

УДК 621.396.96

## **Метод двухтактной спектральной обработки**

### **дополнительных сигналов**

**Вдовин Д.В.**

*Раменское приборостроительное конструкторское бюро, ул. Гурьева, 2,*

*Раменское, Московская область, 140108, Россия*

*e-mail: [DmitryVdovin83@gmail.com](mailto:DmitryVdovin83@gmail.com)*

### **Аннотация**

Развитие современных радиолокационных систем в области авиации и космонавтики неразрывно связано с применением сложно-модулированных зондирующих сигналов. Целью данной работы является разработка способа обработки сложно-модулированных сигналов, чередующихся во времени, исключающего влияние доплеровского эффекта на уровень боковых лепестков результата обработки. Актуальность работы обоснована практической необходимостью обеспечения высокого разрешения сложно-модулированных сигналов, что влияет на получение радиолокационного изображения высокого качества. Опыт, полученный в работе, может быть применен как в существующих радиолокационных системах, так и в новых разработках.

**Ключевые слова:** радиолокационная система, разрешающая способность, дополнительные сигналы, уровень боковых лепестков.

### **Введение**

Развитие современных радиолокационных систем в области авиации и космонавтики неразрывно связано с применением сложно-модулированных зондирующих сигналов. Применение сложных сигналов способствует повышению энергетического потенциала, помехоустойчивости, скрытности и электромагнитной совместимости радиолокационных систем, а также позволяет достичь высоких

показателей разрешающей способности по информативным параметрам полезных сигналов [1].

Среди многообразия сложных сигналов нашли широкое применение фазокодированные (ФКМ) сигналы (рис. 1) с согласованной обработкой, обеспечивающей их сжатие.

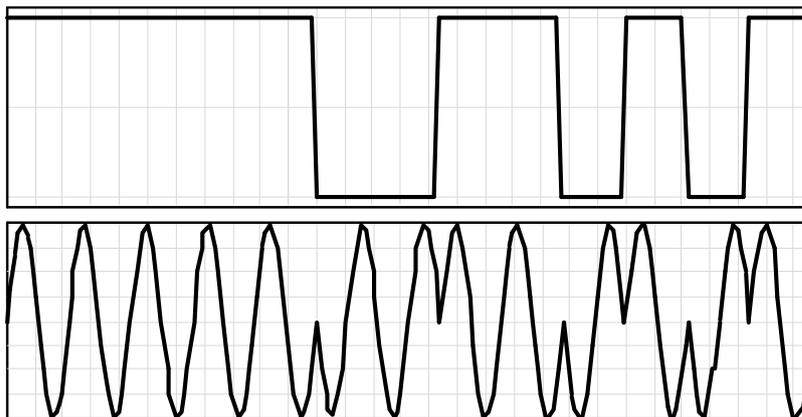


Рис. 1 – Фазовый код и ФКМ сигнал

Сжатый сигнал с точностью до постоянного множителя повторяет задержанную во времени копию автокорреляционной функции (АКФ) сигнала и содержит в своем составе основной пик и боковые лепестки (рис. 2). Основной пик является полезным сигналом, а боковые лепестки – помехи, которые маскируют основные пики сжатых сигналов с меньшей энергией, а также могут быть приняты за ложные цели. Величина, характеризующая боковые лепестки сжатого сигнала, есть уровень боковых лепестков (УБЛ) и определяется отношением модулей максимального бокового лепестка и основного пика. Задача уменьшения УБЛ сжатых сигналов является актуальной.

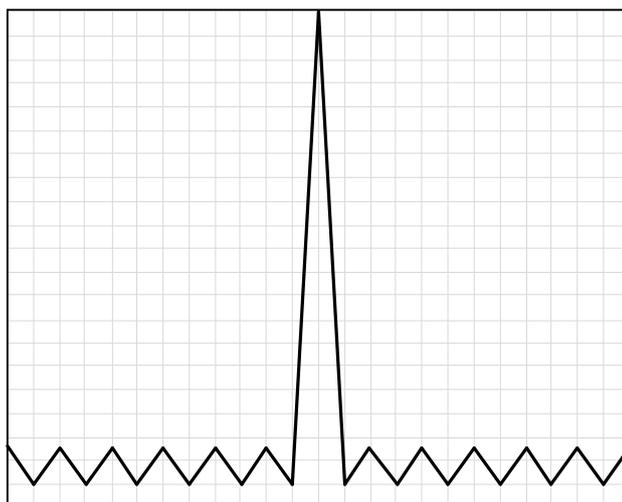


Рис. 2 – АКФ сжатого ФКМ сигнала, промодулированного в соответствии с КБ13

Для одиночного сложного кодированного сигнала невозможно получить боковые лепестки равные нулю, что позволило бы улучшить разрешение сигналов во временной области [2]. Например, для широко используемых ФКМ сигналов, кодированных кодом Баркера 13, УБЛ АКФ составляет всего -22,3 дБ.

Применение двух и более ФКМ сигналов позволяет при их совместной обработке достичь нулевых боковых лепестков при основном пике не равном нулю. К таким сигналам относятся дополнительные сигналы, модулированные в соответствии с дополнительными последовательностями, для которых основные пики АКФ равны, а боковые лепестки равны по модулю, но имеют противоположные знаки. При суммировании пары сжатых дополнительных сигналов боковые лепестки взаимно подавляются, а основной пик удваивается (рис. 3).

