства децимации, в котором был использован интерполяционный фильтр. На рис. 12 и 13 представлены результаты моделирования при децимации с коэффициентом 1,5. Безвесовой обработке с коэффициентом децимации 1,5 рассматриваемому случаю соответствуют рис. 8 и 9.

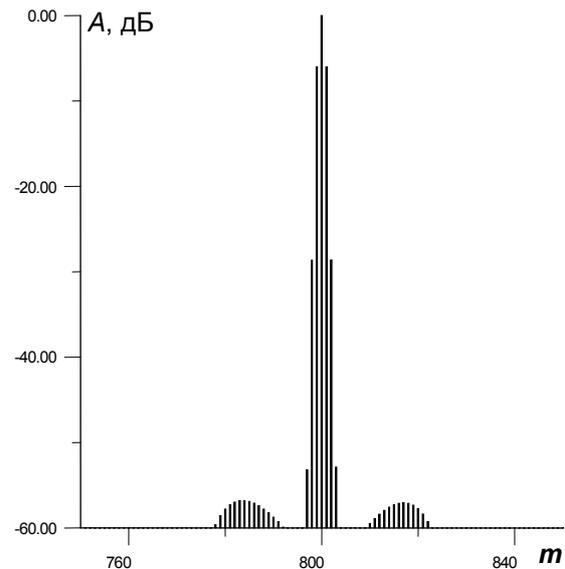


Рис. 12

Уровень сигналов, отстоящих от центрального импульса на  $\pm 1$  дискрет, возрос на 5...6 дБ. Это свидетельствует о расширении главного лепестка. Сравнение графиков также показывает заметное улучшение сжатого сигнала в части снижения УБЛ. В достаточно большой области вокруг сжатого траекторного сигнала ( $\pm 20$  дискрет) указанный уровень не превышает -56 дБ, а в области  $\pm 370$  дискрет УБЛ менее 60 дБ.

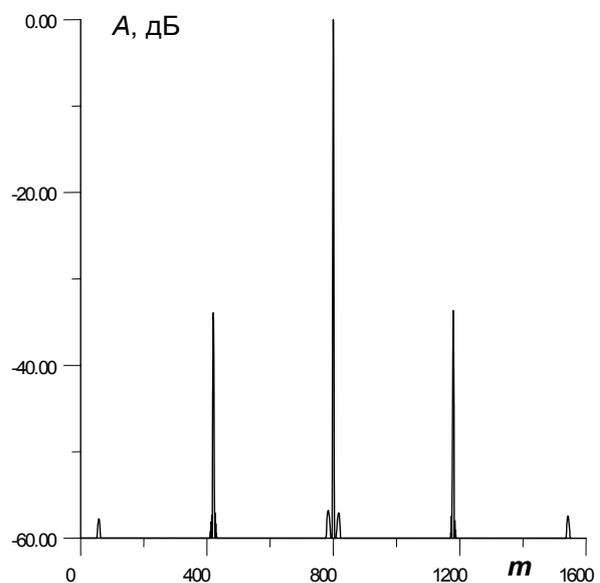
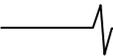


Рис. 13

Общий план обработанного азимутального сигнала (рис. 13) говорит о том, что весовая обработка не устранила боковые лепестки, локализованные в точках  $\pm 380$ ,  $\pm 760$  дискрет. Однако их уровень снизился на 5,4 дБ и 13 дБ соответственно. Уровень самого мощного бокового лепестка составляет -33,9 дБ.

#### Выбор АЧХ фильтра нижних частот

Таким образом, одной из проблем, которая возникает при децимации с рациональным коэффициентом, является появление в сжатом траекторном сигнале бо-



ковых лепестков, подобных сигналу, с достаточно большим уровнем. Основная причина их появления – недостаточно высокое подавление в ФНЧ высокочастотных составляющих и, как следствие, проявление эффекта наложения спектров.

Выше в расчетных примерах использовался линейный интерполяционный фильтр, который, как отмечалось в [13], является квазиоптимальным. Его универсальность, простота расчета коэффициентов обусловили широкое распространение данного типа фильтра, однако в общем случае линейная интерполяция сигналов не является точной. На рис. 14 под цифрой 1 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) интерполяционного фильтра  $K(\varpi)$ , дБ, предназначенного для работы в дециматоре с коэффициентом уменьшения частоты в 1,5 раза. По оси абсцисс отложена нормированная частота  $\varpi$ . Ноль характеристики локализован вокруг требуемой граничной частоты полосы задерживания  $\varpi = 0,33$ . Вместе с тем подавление вне полосы прозрачности составляет минус 19 дБ, что является недостаточным для предотвращения эффекта наложения. Такой АЧХ соответствует УБЛ сжатого сигнала минус 33,9 дБ.

