

## Особенности обработки частотно-манипулированных сигналов в РСА

В.Ю. Савостьянов<sup>1</sup>, А.В.Ефимов<sup>1</sup>, С.Э. Зайцев<sup>2</sup>, А.М. Тарасенко<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ЗАО «АЭРОКОН», г. Жуковский, ул. Гагарина, 1, e-mail: v-savostyanov@yandex.ru

<sup>2</sup>АО «ВПК «НПО Машиностроения», г. Реутов, ул. Гагарина, 33, e-mail: zaisergei@mail.ru

<sup>3</sup>АО «Концерн «Вега», 121170, Москва, Кутузовский проспект, 34, e-mail: asianna@list.ru

*Рассмотрены вопросы, связанные с особенностями обработки частотно-манипулированных сигналов при межпериодном расширении спектра в РСА. Показано, что разрывы в сигнале во временной области приводят к появлению дополнительных боковых лепестков. Отмечено, что в общем случае решение задачи сводится к восстановлению сигнала при нерегулярной дискретизации с известными параметрами. Приведены результаты моделирования работы линейных интерполяторов по сигналам, близким к реальным.*

*The questions connected with features of processing of the frequency manipulated signals at interperiod expansion spectrum in the SAR. It is shown that gaps in a signal in a time domain leads to emergence of additional side petals. It is noted that generally the solution of a task comes down to restoration of a signal at irregular sampling with the known parameters. Results of modeling of operation of linear interpolators on the signals close to real are given.*

### Введение

Получение детальных радиолокационных изображений (РЛИ) в радиолокационных станциях (РЛС) с синтезированной апертурой антенны (РСА) является в настоящее время одной из актуальных задач для авиации. В особенности это относится к беспилотным летательным аппаратам (БЛА) и космическим системам, где необходимость достижения не только сверхвысокой разрешающей способности РЛИ при приемлемом качестве и оперативности получения информации, но также помехозащищённости РСА сочетается с чрезвычайно жёсткими требованиями к массе и габаритам.

Одним из путей решения данной проблемы является применение частотно-манипулированных сигналов (ЧМС) [1–3]. Их достоинством является, прежде всего, возможность достижения высокой разрешающей способности по дальности в обычной «узкополосной» РСА без существенных изменений аппаратуры. Как известно, для этого необходимо только обеспечить оперативную перестройку несущей в достаточно широком диапазоне частот и выполнить надлежащую обработку принятых сигналов. Такой способ получения высокого разрешения по дальности часто называют синтезом спектра сигнала или межпериодным расширением спектра. Кроме того, генерирование ЧМС с быстрым изменением несущей в сочетании с «узкополосным» приемником, центральная частота которого перестраивается от импульса к импульсу вместе с несущей, значительно увеличивает скрытность и защищенность радиолокатора от активных прицельных помех. Закон перестройки частоты при этом может быть любым и постоянно изменяться, что делает использование таких зондирующих сигналов весьма привлекательным в тактическом отношении.

Вместе с тем, практическое применение ЧМС в РСА накладывает ряд специфических требований к обработке подобных сигналов. Одной из причин этого является появление на выходе системы обработки дополнительных боковых лепестков, обусловленных наличием разрывов в сигнале во временной области.

*Цель данной работы* – поиск алгоритмов обработки ЧМС, позволяющих в РСА БЛА получать РЛИ приемлемого качества.

### Принимаемый сигнал

Как известно, в настоящее время в РСА применяют ЧМС вида «пачка пачек», в которых используются «прямоугольные» немодулированные или модулированные радиоимпульсы, при этом закон перестройки частоты в каждой пачке может изменяться, но результирующий спектр всегда должен быть сплошным [4, 5]. В соответствие с этим введём обозначения:  $k = 0 \dots K - 1$  – номер пачки,  $K$  – число пачек,  $f_m = f_0 + m\Delta_f$  – несущая частота в частотно-манипулированной последовательности,  $f_0$  – начальная частота,  $\Delta_f$  – шаг перестройки частоты,  $m = 0 \dots M - 1$  – номер несущей частоты,  $M$  – число несущих частот,  $p = 0 \dots M - 1$  – номер импульса в пачке ЧМС,  $m[k, p]$  – закон перестройки частоты.