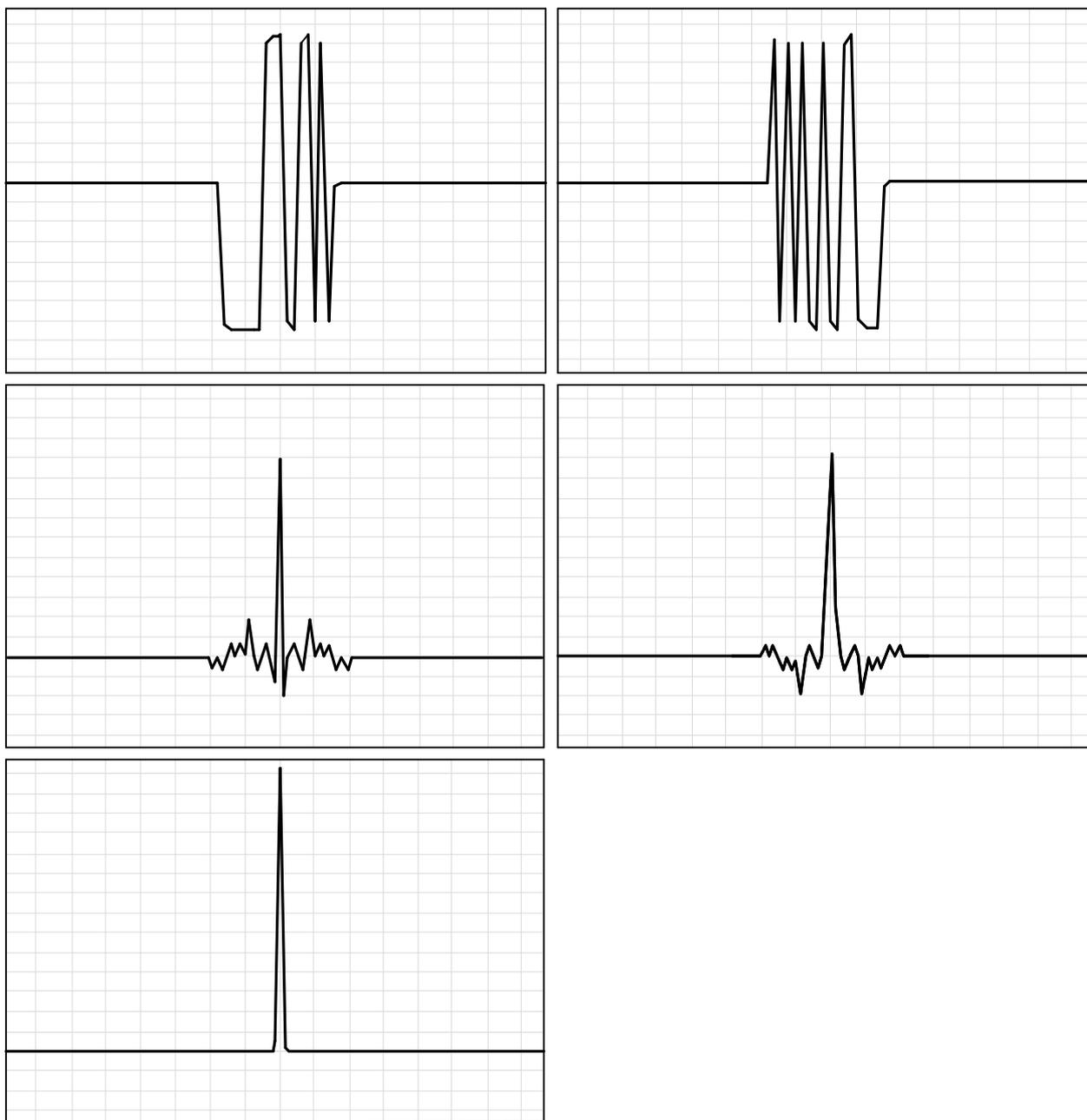


Рис. 3 – Пара ФКМ сигналов, промодулированных в соответствии с дополнительным кодом, их АКФ и сумма

Поскольку рассматривается согласованная обработка сложных сигналов, то для сжатия каждого дополнительного сигнала необходимо использовать свой согласованный фильтр. Следовательно, передача нескольких дополнительных сигналов может быть реализована с разделением. Разделение может быть параллельное, например, на разных частотах, или последовательное во времени.

Более простым в технической реализации является последовательное разделение, в частности, использование дополнительных сигналов, чередующихся по времени от периода к периоду повторения. Несмотря на это, дополнительные сигналы, чередующиеся во времени, не находят широкого применения, что связано с зависимостью УБЛ результата обработки от доплеровского эффекта (рис. 4). Таким образом, задача разработки алгоритма обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, исключающего зависимость УБЛ результата обработки от доплеровского эффекта, является актуальной.

