

## **К вопросу о возможности использования экономичных алгоритмов синтеза в технологии РСА**

В. Г. Поль

*ФГУП Научно-Производственное Объединение им. С.А. Лавочкина, 141400 Московская обл. г.Химки ул. Ленинградская 24. тел8-(495)-575-54-26, E-mail:*

*В работе рассматривается возможность экономного синтеза радиолокационных изображений в среде технологии РСА. Экономия достигается за счет обработки сигналов во временной области, а также процедуры корреляционного приема сигналов, выполняемой по модели приема сигнала, известного точно, и рассматриваемой в классической теории потенциальной помехоустойчивости.*

*The paper considers the possibility of economical synthesis of radar images in the environment of technology, RSA. The savings achieved by signal processing in the time domain, and the process of correlation reception of signals performed on the model of reception of the signal is known exactly, and are considered in the classical theory of potential noise immunity.*

### **Введение**

Анализ технологии РСА с различных позиций и вопросы ее технической реализации производился еще в 1970г [1]. Из них следует отметить два подхода анализа: первый, использующий основанный на методологии оптимальной обработки принятых сигналов с учетом априорных сведений об относительном перемещении РЛС и наблюдаемого объекта, а также второй, где в основу положена модель линейной виртуальной (синтезированной) антенны. Однако, в эпоху достигнутого в РСА относительно невысокого разрешения радиолокационных изображений (РЛИ), не лучше десятка метров, наибольшее распространение получил второй подход. Именно он и стал наиболее известным и используемым в разработках. К сожалению, в наиболее распространенной специальной литературе он преобладает до сих пор [2, 3].

Однако практическое применение технологии РСА давно требовало повышения разрешающей способности РЛИ на порядок, если не далее. Подход синтезированной антенны в силу существа используемой физической модели явлений ограничен, и в принципе не полностью адекватен внутреннему принципу работы технологии РСА. Поэтому при повышении разрешения различные тонкие внутренние эффекты, присущие технологии РСА, и не учитываемые при втором подходе, стали проявляться с прогрессивно нарастающей силой и портить РЛИ. Устранение или хотя бы частичная компенсация действия этих эффектов в рамках интерпретации синтеза антенны оказывается затруднительным и зачастую неполным. Кроме того, требуются весьма сложные, громоздкие и неэффективные алгоритмы обработки и синтеза РЛИ [3]. Эти обстоятельства стимулировали обращение к первому подходу, осмыслению ранних работ [1] и проведению дополнительных исследований потенциальных возможностей технологии РСА [4, 5, 6] так, как это предписывает классическая теоретическая радиотехника [7,8,9].

Одним из выводов этих исследований является рекомендация о последовательном практическом применении результатов, полученных в указанных работах. Часть этих исследований подсказывает возможность экономной реализации алгоритмов обработки сигналов, принимаемых РЛС и создающих первичное РЛИ. В настоящем сообщении и рассматривается этот вопрос.

## 1. Модель протяженного объекта и формирование его РЛИ

Технология РСА является радиолокационным наблюдением поверхности земли, то есть протяженного объекта, в отличие от классической радиолокации, имеющей дело с точечными целями. Протяженный объект может рассматриваться как последовательность отдельных (парциальных) далее неделимых элементов разрешения (ПЭР), расположенных плотно, без пробелов, и заполняющих всю площадь объекта. При этом каждый такой ПЭР может представляться одной точкой, лежащей в его пределах (например, указываться его центром). Координаты всех ПЭР объекта, а также РЛС могут быть априорно (до начала обработки принятых сигналов) найдены по данным навигационного обеспечения съемки и определены в единой системе координат [6]. Поэтому все пространственно-временные отношения между ними в процессе радиолокации также ясно определены. Далее, радиолокационное изображение (РЛИ) каждого ПЭР представляет собой такой же неделимый элемент, который можно называть пикселем РЛИ. Соответственно, РЛИ самого объекта будет рассматриваться как состоящее из тесно размещенных аналогичных неделимых объектов (пикселей) РЛИ ПЭР.

