

## О НЕКОТОРЫХ НОВЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ

*Литюк Леонид Викторович*, к.т.н., доцент, Институт радиотехнических систем и управления, Южный федеральный университет, Российская Федерация, 347922, г. Таганрог, пер. Некрасовский 44, e-mail: lvlityuk@sfnedu.ru

**Аннотация.** В статье рассматриваются возможности применения сложного сигнала второго порядка и квазифокусированного алгоритма обработки при цифровом синтезировании апертуры антенны в беспилотном летательном аппарате.

Одним из путей решения указанной задачи является использование следующего подхода.

Если приблизить радиолокационную станцию к цели и определять ее координаты с высокой точностью, то можно существенно понизить требования к режиму фокусированной обработки. Это обстоятельство позволяет существенно понизить требования к параметрам используемой на его борту радиолокационной станции, т.е. появляется возможность использовать нефокусированный режим обработки, что существенно снижает количество операций при использовании бортового вычислительного устройства и позволяет использовать последовательность сложных сигналов, каждый из которых в ансамбле имеет свой закон внутриимпульсной модуляции.

Для обеспечения высокой помехозащищенности используемой радиолокационной станции, предлагается использовать ансамбль фазоманипулированных сложных сигналов с применением алгоритма ортогонального частотного мультиплексирования (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM), реализуемого с применением цифровой обработки сигналов.

Полученные результаты подтверждают вывод о возможности использования «квазифокусированных» режимов обработки. Предложенный подход позволяет при существенном снижении вычислительных операций, сравнимых с нефокусированной обработкой, обеспечить в режиме работы вычислителя «скользящее» окно разрешающую способность по азимуту приближающуюся по своим параметрам к фокусированной обработке при получении синтезированной диаграммы направленности антенны в радиолокаторах. Применение ансамблей сложных сигналов второго порядка с использованием алгоритма OFDM, а также использованием сигналов глобального позиционирования для устранения доплеровского сдвига, позволяет повысить помехоустойчивость рассматриваемой системы, предназначенной для использования в беспилотных летательных аппаратах, и обеспечить высокий уровень разрешающей способности как по дальности, так и по углу места.

**Ключевые слова:** радиолокация, беспилотный летательный аппарат, цифровая обработка сигналов, ансамбли фазоманипулированных сложных сигналов, синтезирования апертуры антенны.

## ABOUT SOME NEW OPPORTUNITIES FOR GETTING HIGH RESOLUTION ABILITY

*Lityuk Leonid Victorovich*, Candidate of Technical Sciences (Ph.D.), associate professor, Institute of Radio Engineering Systems and Control, Southern Federal University, Russia, 347922, Taganrog, 44 Nekrasovsky lane, e-mail: lvlityuk@sfnedu.ru

**Annotation.** The article discusses the possibilities of using a complex second-order signal and a quasi-focused processing algorithm for digitally synthesizing the antenna aperture in an unmanned aerial vehicle.

One way to solve this problem is to use the following approach.

If you bring the radar station closer to the target and determine its coordinates with high accuracy, then you can significantly reduce the requirements for the focused processing mode. This circumstance allows us to significantly reduce the requirements for the parameters of the radar station used on its board, i.e. it becomes possible to use an unfocused processing mode, which significantly reduces the number of operations when using an on-board computing device and allows you to use a sequence of complex signals, each of which in the ensemble has its own law of intrapulse modulation.

To ensure high noise immunity of the used radar station, it is proposed to use an ensemble of phase-manipulated complex signals using the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) algorithm implemented using digital signal processing.

The results confirm the conclusion about the possibility of using "quasi-bite" processing modes. The proposed approach allows, with a significant reduction in computational operations comparable to unfocused processing, to provide a "sliding" window with an azimuth resolution approaching focused parameters in processing parameters when receiving a synthesized antenna radiation pattern in radars. The use of an ensemble of complex second-order signals using the OFDM algorithm, as well as the use of global positioning signals to eliminate the Doppler shift, makes it possible to increase the noise immunity of the system under consideration, intended for use in unmanned aerial vehicles, and to provide a high level of resolution as in range and elevation.

**Keywords:** radar, unmanned aerial vehicle, digital signal processing, ensembles of phase-shift complex signals, synthesizing antenna apertures.

Известные методы импульсной радиолокации теоретически позволяют получать высокие показатели по разрешающей способности по дальности и угловой координате радиолокационными станциями (РЛС), устанавливаемыми на летательных аппаратах (ЛА), за счет применения сложных сигналов (СС) и использования режима синтезирования апертуры антенны (СА). Такие радиолокаторы получили название радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА).

При этом достижение разрешающей способности по дальности и углу места равной нескольким сантиметрам на больших расстояниях до цели в настоящее время является затруднительным. Это связано с тем, что указанная разрешающая способность по дальности требует ширины полосы частот, занимаемой зондирующим сигналом, единиц гигагерц, а достижение высокой разрешающей способности по углу требует использования режима фокусированной обработки при синтезировании антенны и больших времен когерентного накопления.

Указанные требования в реальных условиях достаточно сложно обеспечить из-за воздействия различного рода дестабилизирующих факторов. Следует сказать, что к настоящему времени задача получения высокой разрешающей способности по дальности может быть достаточно успешно решена за счет использования гигагерцового диапазона частот. В тоже время задача достижения высокой разрешающей способности по углу места, сравнимой с разрешающей способностью по дальности, по-прежнему не получила удовлетворительного технического решения.

Одним из путей решения указанной задачи является использование подхода суть которого заключается в следующем.