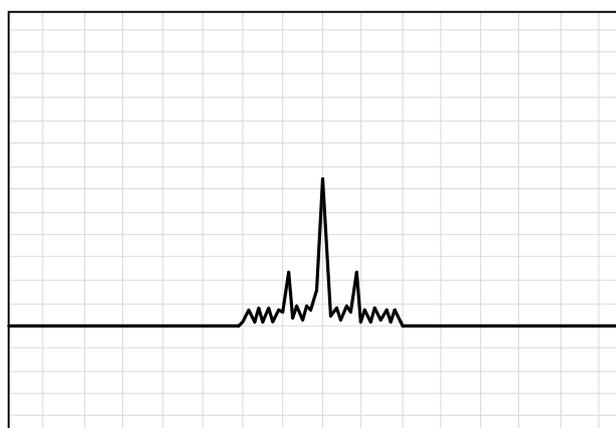


Рис. 4 – Сумма АКФ двух дополнительных сигналов при наличии доплеровского смещения частоты

Целью данной работы является разработка алгоритма обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, исключающего влияние доплеровского эффекта на УБЛ результата обработки. Актуальность работы обоснована, во-первых, незавершенностью существующих теоретических исследований, касающихся способов обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, и, во-вторых, практической необходимостью

обеспечения высокого разрешения ФКМ сигналов, что важно в радиолокационных системах, применяемых в авиационной и аэрокосмической сферах.

Научный результат данной работы состоит в разработке метода обработки дополнительных сигналов, исключая влияние доплеровского эффекта на уровень боковых лепестков результата обработки.

### **Анализ влияния доплеровского эффекта на результат согласованной обработки дополнительных сигналов**

Обработка дополнительных сигналов, чередующихся во времени и излученных через период повторения  $T_{\Pi}$ , состоит из независимой согласованной обработки двух сигналов и суммирования результата сжатия второго сигнала с задержанным на период повторения результатом сжатия первого [3]. В качестве примера возьмем алгоритм суммарной обработки.

Дискретный сигнал, модулированный по фазе, может быть выражен зависимостью:

$$S(t) = \text{Re}[S_w(t)\exp(j2\pi f_0 t)], \quad (1)$$

где  $S_w(t)$  – комплексная огибающая сигнала;  $f_0$  – несущая частота,  $t$  – время.

Примем, что комплексная огибающая сигнала  $S_w(t)$  длительностью  $T_c$  определяется модулирующей последовательностью  $W=\{w_i\}$ ,  $I = 0, \dots, N-1$ , значения символов которой  $w_i \in \{-1, 1\}$ , задают закон фазовой манипуляции элементов радиоимпульсов:

$$S_w(t) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i u_0(t - i\Delta), \quad (2)$$

где  $\Delta$  – фиксированный интервал времени, равный длительности элементарного радиоимпульса;  $i$  – порядковый номер символа,  $N=T_c/\Delta$  – длина модулирующей

последовательности  $W$ ,  $u_0(t - i\Delta) = \begin{cases} 1, & i\Delta \leq t \leq (i + 1)\Delta; \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$  – элементарный импульс с прямоугольной огибающей.

Устройство обработки должно обеспечивать выполнение операции корреляции принимаемого сигнала, описываемого выражением (2), комплексно-сопряженным опорным сигналом:

$$S_{\text{оп}}^*(t) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i^* u_0(t - i\Delta). \quad (3)$$

Отклик корреляционного устройства имеет вид:

$$R(\tau) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_w(m) B_{u_0}(\tau - m\Delta), \quad (4)$$

где  $B_{u_0}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_0(t) \cdot u_0^*(t - \tau) dt$  – АКФ элементарного импульса,  $R_w(m)$  – АКФ кодирующей последовательности  $W$ , характеризующая сходство последней с копией, сдвинутой на  $m$  позиций:

$$R_w(m) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i w_{i-m}^*. \quad (5)$$

Сравнение выражения (4) с (2) позволяет увидеть, что АКФ сигнала может рассматриваться, как собственно сигнал с амплитудно-фазовой модуляцией. В качестве элементарного импульса последнего выступает АКФ  $B_{u_0}(\tau)$  исходного элементарного импульса, тогда как кодовой последовательностью служит АКФ (5) кодовой последовательности  $W$  исходного сигнала. Следовательно, при заданном элементарном символе АКФ сигнала, модулированного по фазе, будет определяться АКФ кодовой последовательности  $R_w(m)$ .

Для дополнительных сигналов, чередующихся во времени, последовательности  $W$  будут изменяться через период  $T_n$  ( $T_n \gg T_c$ ), поэтому введем

условное обозначение для модулирующих последовательностей двух дополнительных сигналов:  $W^+ = \{w_i^+\}$  и  $W^- = \{w_i^-\}$ ,  $i = 0, \dots, N-1$ .

Если в первом периоде  $T_n$  используется сигнал с законом модуляции  $W^+$ , то результат согласованной обработки  $R_1(\tau)$  в первом периоде повторения можно записать, как:

$$R_1(\tau) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R^+(m) B_{u0}(\tau - m\Delta), \quad (6)$$

где  $\tau$  – время,  $R^+(m)$  – АКФ кодирующей последовательности  $W^+$ .

Во втором периоде повторения используется  $W^-$  в качестве модулирующей последовательности, тогда результат согласованной обработки  $R_2(\tau)$  можно записать, как:

$$R_2(\tau) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R^-(m) B_{u0}(\tau - m\Delta), \quad (7)$$

где  $\tau$  – время,  $R^-(m)$  – АКФ кодирующей последовательности  $W^-$ .

Отметим, что рассматриваемые сигналы являются дополнительными, а, следовательно,  $|R^+(m)| = |R^-(m)| = R(m)$  для всех  $m$ , где  $R(m)$  – амплитуда отсчетов АКФ модулирующих последовательностей.