В технологии РСА радиолокационный сигнал, излученный передатчиком РЛС, движущимся относительно объекта, отражается от каждого текущего ПЭР и получает при этом вторичную фазовую модуляцию несущей. При этом, отраженный сигнал должен приниматься на длительном интервале времени, существенно превышающего время распространения сигнала от РЛСА до объекта и обратно. В итоге размеры пикселя РЛИ и составляемого из них радиолокационного изображения объекта в целом определяются полосой частот зондирующих сигналов РЛС, вторичной модуляцией сигналов, получаемой при их отражении от кажущегося движения протяженного объекта, и реализуются алгоритмами оптимальной обработки принятых сигналов.

Оба сигнала, зондирующий, и вторично модулированный сигнал, отраженный от движущегося протяженного объекта принадлежат классу сложных (широкополосных) радиолокационных сигналов с ЛЧМ. Использование сложных зондирующих и обработка принятых сигналов обеспечивает разрешение РЛИ ПЭР по двум линейным координатам. Прием и обработка принятых сигналов ведется двумя этапами. Первый из них является первичной оптимальной обработкой сигнала в течение одного периода повторения – обзора по дальности. Здесь модуляция зондирующего сигнала используется для реализации разрешения пикселей будущего двумерного РЛИ объекта по координате дальности. Второй этап представляет собой вторичную оптимальную обработку сигнала, принятого при длительном слежении за объектом. Возникающая при слежении дополнительная модуляция отраженных сигналов используется, чтобы получить разрешение пикселей РЛИ объекта о второй координате – азимуту.

На обоих этапах оптимальная обработка сигналов, является корреляционной (корреляцией). Она представляет собой вычисление интеграла от произведения реального принятого радиолокационного сигнала, принятого от каждого ПЭР объекта, на такой же идеальный (опорный) сигнал. По определению, последний должен быть известен априорно, и представлять собой тот же сигнал, но принимаемый без искажений и наложенных на него помех.

Корреляцию, часто понимаемой как взаимокорреляционная функция (ВКФ) двух сигналов, принято описывать формулой свертки функций: [8, 9]:

$$\Lambda(\tau) = \int_{t_0 - T_c}^{t_0 + T_c} f_c(t - t_0) \cdot f_{op}(t - t_0 - \tau) dt . \quad (1)$$

Здесь, первая функция  $f_c(t - t_0)$  под интегралом представляет собой принимаемый сигнал. Его привязка к шкале аргумента (единого времени)  $t$  задается значением  $t_0$  как параметр сигнала. Вторая функция  $f_{op}(t - t_0 - \tau)$ , имеющая переменную привязку к той же

шкале времени, является опорным сигналом с длительностью  $T_C$ . Аргумент  $\tau$  функции  $\Lambda(\tau)$  отличается от аргумента функций сигналов  $t$  – текущего времени. Он является сдвигом опорного сигнала относительно принимаемого на шкале текущего времени  $t$ . Значение  $\tau$  выражает переменное запаздывание  $\tau$  опорной функции (ОФ)  $f_{op}(t-t_0-\tau)$  на шкале времени  $t$  относительно принятого сигнала  $f_c(t-t_0)$ . По определению свертки (1) функция  $\Lambda(\tau)$  на шкале времени  $t$  образуется множеством последовательно вычисляемых скалярных произведений двух функций с различными задержками. Протяженность функции на шкале времени равна удвоенной длительности сигнала  $2T_C$ .