Очевидно, что если приблизить РЛС к цели и определять ее координаты с высокой точностью, то можно существенно понизить требования к режиму фокусированной обработки. Для этого импульсная маломощная РЛС, работающая в гигагерцовом диапазоне частот, помещается на беспилотный ЛА.

БПЛА обладают возможностью находиться в воздухе в районе расположения цели в течение интервала времени, превышающего сутки, практически бесшумны и имеют крайне незначительную эффективную поверхность рассеивания. Кроме того, имеющаяся на его борту система навигации, использующая сигналы глобальной навигационной системы (global position system – GPS), принципиально позволяет определять его местоположение с точностью определяемой требуемой разрешающей способностью РЛС [1]. Кроме того, система GPS позволяет с высокой точностью компенсировать доплеровский сдвиг, связанный с движением ЛА. Используемая система управления этого ЛА позволяет обеспечить доставку в область расположения цели РЛС, координаты которой в пространстве в каждый момент времени известны с высокой точностью. Получаемая радиолокационная информация по каналу связи передается на пункт управления с целью осуществления непрерывного наблюдения.

Указанные обстоятельства позволяют существенно понизить требования к параметрам используемой на его борту РЛС по получению высокой разрешающей способности по углу места. Для этого используется то обстоятельство, что РЛС находится в непосредственной близости от цели (порядка нескольких сотен метров).

Последнее позволяет использовать нефокусированный режим обработки, что существенно снижает количество операций при использовании бортового вычислительного устройства и позволяет использовать последовательность СС, каждый из которых в ансамбле имеет свой закон внутриимпульсной модуляции.

Для обеспечения высокой помехозащищенности используемой РЛС, предлагается использовать ансамбль фазоманипулированных (ФМн) СС с применением алгоритма ортогонального частотного мультиплексирования (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM), реализуемого с применением цифровой обработки сигналов (ЦОС). Суть этого алгоритма в следующем. Перед излучением в эфир из каждого ФМн СС из ансамбля предварительно формируется соответствующий СС при помощи алгоритма обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). Этот ФМн сигнал, состоящий из  $2N$  отсчетов, является обратным преобразованием Фурье двух ФМн сигналов, состоящих из  $N$  отсчетов каждый, и отсчеты которых располагаются зеркально-симметрично относительно частоты, принятой за нулевую частоту. Т.е. каждому коду, расположенному на каждой временной позиции выбранного ФМн сигнала, соответствуют две кодовые позиции, расположенные на «частотных» входах вычислителя ОБПФ и «частотное» расстояние от которых до выбранной нулевой частоты одинаково.

Это позволяет после проведения операции ОБПФ получить шумоподобный сигнал, спектральная плотность которого подобна спектральной плотности амплитудно-модулированного колебания с подавленной несущей.

Принятый, после отражения от цели, СС подвергается прямому быстрому преобразованию Фурье (БПФ). Получаемые два ФМн сигнала, имеющие противоположные фазовые сдвиги от дискрета к дискрету, складываются соответствующим образом так, что получается действительный ФМн сигнал. Полученный действительный ФМн сигнал поступает на соответствующий согласованный фильтр (СФ), где происходит его сжатие, и подается далее на устройство накопления. Этим самым обеспечивается режим обработки позволяющий получить нефокусированную апертуру антенны. Поскольку ФМн сигналы от периода к периоду изменяют свой закон внутриимпульсной модуляции, то это позволяет повысить помехозащищенность используемой РЛС.

*Целью работы является обсуждение возможности применения СС второго порядка (ССВП) и квазифокусированного алгоритма обработки при цифровом синтезировании апертуры антенны в беспилотном ЛА.*

Как известно, ССВП имеют суммарную автокорреляционную функцию (АКФ) в виде « $\delta$ -функции». При этом наиболее простыми из них являются ССВП на основе использования D-кодов [2, 3].

Отметим, что радиолокационный ССВП называется такой СС, у которого в каждый момент времени на частотно-временной плоскости находится два значения частоты, каждая из которых модулируется кодовой последовательностью, описываемой соответствующим D-кодом, т.е. радиолокационный сигнал ССВП представляет собой сумму широко известных СС первого порядка (ССПП) [3].

Особенностью применения радиолокационных ССВП является то, что хотя база такого сигнала увеличивается в два раза по сравнению со случаем применения радиолокационного ССПП, использующего в качестве модулирующей кодовой последовательности только один из этих кодов, разрешающая способность по дальности определяется именно ССПП.

В работе [3] используются два ФМн СС. Однако законы их внутримпульсной модуляции одинаковые, хотя и зеркально-симметричны по спектру при их излучении. После приема отраженного от цели сигнала и соответствующей его обработки на приемном конце, формируется ССПП, поступающий на СФ. На выходе СФ появляется отклик, в котором, в силу свойств, присущих АКФ ССПП, имеются различного уровня боковые лепестки (БЛ). Известно, что уменьшение влияния БЛ в радиолокационных ФМн ССПП можно получить только выбором соответствующих законов внутримпульсной модуляции [1].

Поэтому представляет интерес рассмотрение возможности применения ССВП с целью устранения БЛ в сжатом ФМн сигнале, что позволит повысить помехоустойчивость используемой радиолокационной системы.

Как показано в [2, 3], ансамбль ФМн ССВП, состоящий из  $0,5N$  независимых сигналов, формируется при использовании соответствующей итеративной процедуры, в результате чего получаются те или иные матрицы размера  $N \times N$ , описывающие  $N$  кодовых ФМн последовательностей размера  $N$  каждая.