Сумма результатов независимой согласованной обработки (6) и (7)  $R_\Sigma(\tau)$ , имеет вид:

$$R_\Sigma(\tau) = R_1(\tau) + R_2(\tau) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} (R^+(m) + R^-(m)) B_{u0}(\tau - m\Delta). \quad (8)$$

Поскольку для пары дополнительных последовательностей основные пики АКФ равны  $N$ , а боковые лепестки равны по амплитуде, но имеют противоположные знаки, то

$$R^+(m) + R^-(m) = \begin{cases} 2N, & \text{при } m = 0 \\ 0, & \text{при } m \neq 0 \end{cases}$$

и выражение (8) можно переписать

$$R_{\Sigma}(\tau) = 2NB_{u0}(\tau). \quad (9)$$

Таким образом, использование двух дополнительных сигналов, чередующихся во времени позволяет взаимно подавить боковые лепестки двух суммируемых сжатых дополнительных сигналов, а основной пик увеличить в два раза.

Операции сжатия ФКМ сигналов в широком классе задач реализуются в цифровом виде. Принятые сигналы преобразуются в последовательности цифровых отсчетов. Все отсчеты принятых и оцифрованных сигналов с точностью до постоянного множителя повторяют соответствующие отсчеты АКФ кодирующих последовательностей. Тогда от непрерывных сигналов можно перейти к их дискретному представлению:

$$\begin{aligned} R_1(m) &= R^+(m); \\ R_2(m) &= R^-(m); \end{aligned} \quad (10)$$

$$R_{\Sigma}(m) = R_1(m) + R_2(m) = R^+(m) + R^-(m).$$

В выражениях (10) дискретные значения принятых сигналов и результат их суммирования определены для  $-N < m < N$ . При этом при  $m \neq 0$  отсчеты дискретных сигналов являются боковыми лепестками, при  $m = 0$  основным пиком.

Влияние доплеровского эффекта заключается в том, что наличие радиальной составляющей скорости между приемной и передающей стороной, приводит к сдвигу спектра принимаемого сигнала по частоте на величину  $f_d$ . При этом, если  $f_d \ll \frac{1}{T_c}$ , то сигналы, принятые в соседних периодах повторения, будут иметь фазовый

сдвиг друг относительно друга равный  $\Delta\varphi = 2\pi f_d T_n$  и выражение (1) будет преобразовано:

$$S(t) = S_w(t)e^{j(n-1)\Delta\varphi} = \left(\sum_{i=0}^{N-1} w_i u_0(t - i\Delta)\right)e^{j(n-1)\Delta\varphi}, \quad (11)$$

где  $n$  – номер текущего периода излучения.

Подставляя (11) и (3) в (4) получим результат сжатия в  $n$ -м периоде повторения:

$$R_n(\tau) = \left(\sum_{m=-N+1}^{N-1} R_w(m)B_{u0}(\tau - m\Delta)\right)e^{j(n-1)\Delta\varphi}. \quad (12)$$

Тогда при использовании дополнительных сигналов в первом периоде излучения  $n = 1$ , результат сжатия будет иметь вид:

$$R_1(\tau) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_w^+(m)B_{u0}(\tau - m\Delta), \quad (13)$$

а во втором периоде излучения  $n = 2$ :

$$R_2(\tau) = \left(\sum_{m=-N+1}^{N-1} R_w^-(m)B_{u0}(\tau - m\Delta)\right)e^{j\Delta\varphi}. \quad (14)$$

Сумма результатов согласованной обработки двух сигналов  $R_\Sigma(\tau, \Delta\varphi)$  может быть записана в виде:

$$R_\Sigma(\tau) = R_1(\tau) + R_2(\tau) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} (R_w^+(m) + R_w^-(m)e^{j\Delta\varphi})B_{u0}(\tau - m\Delta). \quad (15)$$

Используя дискретное представление сигналов, выражения (13) – (15) для

$-N < m < N$  могут быть записаны в виде:

$$R_1(m) = R^+(m);$$

$$R_2(m) = R^-(m)e^{j\Delta\varphi}; \quad (16)$$

$$R_\Sigma(m) = R_1(m) + R_2(m) = R^+(m) + R^-(m)e^{j\Delta\varphi}. \quad (17)$$

Из выражений (15) и (17) видно, что фазовый сдвиг, вызванный влиянием доплеровского эффекта, влияет на сумму результатов сжатия двух дополнительных

сигналов. Он приводит к рассогласованию суммы двух сжатых сигналов, вследствие чего боковые лепестки взаимно не подавлены полностью. Также из данных выражений следует, что результат суммарной обработки пары дополнительных сигналов определяется АКФ кодирующих последовательностей  $R^+(m)$  и  $R^-(m)$ .

Взяв выражение (17) по модулю, получим зависимость модулей суммы двух сжатых дополнительных сигналов, чередующихся во времени от разности фаз между ними:

$$|R_{\Sigma}(m, \Delta\varphi)| = |R^+(m) + R^-(m)e^{i\Delta\varphi}|. \quad (18)$$

Для иллюстрации на рисунке 5 представлено изображение полученной зависимости для дополнительных последовательностей длиной 16. Можно заметить, что модуль основной пик ( $m = 0$ ) падает, а боковые лепестки ( $m \neq 0$ ) возрастают при увеличении  $|\Delta\varphi| < \pi$ . Для получения зависимости модуля основного пика и боковых лепестков от разности фаз  $\Delta\varphi$  раскроем выражение (18).