Однако, в некоторых случаях вместо полной функции  $\Lambda(\tau)$  может использоваться максимальное значение этой функции  $\Lambda(\tau_0)$ , вычисленное в одной точке ее аргумента  $\tau$  при  $\tau=0$ . В этом случае свертка (1) становится простым одиночным скалярным произведением двух функций. Поскольку пиксель (по определению) представляет собой точку РЛИ, то оптимальный алгоритм синтеза изображения пикселя в первом приближении становится числом – однократным вычислением интеграла (1) в точке. Такой случай оптимальной обработки представляет собой задачу, известную в теории потенциальной помехоустойчивости как прием сигнала, известного точно. Все соображения, приведенные выше, полностью сохраняют свое значение при современном развитии цифровой технологии обработки дискретных сигналов. Их использование подтверждает опыт, накопленный в цифровом радиовещании, телевидении, многоканальной связи и работе с изображениями. Поэтому технология РСА может и должна полностью использовать этот опыт.

## **2.Обработка сигнала, принимаемого при обзоре объекта по дальности**

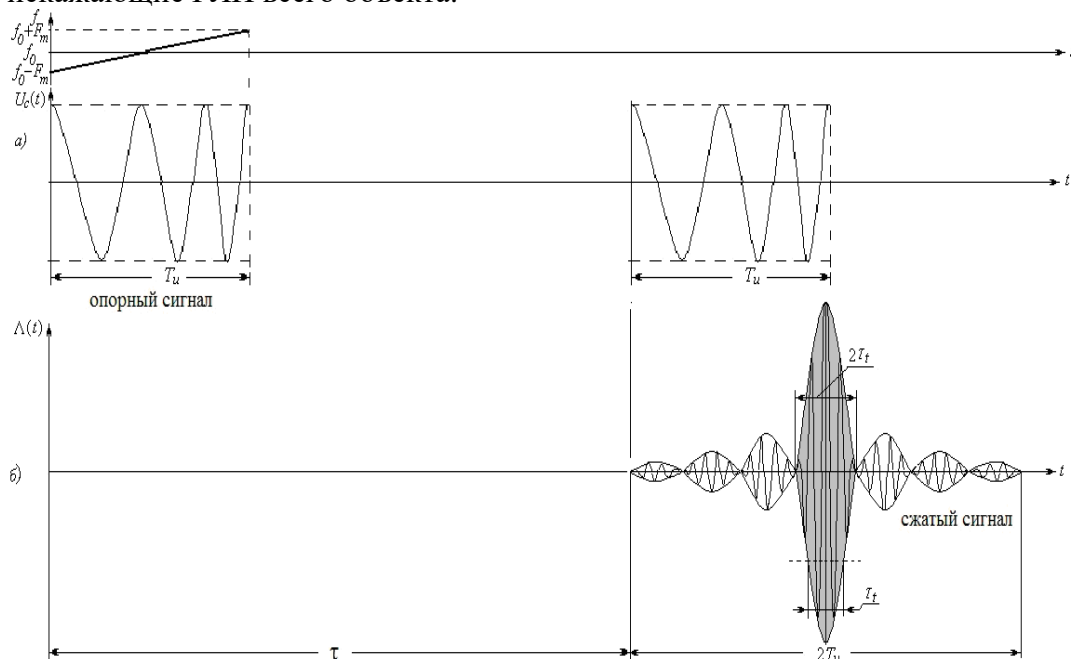
Исходная операция цифрового синтеза РЛИ – это формирование во временной области последовательности дискретных отсчетов комплексного (аналитического) сложного аналогового сигнала, поступающего с квадратурного выхода приемника РЛС. Последний представляет собой поток отраженных от ПЭР и перекрывающихся сложных сигналов, следующих последовательно друг за другом с интервалом  $\tau_a$ . Этот поток моделируется узкополосным случайным процессом (УСП), автокорреляционная функция (АКФ) которого является копией АКФ зондирующего сигнала, с той же длительностью  $\tau_a$  [6]. Поэтому можно вести последовательную выборку отсчетов принимаемых сигналов из УСП с шагом  $\tau_a$ . Выбор начала выборки, делается внутри начального интервала времени  $\tau_a$ . Частота квантования последовательности должна выбираться по Котельникову. Она равняется максимальной удвоенной частоте видеоспектра сложных сигналов передатчика. Такой выбор обеспечивает эквивалентность получаемого дискретного сигнала исходному аналоговому. Каждую пару временных отсчетов сигнала, поступающих с квадратурного выхода приемника целесообразно сразу объединять в значения комплексной амплитуды УСП (то есть значения амплитуды огибающей и фазы), следующих с интервалом  $\tau_a$ .