Будем полагать, что каждый ССВП из ансамбля в виде двух кодовых последовательностей длительности  $N$  кодовых отсчетов каждая, располагается зеркально-симметрично на входах блока ОБПФ. Положим, для определенности, что первый из сигналов располагается ближе к центральной нулевой частоте, а второй – дальше. Следовательно, на входы блока ОБПФ подаются четыре сигнала в виде четырех кодовых последовательностей длительности  $N$  отсчетов каждая. После преобразования в ОБПФ получается шумоподобная последовательность временных отсчетов, состоящая, как минимум из  $4N$  отсчетов.

Сформированный указанным образом сигнал, излучается в эфир, где отражается от цели. Исходя из условий задачи, будем полагать, что целью является подстилающая поверхность.

После отражения, принимаемый сигнал с заданного элемента дальности поступает на вход радиоприемного устройства, где после усиления и аналоговой фильтрации в линейном тракте, поступает на блок ЦОС [3].

Блок ЦОС выполняет над принятой реализацией операцию прямого БПФ, и коррекцию доплеровского сдвига с учетом возможностей применения сигналов GPS. В результате на выходе блока ЦОС появляются принятые четыре сигнала, попарно зеркально-симметричные.

После проведения операции сложения соответствующих зеркально-симметричных кодовых последовательностей, получаются два действительных ССПП, образующих ССВП, и имеющих нулевой доплеровский сдвиг.

После подачи каждого из ССПП, составляющих ССВП, на соответствующие СФ, на их выходах получим два сжатых сигнала. Особенностью этих сжатых сигналов является то, что их главные пики находятся в фазе, а БЛ, расположенные на одинаковых расстояниях от главных пиков «слева» и «справа», имеют одинаковые амплитуды и противоположные фазы.

Поэтому, после суммирования двух сжатых ССПП, составляющих ССВП, получаем отклик  $S(nT)_{\text{вых}}$ , форма которого описывается суммарной АКФ вида [2, 3]

$$S(nT)_{\text{вых}} = \begin{cases} 2N & \text{при } n = 0; \\ 0 & \text{при } n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1). \end{cases} \quad (1)$$

В выражении (1) величина  $T$  описывает длительность отдельного дискрета ФМн сигнала.

Как показано в [3, 4], в каждом периоде следования излучается последовательность, имеющая свой закон внутриимпульсной модуляции, а получающиеся после сжатия сигналы суммируются в течение интервала времени, необходимым для формирования требуемой апертуры антенны.

Указанный алгоритм эффективно реализуем в РЛС с цифровым синтезированием апертуры антенны (ЦРСА) [5–9].

Известно, что нефокусированный режим обработки приводит к более высокому уровню БЛ в получаемой диаграмме направленности (ДН) и относительно низкой разрешающей способности по углу относительно случая, когда ДН формируется при применении фокусированного алгоритма обработки.

В настоящее время известны два алгоритма повышения разрешающей способности по азимуту в РСА и ЦРСА – фокусированная и нефокусированная обработки последовательностей когерентных сигналов, которые позволяют реализовать фокусированную и нефокусированную диаграммы направленности антенны.

Рассмотрим некоторые выражения, описывающие основные характеристики синтезированных фокусированных и нефокусированных антенн для одного элемента разрешения по дальности и угловой координате.

Как показано в [6–8], угловая разрешающая способность для фокусированной  $\delta\alpha_\phi$  и нефокусированной  $\delta\alpha_{\text{нф}}$  апертур определяется в соответствии с выражениями

$$\delta\alpha_\phi = \frac{D_\alpha}{2R_0}, \quad (2)$$

$$\delta\alpha_{\text{нф}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\lambda}{R_0}}, \quad (3)$$

где  $\lambda$  – длина волны излучаемого колебания;  $R_0$  – расстояние, до которого осуществляется фокусирование;  $D_\alpha \geq 2\nu T_n$  – линейный размер диаграммы направленности реальной антенны вдоль направления полета ЛА;  $\nu$  – скорость полета ЛА;  $T_n$  – период повторения когерентных зондирующих импульсов.

Линейная разрешающая способность в поперечном направлении вдоль траектории полета ЛА для фокусированной  $\delta l_\phi$  и нефокусированной  $\delta l_{\text{нф}}$  апертур определяется в виде

$$\delta l_\phi = \frac{D_\alpha}{2}, \quad (4)$$

$$\delta l_{\text{нф}} = \frac{\sqrt{\lambda R_0}}{2}, \quad (5)$$

Максимальное число элементов синтезированной антенной решетки, включая элементы, расположенные слева и справа, относительно точки, условно принятой за ту точку, направление на которую в момент времени  $t = 0$  оказывается строго перпендикулярным линейной траектории полета ЛА, будет

$$2N_{\max \phi} = \frac{R_0 \lambda}{D_\alpha v T_n} \leq \frac{R_0 \lambda}{2v^2 T_n^2}, \quad (6)$$

$$2N_{\max \text{н}\phi} = \frac{\sqrt{R_0 \lambda}}{v T_n}. \quad (7)$$

Соответственно диаграммы направленности для фокусированной  $F_\phi(\alpha)$  и нефокусированной  $F_{\text{н}\phi}(\alpha)$  синтезированных антенн описываются выражениями

$$F_\phi(\alpha) = \left| \frac{\sin \left[ (2N+1) \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x \alpha \right]}{\sin \left[ \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x \alpha \right]} \right|, \quad (8)$$

$$F_{\text{н}\phi}(\alpha) = \left| \sum_{i=-0,5N}^{0,5N} \exp \left[ -j \frac{2\pi}{\lambda R_0} (i \Delta x - \alpha R_0)^2 \right] \right|, \quad (9)$$

где  $i$  – номер отсчета;  $\Delta x = v T_n$  – расстояние между элементами синтезируемой решетки;  $\alpha$  – угол визирования;  $N$  – количество обрабатываемых отсчетов.