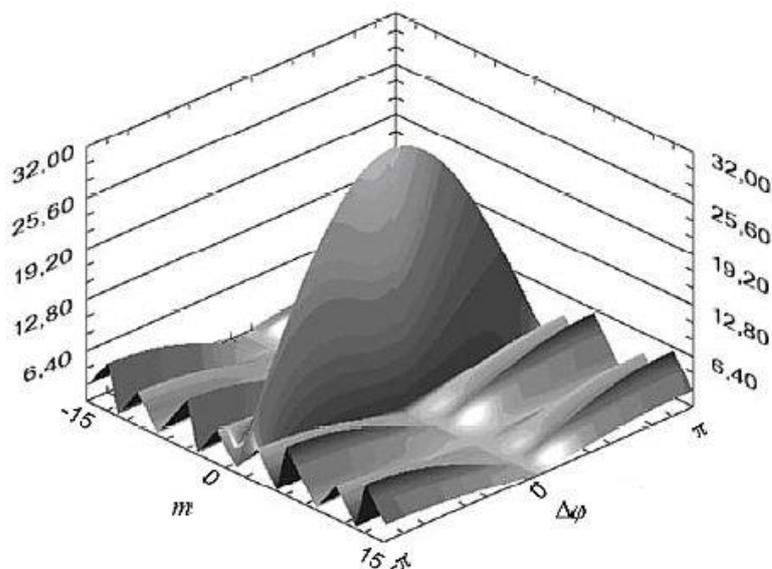


Рис. 5 – Зависимость модулей суммы двух сжатых дополнительных сигналов, разделенных во времени, от разности фаз между ними

Поскольку для пары дополнительных сигналов основные пики АКФ равны, а боковые лепестки равны по модулю, но имеют противоположные знаки, то выражение модуля основного пика ( $m = 0$ ), используя (17), примет вид:

$$|R_{\Sigma}(0)| = 2R(0) \left| \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right|, \quad (19)$$

а для всех боковых лепестков ( $m \neq 0$ ), выражение (17) может быть переписано, как:

$$|R_{\Sigma}(m)| = 2R(m) \left| \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right|. \quad (20)$$

Анализируя два последних выражения можно сказать, что модули всех боковых лепестков и основного пика суммарного сигнала строго пропорциональны модулям соответствующих отсчетов АКФ используемых дополнительных последовательностей.

Модуль основного пика суммарного сигнала уменьшается при увеличении  $\Delta\varphi$  по закону косинуса. При  $\Delta\varphi = \pi$  основной пик будет равен нулю. Физически это соответствует тому, что основной пик сигнала, принятого во втором периоде излучения, находится в противофазе с основным пиком сигнала, принятого в первом периоде, и при суммировании они взаимно компенсируются.

Модули всех боковых лепестков суммарного сигнала, напротив, с ростом  $\Delta\varphi$  увеличиваются по закону синуса. При  $\Delta\varphi = \pi$  модули боковых лепестков суммарного сигнала равны удвоенным модулям боковых лепестков используемых сигналов. Это объясняется тем, что за счет разности фаз между сигналами, принятыми в двух соседних периодах повторения, отсчеты, соответствующие боковым лепесткам, оказываются синфазными.

Суммарный уровень боковых лепестков  $D_{\Sigma}$  пары дополнительных сигналов определяется как отношение модулей максимального бокового лепестка и основного пика результата суммирования сжатых дополнительных сигналов.

Используя (19) и (20) выразим зависимость  $D_{\Sigma}(\Delta\varphi)$ :

$$D_{\Sigma}(\Delta\varphi) = \frac{\max[R(m \neq 0)]}{R(0)} \left| \operatorname{tg} \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right| = D_{\text{исх}} \left| \operatorname{tg} \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right|. \quad (21)$$

Отношение модулей максимального бокового лепестка и основного пика АКФ самих сигналов есть уровень боковых лепестков АКФ используемых сигналов  $D_{\text{исх}}$ .

Таким образом, мы установили зависимость суммарного УБЛ пары сжатых дополнительных сигналов, чередующихся во времени, от влияния доплеровского эффекта.

### **Метод двухтактной спектральной обработки дополнительных сигналов**

Поскольку существующие способы согласованной обработки дополнительных сигналов не позволяют полностью исключить влияние доплеровского эффекта на результат обработки, возникает необходимость в разработке такого способа.

Технический результат данной работы направлен на повышение разрешающей способности радиолокационных систем и достигается тем, что в предлагаемом способе прием и обработка пары дополнительных сигналов производится за два тактовых интервала (ТИ).

В одном из ТИ, в каждом периоде излучения  $T_{\text{изл}}$  излучается один и тот же дополнительный сигнал из пары. В другом ТИ используется пара дополнительных сигналов, которые излучаются, чередуясь от периода к периоду излучения  $T_{\text{изл}}$ . В обоих ТИ количество излучений  $N$  равно  $2^k$ , где  $k$  – целое положительное число.

При приеме отраженных сигналов производят их сжатие отдельно для каждого периода излучения. Результаты сжатия каждого периода излучения сохраняются в памяти до окончания текущего ТИ. После чего для каждого элемента дальности, выполняют  $N$  точечное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) по значениям сжатых сигналов, полученным в текущем ТИ. Так в обоих ТИ для каждого элемента дальности строится дискретный спектр. После чего сравнивают составляющие спектров, полученных в двух тактах зондирования. При этом спектральные отсчеты, относящиеся к основным пикам, в обоих спектрах будут иметь одинаковые номера, а составляющие спектров, относящиеся к боковым лепесткам, будут сдвинуты друг относительно друга на  $N/2$ , что соответствует сдвигу на частоту  $0,5/T_{изл}Гц$ .