Дальнейшей операцией является оптимальная обработка сформированного дискретного сигнала, поступающего с выхода приемника РЛС. Она состоит в его корреляции (свертке) с опорным сигналом (опорной функцией), определяемой выражением (1). Эту операцию часто называют сжатием сложного сигнала. Опорный сигнал при обзоре по дальности стационарен, то есть представляет собой последовательность одинаковых функций для всех ПЭР, отличающихся друг от друга лишь запаздыванием (сдвигом) по аргументу (времени). Это обстоятельство существенно упрощает свертку всех сигналов, принятых во всем диапазоне измеряемых дальностей.

Корреляцию часто называют оптимальной фильтрацией, и тогда на практике ее выполняют как линейную операцию, моделируя выражение (1) в цифровом виде как прохождение принятого сигнала сквозь аналоговый фильтр, переходная характеристика которого является опорным сигналом. Результатом такой обработки одиночного принятого

сигнала, отраженного одним ПЭР, является ВКФ этого сигнала, и он показан на рис.1. Так как полный выходной сигнал приемника РЛС, является потоком сигналов, отраженных от всех ПЭР объекта, результат фильтрации будет представлять собой аналогичный поток ВКФ, следующих друг за другом со сдвигом  $\tau_a$ .

Выделим один ПЭР<sub>1</sub> и внимательно рассмотрим операцию обработки сигнала, отраженного от него. Целью идеального приема такого одиночного сложного сигнала является получение РЛИ, имеющее размеры этого ПЭР<sub>1</sub>. Однако, как показано на рис.1 обработка сигнала, поступающего от него, в соответствии с выражением (1) генерирует РЛИ с увеличенными размерами. Собственно, изображением пикселя является лишь главный пик свертки, (да и то с запасом), а все боковые выбросы являются ложными копиями РЛИ ПЭР<sub>1</sub> и создают на площади изображения объекта помехи. Так как выходной сигнал приемника является последовательностью перекрывающихся сложных сигналов, отраженных от объекта, то результаты обработки других сигналов будут создавать свои помехи, искажающие РЛИ всего объекта.



**Рис. 1. Результат обработки сигнала обзора по дальности для одного ПЭР**

Эти помехи, во-первых, будут вызывать ухудшение отношения сигнал/шум для сигнала, принимаемого от рассматриваемого ПЭР<sub>1</sub>. Во-вторых, они приводят к появлению ложных копий истинных сигналов на поле изображения всего объекта. Устранение последних требует проведения дополнительных операций, выполняемых над множеством принятых сигналов. Так как последнее имеет значительный объем, то это весьма усложняет алгоритмы обработки и потребует увеличения аппаратных, а также и временных ресурсов.

Использование дискретных моделей протяженной цели и структуры выходного сигнала приемника РЛС в виде УСП, рассмотренные выше, позволяют устранить появление ложных сигналов, применив классическую процедуру приема сигналов, известных точно. Последнее подразумевает использование системы опорных сигналов, синхронизированных и совпадающих во времени с сигналами, принятыми от каждого ПЭР объекта. При этом процедуру вычисления полной функции  $\Lambda(\tau)$  с длительностью во времени, равной  $2T_C$  в соответствии с выражением (1) можно заменить однократным вычислением функционала  $\Lambda(\tau_0)$ .

Действительно, вычисление  $\Lambda(\tau)$  по выражению (1), представляет собой линейное преобразование, громоздкая матрица которого задается переходной характеристикой согласованного фильтра с длительностью сложного опорного сигнала  $T_c$ . В то же время вычисление значения  $\Lambda(\tau)$  является однократным скалярным произведением этих двух сигналов. Последняя операция существенно короче, что экономит вычислительные ресурсы. Соответствующая схема формирования изображения РЛИ одного ПЭР<sub>i</sub> на первом этапе синтеза показана на рис.2.