В реальных условиях функционирования РСА на результаты фокусирования оказывают различного рода дестабилизирующие факторы. К таким дестабилизирующим факторам относят шумы радиоприемного тракта, случайные изменения параметров среды распространения радиоволн, нестабильность гетеродина, случайные отклонения носителя РЛС от заданной траектории полета. Все изложенное выше говорит о том, что в реальной ситуации не удастся получить теоретически предельные характеристики, определяемые соответственно выражениями (2) – (9).

Как показано в [6], ЦРСА с фокусированной обработкой когерентных сигналов, обеспечивая высокий уровень разрешения по азимуту в каждом элементе дальности, требует выполнения  $N$  операций комплексного умножения и сложения на каждый вновь поступивший отсчет с того или иного элемента дальности в режиме работы вычислителя «скользящее» окно при использовании соответствующего цифрового нерекурсивного фильтра. Общее количество операций для  $M$  элементов дальности составит  $M \times N$  операций на каждый вновь поступивший на обработку комплексный отсчет.

Совершенно очевидно, что для каждого азимутального направления, количество которых может быть равно величине  $L$ , потребуется  $N \times M \times L$  операций комплексного сложения и умножения на каждый вновь поступивший отсчет в режиме работы вычислителя «скользящее» окно. При этом величина  $N$  зависит от того или иного используемого алгоритма обработки.

Для фокусированной обработки когерентных сигналов в режиме работы вычислителя «скользящее» окно и при больших величинах  $N$ ,  $M$  и  $L$  потребуется вычислительное устройство с производительностью равной  $(10^8 - 10^9)$  операций в секунду, что даже при его многопроцессорной реализации представляет собой достаточно сложную техническую задачу [5].

Существенного сокращения затрат вычислительных операций, как показано в [7], можно получить, если применять для получения каждой точки при обработке каждой из строк получаемого изображения алгоритм БПФ. При этом осуществляется режим обработки «скачущее» окно. Этот режим обработки при прочих равных условиях потребует  $M \times L \times N \log_2 N$  операций комплексного сложения и умножения. Реализация такого алгоритма обработки потребует вычислительное устройство с производительностью  $(10^6 - 10^7)$  операций в секунду, что делает подобную обработку реализуемой на современной элементной базе.

Однако при этом выводимая на индикатор информация изменяется «скачком», а время смены информации определяется количеством обрабатываемых азимутов  $L$ . Это не всегда удобно для пользователя и иногда требует дополнительных алгоритмических операций для «состыковки» изображений при их последовательном выводе на индикатор друг за другом по мере обработки, особенно при маневре носителя. При этом возрастает количество необходимых операций в  $Q$  раз, где величина  $Q$  зависит от коэффициента перекрытия получаемых на каждом этапе изображений.

Таким образом, с одной стороны, для получения фокусированной антенны и при режиме обработки «скользящее» окно, позволяющим на каждый входной отсчет получать новую линейку дальности и производить сдвиг изображения на эту величину на экране индикатора, требуются огромные вычислительные затраты. С другой стороны, применение алгоритма БПФ, приводящее к существенному сокращению вычислительных операций, сопровождается «скачкообразной» сменой информации на индикаторе. При этом, как показано в [5–7], в силу ряда дестабилизирующих факторов, не удастся обеспечить теоретический предел в разрешающей способности по угловой координате.

Применение нефокусированной обработки приводит к существенному ухудшению разрешающей способности по угловой координате и значительному росту БЛ. Но при этом достаточно просто обеспечивается режим работы вычислителя «скользящее» окно при относительно небольшом числе вычислительных операций. При этом отсутствуют операции умножения, а влияние дестабилизирующих факторов практически не сказывается на угловой разрешающей способности.

Рассмотрим алгоритм обработки, который имел бы относительно небольшое количество вычислительных операций, сравнимое с количеством операций, сопровождающую нефокусированную обработку, и позволяющий получать угловую разрешающую способность сравнимую с угловой разрешающей способностью получаемой при фокусированной обработке при воздействии дестабилизирующих факторов.

Сущность рассматриваемого алгоритма заключается в аппроксимации фазовой функции последовательности обрабатываемых когерентных сигналов, имеющей квадратичный характер, что соответствует сигналу с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-сигнал), линейными «отрезками» фазовой функции, что соответствует последовательности следующих друг за другом импульсных сигналов, каждый из которых имеет постоянную частоту, но имеющими различные центральные частоты. При этом обработка каждого из таких «отрезков» осуществляется при помощи алгоритма, который используется при нефокусированной обработке с последующим накоплением полученных результатов.