Предположим, геометрия наблюдения в горизонтальной плоскости соответствует рисунку 1, и в точке Т находится одиночный точечный отражатель, попадающий в диаграмму направленности антенны (ДНА) РСА. Расстояние от РСА до точки Т в каждом периоде повторения будет  $R[k, p]$ . Тогда принятый комплексный сигнал  $S[k, p, t]$  после гетеродинирования, оцифровки и демодуляции можно записать следующим образом:

$$S[k, p, t] = A \exp \left( j2\pi \left( -m[k, p]\Delta_f \frac{2R[k, p]}{c} + \left( f_{d0}[m[k, p], t] + \left( i - \frac{I}{2} \right) \Delta_d \right) (M \cdot k + p) T_p \right) \right),$$

где  $t$  – номер отсчёта сигнала,

$A$  – комплексная амплитуда,

$c$  – скорость света,

$f_{d0}$  – доплеровская частота в центре ДНА,

$i = 0 \dots I - 1$  – номер доплеровского фильтра,  $I$  – количество доплеровских фильтров,

$\Delta_d$  – шаг между доплеровскими фильтрами,

$T_p$  – период повторения импульсов,

$j$  – мнимая единица.

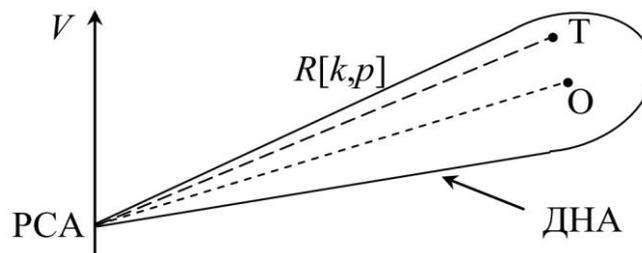


Рис. 1. Геометрия наблюдения

Пусть  $O$  – точка, находящаяся в центре ДНА и удалённая от РСА примерно так же, как и точка  $T$ . Как правило, именно для такой точки при обработке формируется опорная функция  $h[k, p, t]$  вида

$$h[k, p, t] = \exp \left( j2\pi \left( m[k, p]\Delta_f \frac{2\rho_0 t}{c} - f_{d0}[m[k, p], t] (M \cdot k + p) T_p \right) \right),$$

где  $\Delta_r = R[k, p] - \rho_0 t$  – расстояние от начала строка  $t$  до отражателя, а  $\rho_0$  – расстояние, соответствующее интервалу между отсчётами.

При умножении сигнала  $S[k, p, t]$  на опорную функцию  $h[k, p, t]$  получаем сигнал  $X[k, p, t]$ , который можно записать:

$$X[k, p, t] = S[k, p, t]h[k, p, t] = A \exp \left( j2\pi \left( -m[k, p]\Delta_f \frac{2\Delta_r}{c} + \left( i - \frac{I}{2} \right) \Delta_d (M \cdot k + p) T_p \right) \right),$$

Если для удобства обработки ЧМС установить  $\rho_0 = \frac{c}{2\Delta_f}$ ,  $K = I$  и для каждой пары индексов  $k, t$  переставить отсчёты сигнала  $X[k, p, t]$  по возрастанию несущей частоты, то выражение для сигнала  $x[k, m, t]$  в дискрете с номером  $t$  примет вид

$$x[k, m, t] = A \exp \left( j2\pi \left( -\frac{mn}{M} + \left( i - \frac{I}{2} \right) \frac{k}{I} + \left( i - \frac{I}{2} \right) \frac{p[k, m]}{IM} \right) \right),$$

где  $n = \frac{\Delta_r}{\rho}$ ,

$\rho = \frac{c}{2M\Delta_f} = \frac{\rho_0}{M}$  – результирующее разрешение по дальности,