Из дискретного потока сигнала, поступающего с выхода приемника РЛС (рис. 2а) производится выборка (стробирование) одного широкополосного сигнала на дальности, соответствующей выделенному ПЭР<sub>i</sub> (рис.2б). Далее, создается опорный сигнал, соответствующий этому ПЭР<sub>i</sub> (рис.2в), и производится его скалярное умножение на опорный сигнал. В результате формируется значение комплексной амплитуды результата свертки  $\Lambda(\tau_0)$ , представляющее РЛИ ПЭР<sub>i</sub>, но лишенное всех боковых выбросов (рис.2г). Таким образом, задача борьбы с ложными копиями выделяемого сигнала, решается просто и эффективно.

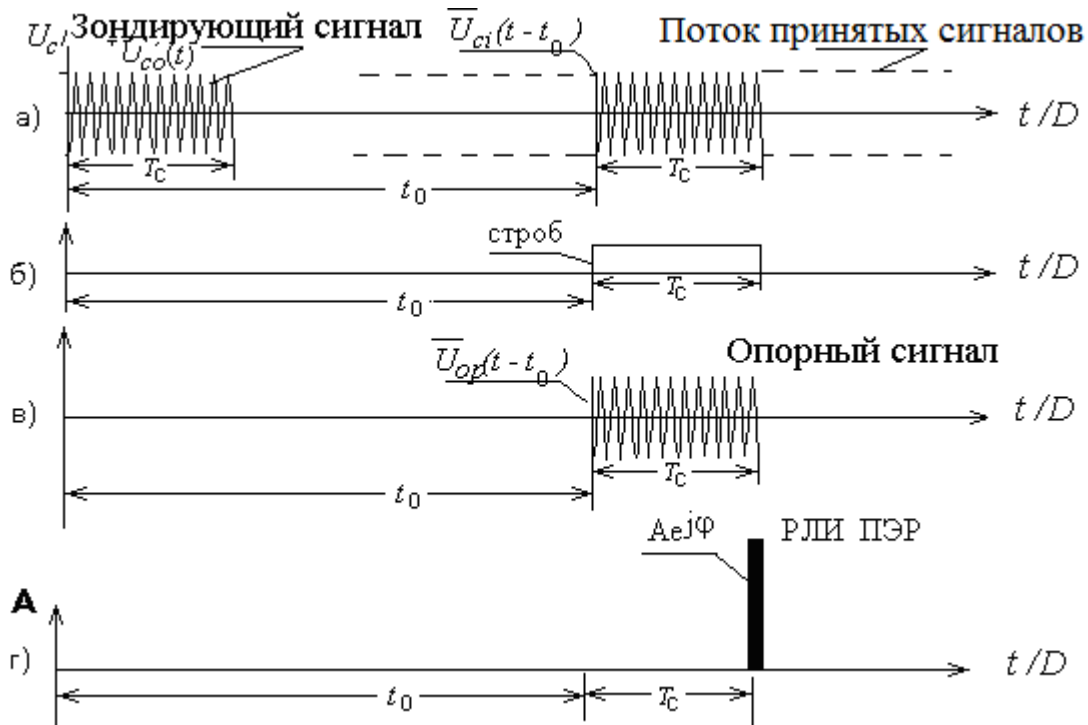


Рис. 2. Свертка сигнала обзора по дальности для одного ПЭР в точке

Формирование РЛИ одного ПЭР<sub>i</sub> по предлагаемой модели можно графически представить следующим образом. Для упрощения предположим, что ПЭР<sub>i</sub> лежит в траверсной плоскости. Напомним, что процесс синтеза РЛИ принято рассматривать в двух переменных – быстром и медленном времени. В быстром времени  $t$  рассматривается формирование РЛИ при обзоре по дальности, а в медленном  $T$  – последующий обзор по азимуту. В результате обработки переменные  $t$  и  $T$  впоследствии превращаются в пару переменных  $D, Az$ , в которых отображаются координаты дальность и азимут.