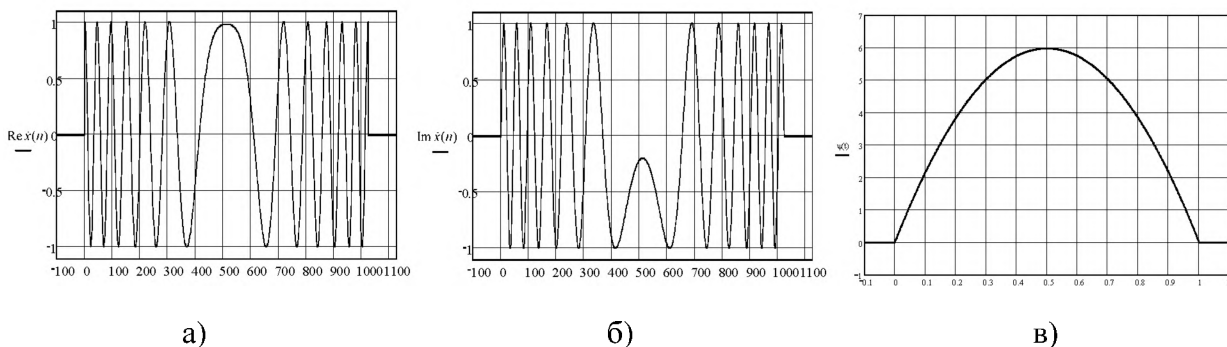
Как известно, отраженная от цели последовательность когерентных сигналов за счет движения ЛА имеет закон изменения фазы в виде

$$\psi(t) = \omega_0 t - \frac{\mu t^2}{2} + \phi_0, \quad (10)$$

где  $\mu$  – постоянный коэффициент, зависящий от скорости ЛА и от удаленности цели [9];  $\omega_0$  – несущая частота излучаемого колебания;  $\phi_0$  – начальная фаза.

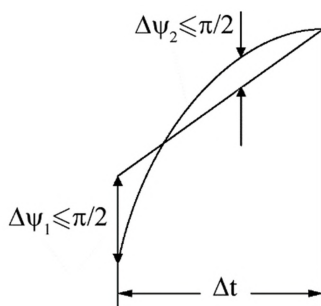
Так как ЛЧМ-сигнал в рассматриваемой задаче имеет спадающий характер то параметр  $\mu$  в выражении (10) отрицательный.

На рис. 1,а и рис. 1,б изображены временные представления действительной и мнимой частей комплексной огибающей ЛЧМ-сигнала, а на рис. 1,в - его фазовая функция (10) при условии, что  $\omega_0$  и  $\varphi$  равны нулю. Условие  $\omega_0 = 0$  выполняется при обработке ЛЧМ-сигнала по комплексной огибающей и при условии компенсации доплеровского сдвига за счет использования сигналов GPS, а  $\varphi = 0$  принято для упрощения рассуждений. Поскольку начальная фаза  $\varphi \neq 0$  в реальных условиях работы РЛС, то применяют, как известно, квадратурную обработку.



**Рис. 1. Действительная и мнимая части комплексной огибающей ЛЧМ-сигнала и его полная фазовая функция**

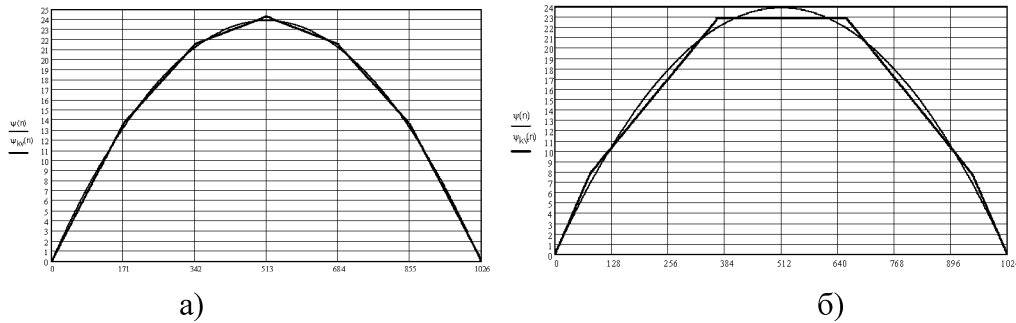
Разобьем полную фазовую функцию ЛЧМ-сигнала (рис. 1,в) на отрезки равные по длительности и имеющие набег фазы за отрезок не более  $\pi$ . Концы отрезков с квадратичной зависимостью полной фазовой функции заменим линейными отрезками так, как показано на рис. 2.



**Рис. 2. Построение аппроксимирующей прямой к отрезку фазовой функции ЛЧМ-сигнала**

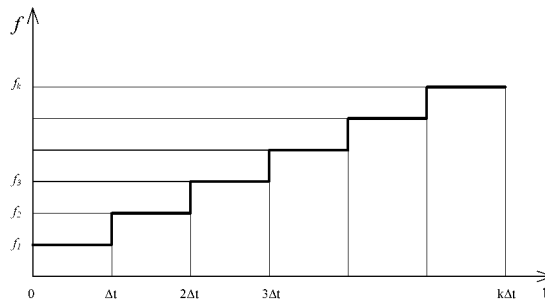
Наибольший набег фазы за одно и то же время дает наиболее удаленный участок фазовой зависимости от точки перегиба. Аппроксимируем квадратичную кривую, описывающую полную фазовую функцию (рис. 1,в), отрезками прямых линий. Тогда можно получить два вида кусочно-ломаных зависимостей так, как показано на рис. 3,а и рис. 3,б. При этом полагается, что число прямых линий, аппроксимирующих полную фазовую функцию ЛЧМ-сигнала, равно  $k$ , а шаг сетки равен  $\pi / 2$ .





**Рис. 3. Аппроксимация полной фазовой функции ЛЧМ-сигнала кусочно-ломаными зависимостями**

Такая аппроксимация фазы эквивалентна скачкам частоты внутри импульса равного по длительности ЛЧМ-сигналу во временной области (рис. 4).



**Рис. 4. Аппроксимация ЛЧМ-сигнала последовательностью импульсов с различными частотами**

Полученный сигнал с линейной ступенчатой частотной манипуляцией (ЧМ), как и ЛЧМ-сигнал, является сложным сигналом и обладает большим значением произведения длительности на частоту.