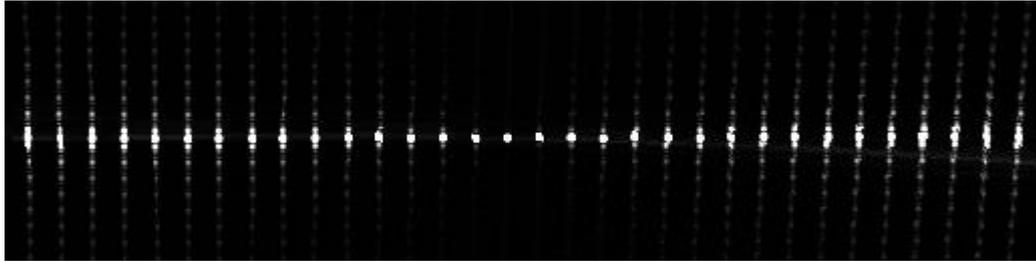
$\Delta_d = \frac{1}{IMT_p}$ , а  $p[k, m]$  – закон, обратный  $m[k, p]$ .

В представленных выражениях не принималась во внимание возможная миграция сигнала по каналам дальности, которая, безусловно, присутствует в реальном принимаемом сигнале РСА при высоком разрешении. Однако заметим, что это проявление и методы борьбы с ним не имеют отношения к излагаемой проблеме и поэтому в аналитическом рассмотрении не учитывались.

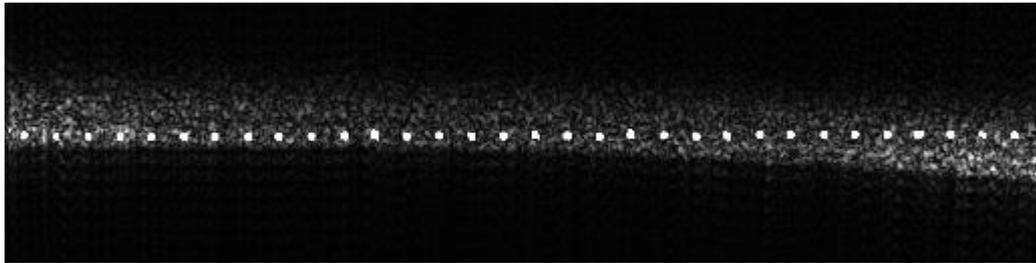
### Алгоритмы обработки сигнала

Из полученного выражения для сигнала  $x[k, m, t]$  видно, что первые два слагаемых фазы достаточно удобны для использования преобразований Фурье с перспективой дальнейшего применения быстрых алгоритмов (БПФ). При этом двумерная обработка сигнала (по переменным  $m$  и  $k$ ) позволяет получить высокое разрешение как по дальности, так и по азимуту. Это общеизвестный факт, достаточно подробно освещённый в технической литературе [1–5].

Но присутствует также третье слагаемое, описывающее скачки фазы, вызванные разрывами в сигнале во временной области. Причём этот компонент зависит не только от порядка следования несущих частот  $p[k, m]$ , но и от номера доплеровского фильтра  $i$ . Если не принимать никаких дополнительных мер по компенсации данных скачков фазы, то после двумерного сжатия сигнала  $x[k, m, t]$  будет наблюдаться увеличение уровня боковых лепестков по дальности по мере удаления от центра диаграммы направленности антенны. На рис.2 проиллюстрирован этот эффект на примере фрагментов тестовых РЛИ (по вертикали – дальность, по горизонтали – доплеровская частота, середина соответствует положению точки  $O$ ) для случаев, когда закон перестройки частоты в последовательностях ЧМС каждый раз повторяется (а) или изменяется (б).