Пары этих введенных величин позволяют наглядно иллюстрировать процессы приема сигналов и синтеза изображения ПЭР<sub>i</sub>, отображая их на двух плоскостях переменных, которые можно назвать плоскостями сигналов и изображений[4]. Введенные переменные  $(t, T)$  определяют первую *плоскость принятых сигналов*  $(t, T)$ , показанную на рис.3.

/

Начало координат  $(t, T)$  на плоскости сигналов привязывается к излучению зондирующего импульса. Тогда расстояние до ПЭР<sub>*i*</sub> по оси дальности от РЛС отображается величиной задержки принятого сигнала  $t_0$ . Положение носителя по оси  $t$ , принимается за начало отсчета дальностей.



Рис. 3. Преобразование принятого сигнала в РЛИ ПЭР по координате дальность

При обзоре по дальности можно считать, что определение расстояния до ПЭР<sub>*i*</sub> в масштабе времени полета РЛС ведется практически мгновенно. Тогда одиночный сложный сигнал на плоскости принятых сигналов  $(t, T)$  будет отображаться отрезком, лежащим на линии оси быстрого времени  $t$  плоскости  $(t, T)$ , с координатой  $t_0$  на оси  $T$  (рис.3 слева).

Для отображения результатов свертки введем вторую плоскость двух переменных  $(D, Az)$  дальность – азимут (показанную на рис. 3 справа). Здесь по оси  $D$  откладывается координата дальности, измеренная по времени задержки принятых сигналов  $t$ . По оси  $Az$  откладывается вторая координата азимута, отражающая перемещение РЛС, определяемое относительно траверсной плоскости. Введенную вторую плоскость  $(D, Az)$  будем называть *плоскостью радиолокационных изображений* ПЭР<sub>*i*</sub>. Напомним, что этот ПЭР<sub>*i*</sub> находится в траверсной плоскости [6].

Для сложного сигнала, принятого от ПЭР<sub>*i*</sub>, результат его обработки (дальность, и комплексная амплитуда сжатого сигнала) будет изображаться в плоскости изображений  $(D, Az)$  точкой, расположенной на оси дальности. Таким образом, на первом этапе обработки в результате синтеза будет получено одномерное изображение ПЭР<sub>*i*</sub> наблюдаемого объекта, положение которого на оси дальности  $D$  определено относительно текущего положения носителя РЛСА.

Обращаясь к обзору наблюдаемого протяженного объекта по дальности как целого, напомним, что объект рассматривается как плотное дискретное множество ПЭР<sub>*i*</sub>, содержащее  $k$  элементов. Все эти элементы следуют друг за другом по оси дальности без разрывов, начиная с первого, располагаемого в начале зоны обзора, и до последнего, занимающая весь интервал наблюдаемых дальностей. Было принято, что для всех элементов разрешения, просмотренных в ходе обзора по дальности, априорно дискретные значения координат  $D_i$ , где индекс  $i$  пробегает значения  $i = 1, 2, \dots, k$ , известны. Затем, в результате свертки, для этих значений  $D_i$  также будут определены комплексные амплитуды  $A_i e^{j\varphi}$  принятых сжатых сигналов. В итоге, результат обзора по дальности в одном периоде повторения будет представлен одной строкой этих данных по координате дальность, которая далее заносится в буферную память. Последовательные периоды повторения сигнала создают множество аналогичных строк, образующих в этой памяти массив принятых сигналов. Следовательно, в пространстве сигналов появляется второе измерение медленного времени  $T$ , вслед за которым возникает и пространство  $(D, Az)$ , в котором производится обзор по координате азимут и формирование второго измерения РЛИ ПЭР<sub>*i*</sub>.