Общее представление такого сигнала имеет вид [9]

$$\dot{y}(t) = \sum_{k=1}^K \dot{u}_k(t) \exp(j\omega_0 t),$$

$$\text{где } \dot{u}_k(t) = a_k P_k(t) \exp(j\omega_k t); P_k(t) = P[t - (n-1)\delta]; (n-1)\delta < t < n\delta; a_k = \begin{cases} 0, \\ 1. \end{cases}$$

Для обработки сигнала с линейной ступенчатой ЧМ может быть использована параллельная гребенка фильтров. Каждый выходной отклик этих фильтров соответствующим образом задерживается и синхронно суммируется с остальными [8].

В этом случае на выходе построенного таким образом согласованного фильтра (СФ) будет отклик близкий к отклику СФ, предназначенного для сжатия ЛЧМ-сигнала при условии воздействия на его входе такового.

Рассмотрим построение фильтров, предназначенных для обработки сигналов с постоянной частотой настройки и минимальным количеством операций перемножения.

Простейшим является фильтр с целыми коэффициентами, вычисляющий скользящую сумму согласно выражению [9, 10]

$$y(n) = \sum_{m=0}^{k-1} x(n-m), \tag{11}$$

где  $y(n)$  – выходной отклик;  $x(n)$  – отсчеты входного сигнала.

Для увеличения скорости вычисления скользящей суммы (10) (при условии, что  $k \geq 3$ ) целесообразно представить ее в рекурсивном виде [11]

$$y(n) = y(n-1) + x(n) - x(n-k). \tag{12}$$

Из анализа выражения (12) видно, что на каждый входной отсчет требуется существенно меньшее количество вычислительных операций, нежели при проведении вычислений по выражению (11). Рассмотренный фильтр представляет собой фильтр нижних частот и осуществляет обработку ЛЧМ-сигнала для получения нефокусированной апертуры антенны.

Распространим рассмотренный подход на построение полосовых фильтров с минимальным количеством вычислительных операций с целью получения «квазифокусированной» апертуры антенны. Тогда, для сохранения минимального количества вычислительных операций в обратную цепь рекурсивного фильтра, необходимо ввести фазовый сдвиг  $\exp(jk\Delta\varphi)$ . При этом образуется рекурсивная цифровая комплексная ячейка (ЦКЯ), свойства которой подробно рассмотрены в [3].

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) такого фильтра при модуле коэффициента обратной связи равном 1 имеет вид, изображенный на рис. 5,а. На рис. 5,б представлен набор АЧХ фильтров, перекрывающий заданный диапазон частот и имеющих различные фазовые сдвиги в цепях обратных связей, а на рис. 6 представлена структурная схема параллельного набора таких фильтров [4].

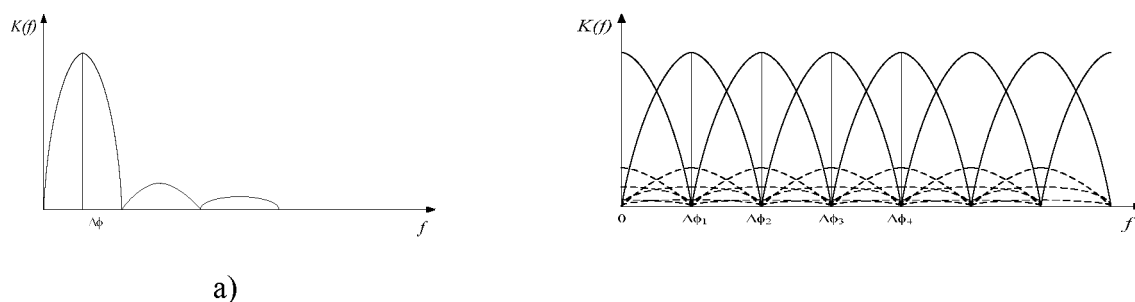
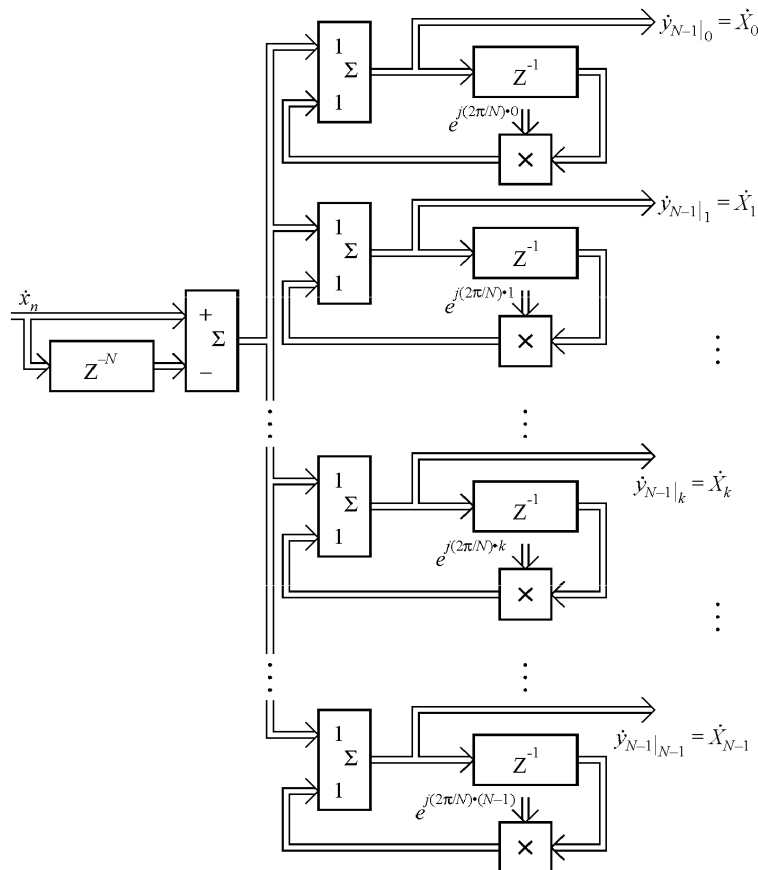