Составляющие спектров, относящиеся к основным пикам сжатых сигналов, определяют по их взаимному положению.

В результате сравнения двух спектров выделяют составляющие, относящиеся к основным пикам, и используют их в дальнейшей обработке.

Сущность метода двухтактной спектральной обработки состоит в том, что зондирование дополнительными сигналами производится в двух ТИ: в одном из ТИ, в каждом периоде излучения используется один сигнал из пары дополнительных, в другом ТИ используется пара дополнительных сигналов, которые излучаются, чередуясь от периода к периоду излучения. При приеме производится сжатие принятых сигналов. Для каждого элемента дальности в первом и втором ТИ вычисляются дискретные спектры, в которых полезные спектральные отсчеты, относящиеся к основным пикам, определяют по их взаимному расположению.

Промышленная применимость данного метода возможна, исходя из того, что все используемые операции практически реализуемы в цифровой технике, а также программным способом в вычислительной технике.

Устройство, реализующее заявленный метод (рис. 6) состоит из управляемого оптимального фильтра (УОФ), первого оперативного запоминающего устройства (ОЗУ), блока  $N$ -точечных ДПФ, второго ОЗУ, устройства сравнения (УС).

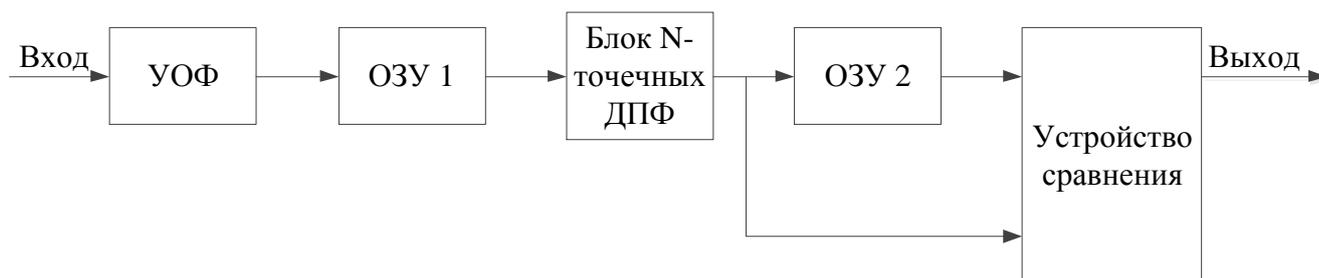


Рис. 6 – Устройство для реализации метода двухтактной спектральной обработки дополнительных сигналов

Входом схемы является вход УОФ. Выход УОФ соединен со входом первого ОЗУ. Выход первого ОЗУ соединен со входом блока  $N$ -точечных ДПФ, выход которого соединен со входом второго ОЗУ и со вторым входом УС. Выход второго ОЗУ соединен с первым входом УС. Выходом схемы является выход УС.

УОФ есть обычный оптимальный фильтр, настроенный на сигнал, используемый в текущем периоде излучения. Поскольку во время работы схемы зондирующий сигнал изменяется, это приводит к необходимости изменять характеристики оптимального фильтра вслед за изменением сигнала. Именно этот факт отражает определение оптимального фильтра, как управляемого.

Работает устройство следующим образом.

В первом ТИ УОФ настроен на один из пары дополнительных сигналов, который используется в  $N$  периодах излучения. В каждый период излучения УОФ производит сжатие принятых сигналов.

Результаты сжатия построчно сохраняются в первое ОЗУ. Сжатые отсчеты, полученные в  $n$ -ом периоде излучения ( $n = 1, 2, 3, \dots, N$ ) сохраняются в  $n$ -ой строке первого ОЗУ. При этом в каждом столбце первого ОЗУ будут находиться  $N$  сжатых отсчетов, относящиеся к фиксированному элементу дальности. После заполнения первого ОЗУ,  $N$  сжатых отсчетов из каждого столбца передаются в блок  $N$ -точечных ДПФ, где вычисляется спектр для элемента дальности соответствующего текущего номера столбца первого ОЗУ 2.

Отсчеты дискретных спектров, полученные для каждого элемента дальности в первом тактовом интервале, сохраняются во второе ОЗУ и подаются на второй вход УС.

Во втором ТИ УОФ изменяет свои характеристики, от периода к периоду излучения, в соответствии с парой используемых дополнительных сигналов. В каждый период излучения УОФ производит сжатие принятых сигналов.

Результаты сжатия построчно сохраняются в первое ОЗУ. Сжатые отсчеты, полученные в  $n$ -ом периоде излучения ( $n = 1, 2, 3, \dots, N$ ) сохраняются в  $n$ -ой строке первого ОЗУ. При этом в каждом столбце первого ОЗУ будут находиться  $N$  сжатых отсчетов, относящиеся к фиксированному элементу дальности. После заполнения первого ОЗУ,  $N$  сжатых отсчетов из каждого столбца передаются в блок  $N$ -точечного ДПФ, где вычисляется спектр для элемента дальности соответствующего текущего номера столбца первого ОЗУ.