С целью выявления влияния величины коэффициента затухания вне полосы прозрачности был рассмотрен ряд фильтров того же порядка с точно линейной фазо-частотной характеристикой и различными характеристиками подавления. На рис. 14 под цифрами 2 и 3 в качестве примера приведены типичные АЧХ использованных ФНЧ. Частота 1-го нуля характеристики удерживалась в диапазоне  $\varpi = 0,33...0,35$ . Основной лепесток АЧХ в полосе прозрачности несколько расширяется, что дает возможность увеличить подавление в зоне задерживания. Для характеристики под номером 2 уровень подавления составляет 33,3 дБ, а для фильтра с характеристикой 3 – 39 дБ.

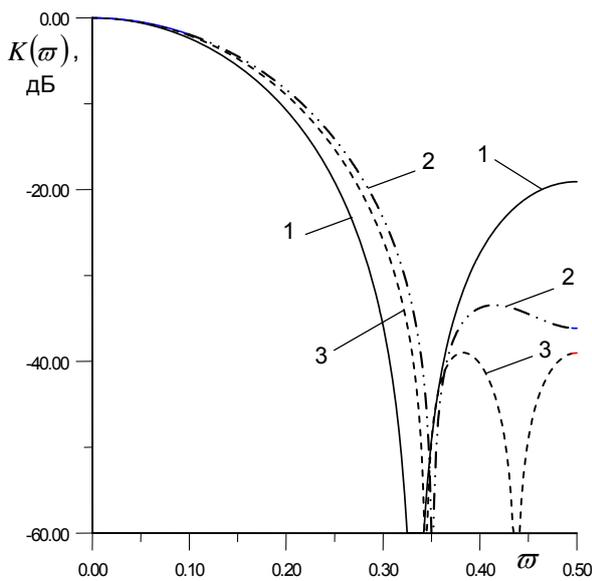


Рис. 14

На рис. 15 представлен результат сжатия траекторного сигнала при использовании ФНЧ с характеристикой 3. По сравнению с интерполяционным фильтром уровень самой мощной боковой дискретной составляющей

снизился почти на 20 дБ и составляет минус 51,5 дБ, что можно считать приемлемым для формирования РЛИ.

Использование 10 наборов ФНЧ одного порядка, но с разными весовыми коэффициентами, позволили выявить общие закономерности, которым должен удовлетворять фильтр для работы в устройстве децимации. На рис. 16 приведены графики зависимостей относительного уровня боковых лепестков  $U_{sl}$  от коэффициента передачи ФНЧ в полосе задерживания  $A_3$ . Стрелками отмечены точки графика, соответствующие использованию интерполяционного фильтра.

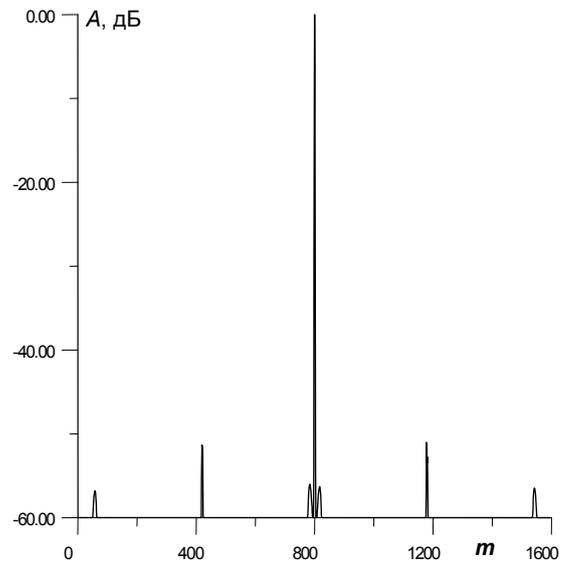


Рис. 15

Кривая 1 соответствует дискретной составляющей, ближайшей к основному пику; кривая 2 – УБЛ в дальней зоне. Результаты экспериментов показывают, что уровень помехи в дальней зоне от основного пика сжатого сигнала слабо зависит от степени подавления в полосе задерживания ФНЧ (кривая 2). Уровень ближнего к основному пику дискретного бокового лепестка практически линейно зависит от  $A_3$ .