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики фильтров



**Рис. 6. Структурная схема параллельного набора элементарных фильтров, перекрывающих заданный диапазон частот**

Алгоритм работы цифровых фильтров, позволяющих реализовать экономное вычисление скользящих сумм и который обобщает выражение (12), имеет вид [4]

$$\dot{y}(n) = \dot{x}(n) + \dot{y}(n-1)\exp(jk\Delta\varphi) - \dot{x}(n-k), \tag{13}$$

где  $k = N$  для случая, показанного на рис. 6.

Используя выражение (13) и полагая  $N = km$  алгоритм работы вычислителя, позволяющего осуществлять согласованную фильтрацию сигнала с линейной ступенчатой ЧМ на основе использования указанных фильтров, имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{Y}(n) = & \dot{x}(n) + \dot{y}(n-1)\exp(-j0,5k\Delta\varphi) + \dot{y}(n-m-1)\exp[-j0,5(k-1)\Delta\varphi] + \dots \\ & \dots + \dot{y}[n-0,5(k-N)] + \dots + \\ & + \dot{y}[n-0,5(k-1)m]\exp(j0,5k\Delta\varphi) - \dot{x}[n-(k-1)m]. \end{aligned} \tag{14}$$

Из выражения (14) видно, что входы  $k$  фильтров, показанных на рис. 6, должны быть подсоединены к отводам цифровой линии задержки  $z^{-N}$  таким образом, чтобы обеспечивать задержку поступления на их входы входных отсчетов через  $m$  тактов. Количество сумматоров, осуществляющих операцию вычитания задержанных на  $m$  тактов входных отсчетов, пропорционально возрастает.

Рассматриваемый СФ предназначен для согласованной фильтрации сигнала с линейной ступенчатой ЧМ. При этом не представляет трудностей подобрать соотношения между центральными частотами настройки фильтров и их расположением на частотной оси таким

образом, чтобы обеспечивалось синхронное сложение выходных откликов.

При использовании такого СФ, предназначенного для сжатия сигнала с линейной ступенчатой ЧМ, в режиме сжатия ЛЧМ-сигнала, получение синхронного сложения выходных откликов требует соответствующего дополнительного фазового сдвига  $r_k \exp(j\phi_k)$  для каждого из отдельных фильтров. Величины этих дополнительных фазовых сдвигов рассчитываются для каждого конкретного случая.

Очевидно, что аналитическое описание отклика СФ, предназначенного для обработки сигнала с линейной ступенчатой ЧМ на воздействие ЛЧМ-сигнала, затруднительно.

В тоже время наибольший практический интерес вызывают результаты, полученные для тех или иных конкретных случаев. Такие данные могут быть получены путем проведения моделирования для тех или иных ситуаций на ЦВМ [3, 7, 11, 12].

Приведем результаты сжатия ЛЧМ-сигнала для фокусированного, нефокусированного и «квазифокусированного» алгоритмов обработки [3].

Полагается, что при аппроксимации полной фазовой функции ЛЧМ-сигнала кусочно-ломанными участками, разность между ними не должна превышать значения  $\pm\pi/2$ , т.е. так, как показано на рис. 3.

На рис. 7,а и на рис. 7,б приведены результаты сжатия ЛЧМ-сигнала для случаев фокусированного и нефокусированного алгоритмов обработки. На рис. 8,а и рис. 8,б приведены результаты для «квазифокусированных» алгоритмов обработки при аппроксимациях полной фазовой функции ЛЧМ-сигнала, изображенных на рис. 3,а и на рис. 3,б соответственно.

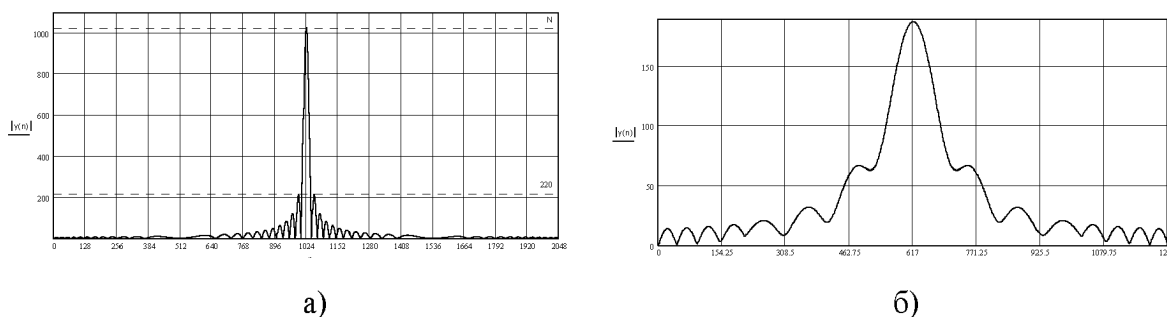


Рис. 7. Результаты сжатия ЛЧМ-сигнала при фокусированном и нефокусированном алгоритмах обработки