Отсчеты дискретных спектров, полученные для каждого элемента дальности во втором ТИ, поочередно передаются на второй вход УС и на вход второго ОЗУ, замещая сохраненные в нем отсчеты, относящиеся к текущему элементу дальности. При этом на первый вход УС подаются отсчеты дискретных спектров, сохраненные во втором ОЗУ и относящиеся к текущему элементу дальности, полученные в предыдущем ТИ. УС осуществляет сравнение спектральных отсчетов, полученных в двух ТИ, относящихся к каждому элементу дальности. Например, УС определяет наличие равенства амплитуд соответствующих отсчетов из двух спектров. В случае равенства УС отмечает равные отсчеты из двух спектров, как составляющие основного пика, в противном случае – бокового лепестка, что позволяет нивелировать их наличие. Результатом работы УС являются дискретные спектры, синтезированные из составляющих, относящихся только к основным пикам.

Для получения результата работы схемы необходимо осуществить зондирование в течении как минимум двух ТИ.

В следующем ТИ работа схемы повторяется, как и в первом ТИ. За исключением того, что на первый вход УС подаются спектральные отсчеты, сохраненные в предыдущем ТИ.

На рисунке 7 приведены временные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы в двух ТИ. На диаграммах 1 и 4 изображены сигналы, излучаемые радиолокационной станцией с периодом излучения  $T_{изл}$ . На диаграммах 2 и 5 изображены отраженные сигналы, задержанные на величину  $\tau$ , на входе УОФ. На диаграммах 3 и 6 изображены сжатые сигналы на выходе УОФ.

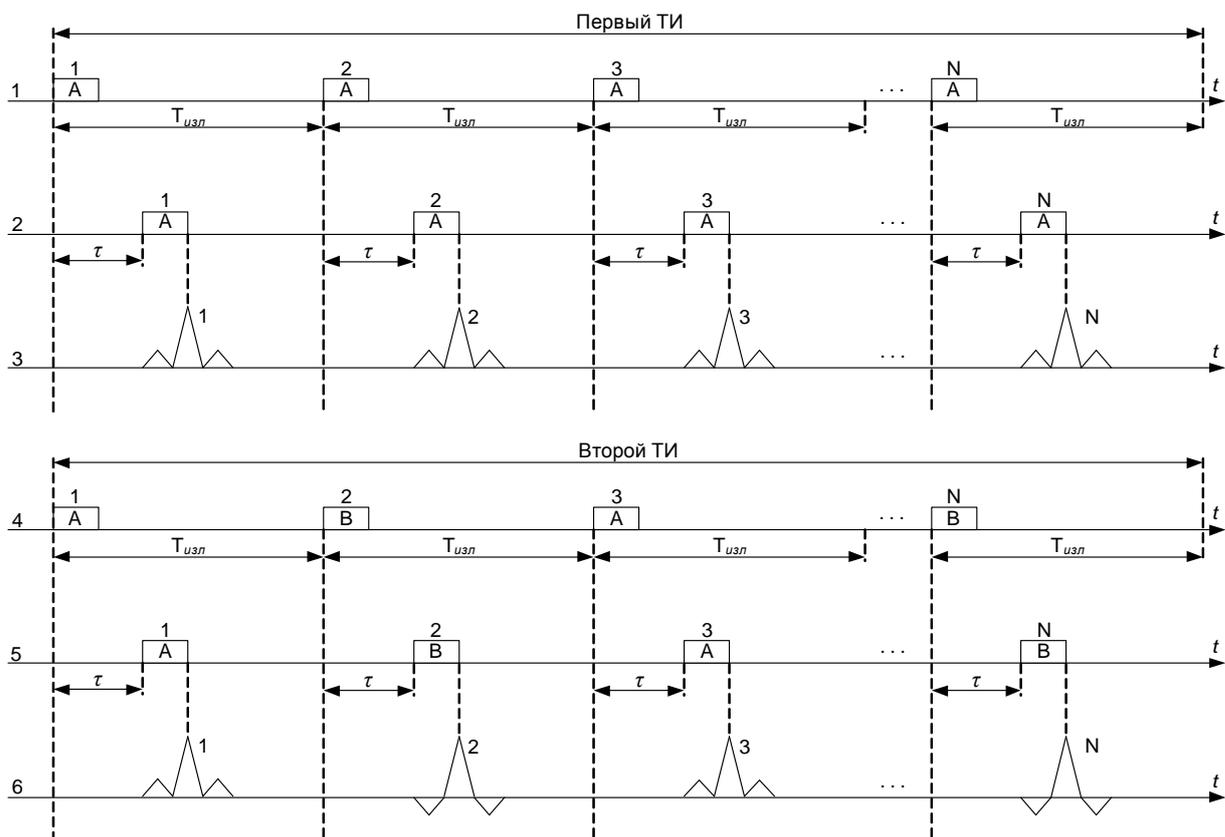


Рис. 7 – Временны диаграммы работы устройства

На рисунке 8 изображены диаграммы дискретных амплитудных спектров, поясняющие принцип работы УС 5 при обработке основного пика (нечетные диаграммы) и бокового лепестка (четные диаграммы). На диаграммах 1 и 2, 3 и 4 показано взаимное расположение спектральных отсчетов, относящихся к основному пику и боковому лепестку в двух ТИ. На диаграммах 5 и 6 показаны результаты сравнения, для основного пика и бокового лепестка.