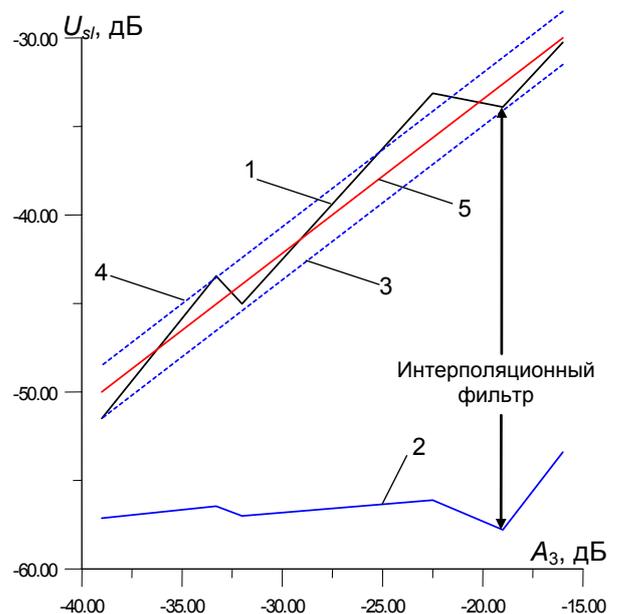


Рис. 16

Наблюдаемые отличия от линейной зависимости объясняются с одной стороны – неравномерностью АЧХ ФНЧ в полосе подавления, с другой стороны – неточностью настройки нуля характеристики на заданную частоту. Свидетельством этого являются примеры АЧХ, приведенные на рис. 14. Поэтому некоторые реализации ФНЧ давали результаты, несколько выпадающие из общей тенденции. Пунктирные линии 3 и 4 определяют зону отклонения  $\pm 1,5$  дБ от усредненной линейной зависимости 5. Для предварительных инженерных оценок уровня боковых лепестков при сжатии после децимации можно воспользоваться соотношением

$$\bar{U}_{sl} = 0,875 \cdot A_{3дБ} - 16,1 \text{ [дБ]}. \quad (11)$$

При определении требований, предъявляемых к фильтру, в первую очередь надо учесть положение первого нуля АЧХ. Он должен располагаться в районе частоты  $\omega = 0,5 \cdot L/M$ . Далее по требуемому УБЛ и графикам рис. 16 или соотношению (11) можно определить требования по подавлению сигнала  $A_3$  в полосе задерживания.

### Заключение

Как показывает практика, при реализации систем обработки данных в реальном масштабе времени требуется тщательно подходить к рациональной организации и распределению вычислительных мощностей. Несмотря на высокую производительность процессоров, используемых при создании бортовой аппаратуры обработки сигналов РСА, необходимо использовать все резервы для обеспечения вычислительных процессов в реальном масштабе времени.

Одним из направлений снижения вычислительных затрат является снижение частоты дискретизации до предельных значений. В работе дан анализ особенностей формирования траекторного сигнала в РСА космического базирования. Анализ показал, что возможности устранения вычислительной избыточности ограничены коэффициентом децимации 1,2...1,8. Использование децимации с рациональным (дробным) коэффициентом позволяет снизить требования к бортовым вычислительным средствам по объему перерабатываемых данных на 20...50 % при приемлемом качестве синтезируемого РЛИ.

### Литература

1. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
4. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э.

Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С.Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

5. Ракитин А.В., Костров В.В., Сидоров А.А. Оценка реальной скорости обмена данными для радиационностойких процессоров семейства «Мультикор» в космических радиолокационных приложениях // Космическая радиолокация [Электронный ресурс]: Сб. докладов научно-практической конференции. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2010. – С.96-100.
6. Штейншлейгер В.Б., Еркин А.П., Лифанов П.С., Мисежников Г.С., Янович А.В. Способы обработки сигналов радиолокаторов с синтезированной апертурой при решении народнохозяйственных задач (обзор) // Радиотехника и электроника. 1982. Т.27. № 2. С.193-213.
7. Зраенко С.М., Коберниченко В.Г. Цифровое синтезирование апертуры при кусочно-линейной аппроксимации опорной функции // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. 1987. Том 30. № 8. С 8-12.
8. Практические аспекты цифровой обработки сигналов / Под ред. В.И.Марчука. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – С.49-60.
9. Иванов О.Ю., Коберниченко В.Г., Неронский Л.Б. Быстрый алгоритм цифрового синтезирования апертуры // Радиотехника. 1994. № 1. С.32-35.
10. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского обужения луча // Цифровая обработка сигналов. 2006. № 3. С.31-41.
11. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Воронков Д.В. Формирование радиолокационного изображения в режиме фокусируемого синтезирования апертуры ДНА: Моделирование и исследование эффективности // Цифровая обработка сигналов. 2006. № 4. С.34-40.
12. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Э. Оппенгейма. – М.: Мир, 1980. – 552 с.
13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Техносфера, 2009. – 856 с.

## APPLICATION FRACTIONAL DECIMATION IN PROCESSING SYSTEMS OF SPACE BASING RSA TRAJECTORY SIGNAL

*V.V. Kostrov, A.V. Rakitin*

The variants of algorithms of digital processing of trajectory signal are given at the normal lateral review in radar with synthetic aperture (RSA). The method of downturn of sampling rate in 1,2 to 1,8 times is offered, that allows to lower the requirements to computing capacity of digital signals processors (DSP). The borders of use of the developed method are determined. The opportunities of use of weight Hamming function for decrease of side lobe level are specified.