### 3.Обработка сигнала, принимаемого при обзоре объекта по азимуту

Формирование и характеристики траекторного сигнала рассмотрены в [6]. Было показано, что наблюдение одного текущего ПЭР<sub>*i*</sub> в течение времени  $T_c$  формирует последовательность (пачку) радиоимпульсов, полученных в результате множества последова-

тельных обзоров этого ПЭР<sub>i</sub>, по наклонной дальности. Каждый радиоимпульс, принадлежащий текущему периоду повторения располагается на своей строке дальности. Этот импульс сообщает результат сжатия сложного сигнала, принятого в текущем периоде повторения зондирующих импульсов, аналогично показанному ранее на рис.2 справа. Каждый результат сжатия дает дальность и комплексную амплитуду сигнала, принятого от ПЭР<sub>i</sub>.

Теперь изображение траекторного сигнала на плоскостях сигнала и изображений РЛИ ПЭР<sub>i</sub>, будет выглядеть так, как показано на рис.4. На рис.4а показана последовательность сложных сигналов, поступивших с выхода приемника РЛС за интервал времени  $T_C$ . Эта последовательность составляет в совокупности траекторный сигнал, представляющий ПЭР<sub>i</sub>. По ходу полета РЛС наклонная дальность меняется и растет по сравнению с траверсной, а закон ее изменения наглядно отражается на плоскости сигналов дальности. Видно, что пачка сигналов с изменяющейся дальностью приобретает эквивалентную фазовую модуляцию своей несущей.

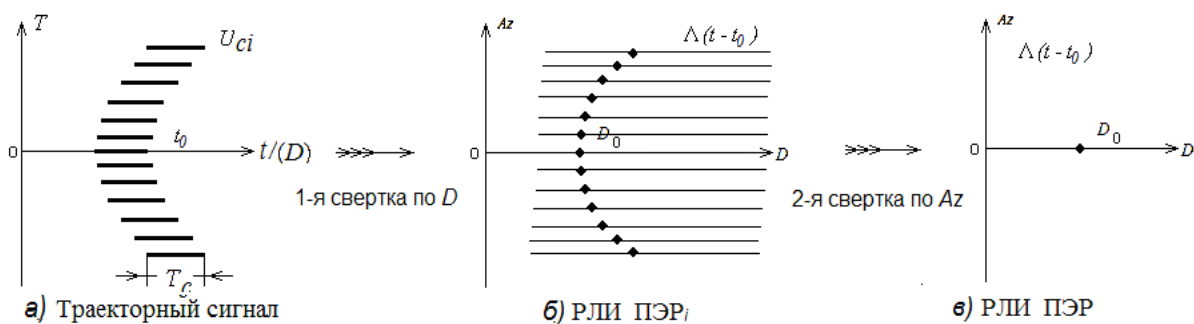


Рис. 4. Преобразование принятого сигнала в РЛИ ПЭР по координате азимут

На рис.4б показана серия строк в буфере, получаемых при сжатии сигналов, принятых в последовательных периодах повторения. Эти строки составляют двумерный массив, содержащий все траекторные сигналы. Сжатие принятых сигналов по дальности снимает ту модуляцию принятых сигналов, которая принадлежит зондирующему сигналу, однако фазовая модуляция вследствие изменения дальности остается. Каждая точка представляет собой радиоимпульс, сообщающий комплексную амплитуду сжатых сигналов от ПЭР<sub>i</sub>, содержащих меняющуюся текущую наклонную дальность. Функция изменения наклонной дальности траекторного сигнала, эквивалентна изменению фазы несущей радиоимпульсов. Если последовательность радиоимпульсов, изображенных на рис.4б, тесно сомкнуть, то получится сложный сигнал с фазовой модуляцией, который может быть сжат по оси медленного времени  $T$ . Закон этой модуляции может быть рассчитан как изменение дальности по данным навигационного обеспечения. Он, во-первых, должен служить основой для формирования опорного сигнала [6]. Он же, во-вторых, указывает выборку из буфера элементов, составляющих принятый траекторный сигнал от ПЭР<sub>i</sub>. Эта пара сигналов составляет компоненты текущей свертки, показанной на рис.4в.