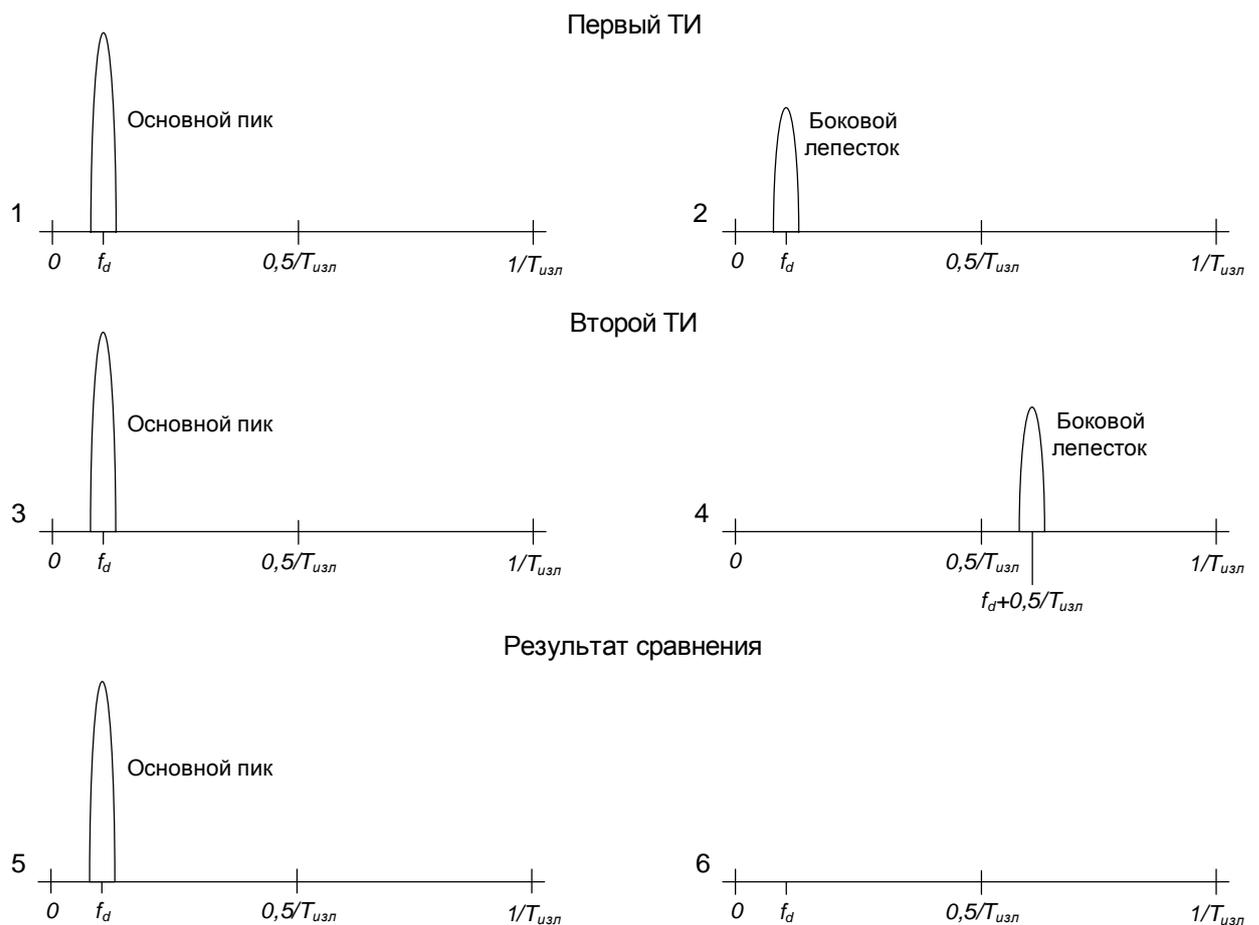


Рис. 8 – Диаграммы дискретных спектров на входах и выходе устройства сравнения

## Заключение

Возможность наращивания таких характеристик радиолокационных систем, как разрешающая способность, диапазон анализируемых скоростей и дальность обнаружения целей при использовании дополнительных зондирующих сигналов и предложенного метода обработки есть эффективный способ, который в настоящее время является актуальным.

Использование данного метода удовлетворяет концептуальным особенностям технологии проектирования современных радиолокационных систем в области авиации и космонавтики, таких как:

1) Концепция унификации и стандартизации, обеспечивающая снижение затрат и сокращение сроков как разработки, так и последующих этапов модернизации радиолокационных систем. Эта концепция позволяет использовать при создании элементов радиолокационной системы доступные коммерческие разработки, адаптируя их к специализированному применению. Данный метод удовлетворяет этой концепции в силу того, что может быть применен не только в новых разработках, но и в существующих радиолокационных системах, так как все используемые операции практически реализуемы в цифровой технике, а также программным способом в вычислительной технике.

2) Концепция аппаратной интеграции, которая обеспечит глубокую функциональную интеграцию и независимость программ от используемых аппаратных средств. Метод двухтактной спектральной обработки обеспечит улучшение характеристик радиолокационных систем, не завися при этом от способа технической или программной реализации.

Реализуя вышеперечисленные концепции, новые разработки, а также существующие радиолокационные системы могут достигнуть высоких технико-эксплуатационных характеристик за счет использования дополнительных зондирующих сигналов и их двухтактной спектральной обработки.

### **Библиографический список**

1. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: Справочник. – М.: Маквис, 1998. – 828 с.

2. Справочник по радиолокации / Под ред. Трофимова К.Н. – М.: Советское радио, 1976. Т. 1. – 456 с.

3. Кривченков Д.Н. Алгоритмы формирования и обработки дополнительных сигналов устойчивые к доплеровскому смещению частоты: Дисс. ...канд. Техн. наук. Рязань, РГРТУ, 2014.