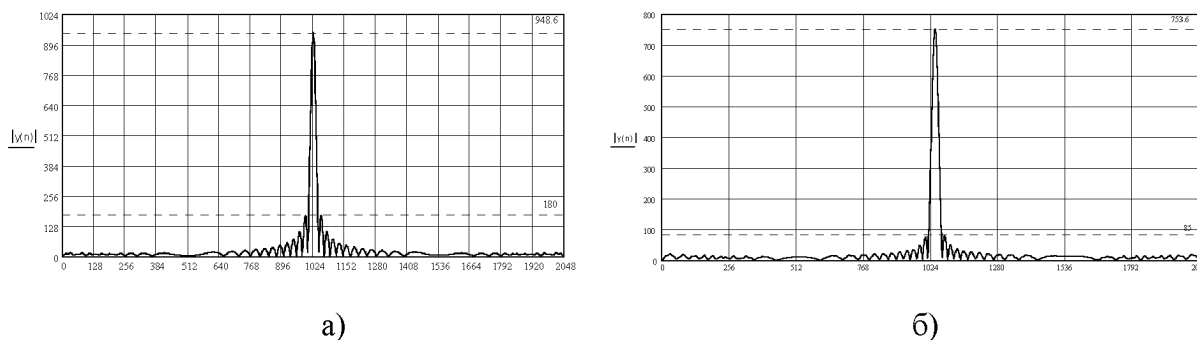


Рис. 8. Результаты сжатия ЛЧМ-сигнала при «квазифокусированных» алгоритмах обработки

Таблица

Алгоритм обработки	Амплитуда отклика (в отсчетах)	Уровень первого БЛ (в отсчетах)	Относительный уровень первого БЛ в %	Ширина основного пика (в отсчетах)
Фокусированный	1024	215	21	18
Нефокусированный	187,7	67	36	99
«Квазифокусированный» (аппроксимация по рис.3,а)	948,6	180	19	20
«Квазифокусированный» (аппроксимация по рис.3,б)	753,6	85	11	23

Обработка для фокусированного и двух видов аппроксимаций для «квазифокусированного» режимов осуществлялась при значениях  $N=1024$ , а для нефокусированного режима величина  $N=210$ . Измерения проводились на уровне 0,707 в отсчетах и в процентах относительно максимального значения главного лепестка.

Анализ полученных результатов моделирования показывает, что имеется зависимость получаемых результатов для «квазифокусированных» алгоритмов обработки от вида аппроксимации полной фазовой функции ЛЧМ-сигнала. Видно, что наблюдается зависимость максимального значения, уровня первого БЛ от вида кусочно-ломаной аппроксимации полной фазовой функции ЛЧМ-сигнала.

Таким образом, «квазифокусированные» режимы обработки по своим характеристикам сравнимы с характеристиками, получаемыми при фокусированном алгоритме обработки. Следовательно, предложенный подход позволяет при существенном снижении вычислительных операций, сравнимых с нефокусированной обработкой, обеспечить в режиме работы вычислителя «скользящее» окно разрешающую способность по азимуту приближающуюся по своим параметрам к фокусированной обработке при получении синтезированной диаграммы направленности антенны в РСА. Применение ансамблей ССВП с использованием алгоритма OFDM, а также использованием сигналов GPS для устранения доплеровского сдвига, позволяет повысить помехоустойчивость рассматриваемой ЦРСА, предназначенной для использования в беспилотных ЛА, и обеспечить высокий уровень разрешающей способности как по дальности, так и по углу места (азимуту).

#### Библиографический список

1. Ипатов В.П. Широкополосные сигналы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / Пер. с англ.; Под ред В.П. Ипатова. – М.: «Техносфера», 2007. – 488 с. (Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Application. John Wiley & Sons, Ltd. 2005).

2. Lityuk V.I. Ensembles Synthesis of the Complementary Code Sequences for the Asynchronous Address Communication Systems // World Wireless Congress. May 28–31, 2002. San Francisco (Silicon Valley), U.S.A., Delson Group Inc., P.P. 732–737.
3. Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН–ПРЕСС, 2007. – 592 с.
4. Литюк Л.В., Литюк В.И. Алгоритм цифровой обработки сигналов в радиолокаторах с квазифокусированным синтезированием апертуры антенны / В кн. Практические аспекты цифровой обработки сигналов. = Practical aspects of digital signal processing: монография / Под ред. В.И.Марчука. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – 207 с. Глава 3. С.49–60.
5. Радиолокационные станции бокового обзора / А.П. Реутов, Б.А. Михайлов, Г.С. Кондратенков, В.Б. Бойко. Под ред. А.П. Реутова. – М.: Сов. радио, 1970, – 370 с.
6. Радиолокационные станции обзора Земли / Г.С. Кондратенков, В.А. Потехин, А.П. Реутов, Ю.А. Феоктоистов. Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М. Радио и связь, 1983. – 272 с.
7. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулиш и др.; Под ред. В.Т.Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
8. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Теория и применение / Пер. с англ.; Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
9. Богнер Р., Константи́нидес А. Введение в цифровую фильтрацию / Пер с англ.; Под ред. Л.И. Филиппова. – М.: Мир, 1978. – 216 с.
10. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер с англ.; Под ред. Ю.И. Александрова. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
11. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике – М.: Сов. радио, 1971. – 328 с.
12. Моделирование в радиолокации / А.И. Леонов, В.Н. Васенев, Ю.И. Гайдуков и др.; Под ред. А.И. Леонова. – М.: Сов. радио, 1978. – 254 с.