Операция свертки траекторного сигнала может быть выполнена в принципе аналогично рассмотренной выше экономной свертке по координате дальность. Отличием в данном случае является лишь то, что опорная функция для разных ПЭР оказывается различной [6], и должна достаточно точно отражать характер относительного движения РЛС и различных ПЭР, составляющих наблюдаемый объект. Вопросы расчета опорного сигнала с нужной точностью рассмотрены в [6]. Таким образом, повторяя эту процедуру для всех траекторных сигналов можно получить полное РЛИ наблюдаемого объекта. При этом однозначно потребуется определение массива опорных сигналов по навигационным данным.

Действительно, проведем оценку объема вычислительных ресурсов по числу умножений, как основной операции. Выполняя одно определение полной функции  $\Lambda(\tau)$ , потребуется провести  $2N^2$  умножений. Для определения той же функции с использованием быстрого преобразования Фурье, потребуется выполнить  $2\log_2 N$  умножений [8]. Наконец, определение функции  $\Lambda(\tau_0)$  как единичного скалярного произведения, потребует выполнить всего лишь  $N$  произведений. Так как размерность массивов в произведениях составляет многие тысячи компонент, то, по сравнению с быстрым преобразованием Фурье в последнем случае сокращение объема операций составит порядок и более. Кроме того, большое количество операций по предлагаемой схеме (взвешивание массивов для подавления боковых выбросов функции  $\Lambda(\tau)$  по дальности, коррекции миграции элементов разрешения по кадру, преобразования больших массивов информации для исключения предполагаемых ошибок фазы и т.д.) в рассмотренной схеме просто отсутствует. Поэтому последовательное выполнение рассмотренной схемы синтеза может существенно повысить производительность реально разрабатываемых систем радиолокационного мониторинга. Представляется, что более подробное и глубокое рассмотрение предложенных схем экономного синтеза заслуживает всестороннего рассмотрения.

### **Заключение**

Показаны основные возможности экономного синтеза радиолокационных изображений в среде технологии РСА. Экономия достигается за счет обработки сигналов во временной области, а также процедуры корреляционного приема сигналов, выполняемой по модели приема сигнала, известного точно, и рассматриваемой в классической теории потенциальной помехоустойчивости.

### **Литература**

1. *Реутов А.П. и др.* Радиолокационные станции бокового обзора. М.: Советское радио, 1970. 360 с.
2. *Кондратенков Г.С. Фролов А. Ю.* Радиовидение – радиолокационные системы зондирования Земли М.: Радиотехника, 2005. С.368.
3. *Верба В. С., и др.* Радиолокационные системы землеобзора космического базирования, Радиотехника, Москва, 2010, С. 676.
4. *Кокорин В.И., Польш В.Г.* Технология радиолокации с синтезом апертуры. - методическое пособие, Красноярск, СФУ, 2007, С.203.
5. *Евграфов А. Е., Польш В. Г.* Геометрия космического радиолокационного зондирования Земли по технологии синтезированной апертуры и координатная привязка полученных изображений, Вестник ФГУП НПО и. С. А. Лавочкина, 2015, №2 С.19-25.
6. *Евграфов А. Е., Польш В.Г.,* О потенциальных характеристиках радиолокационного обзора в технологии РСА, VII Всероссийские Армандовские чтения, 2017, Муром.
7. *Котельников В.А.,* Теория потенциальной помехоустойчивости, Госэнергоиздат, 1957, Москва, с.???
8. *Гоноровский И. С.* Радиотехнические цепи и сигналы, Москва, Радио и связь, 1986, с. 512.
9. *Казаринов Ю.М.* Радиотехнические системы, Москва, высшая школа 1990, С.496.