а)



б)

**Рис. 2. Фрагмент тестового РЛИ, искажённого фазовыми скачками, при повторяющемся (а) и изменяющемся (б) законе перестройки частоты**

Наиболее понятной является ситуация, когда закон перестройки частоты одинаков во всех последовательностях ЧМС, т.е.  $p[k, m] = p[m]$ . «Пачка пачек» будет выглядеть так, как показано на рисунке 3(а), причём импульсы каждой частоты будут следовать с постоянным интервалом. Очевидно, что в этом случае для каждого дискрета дальности  $t$  можно сначала для каждой частоты выполнить БПФ по азимуту, потом скомпенсировать фазовые скачки, а затем завершить обработку обратным БПФ по дальности:

$$y[i, n, t] = \mathfrak{F}_m^{-1} \left\{ \mathfrak{F}_k \{ x[k, m, t] \} \cdot \exp \left( -j2\pi \left( i - \frac{I}{2} \right) \frac{p[m]}{IM} \right) \right\},$$

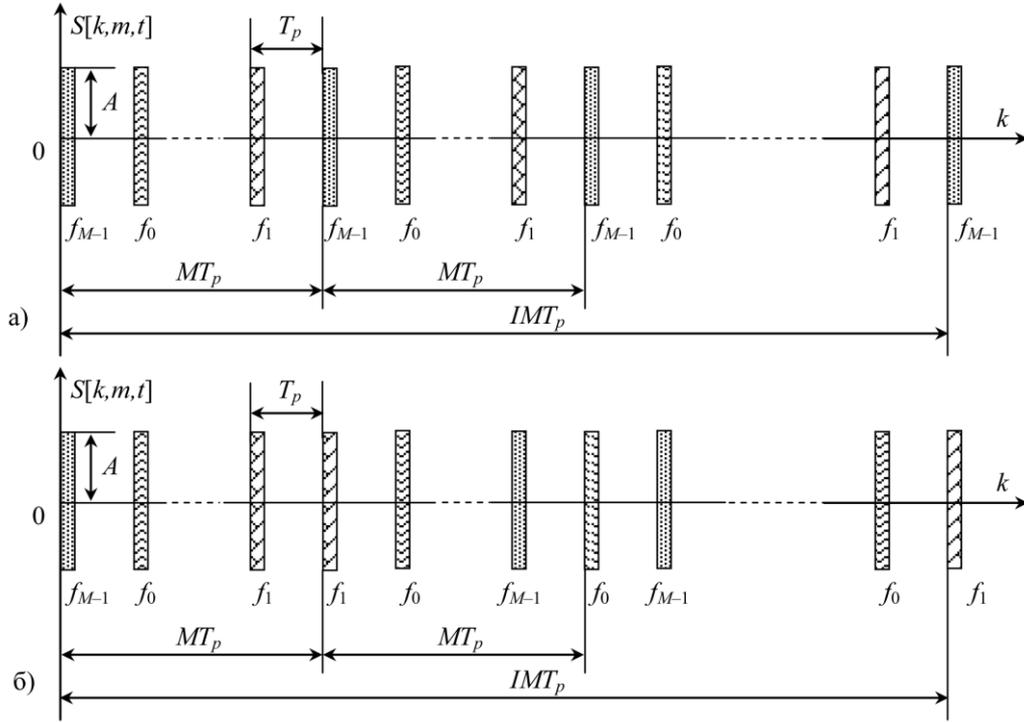
где  $y[i, n, t]$  – сигнал на выходе системы обработки,

$\mathfrak{F}_k \{ \bullet \}$  – прямой БПФ по переменной  $k$ ,

$\mathfrak{F}_m^{-1} \{ \bullet \}$  – обратный БПФ по переменной  $m$ .

Данный алгоритм достаточно прост и позволяет практически полностью подавить боковые лепестки, вызванные фазовыми скачками. Но он ориентирован только на одинаковый во всех последовательностях ЧМС закон перестройки частоты, что резко снижает помехозащищённость РСА.

Если в «пачке пачек» закон перестройки частоты  $p[k, m]$  изменяется в каждой последовательности ЧМС, то для любой выбранной несущей частоты интервал следования импульсов уже не будет с постоянным, как это видно из рис. 3(б).



**Рис. 3. Последовательности ЧМС с различными законами перестройки частоты: постоянным (а), изменяемым (б)**

Следовательно, сразу применять БПФ становится нецелесообразным, поскольку появятся дополнительные боковые лепестки достаточно высокого уровня. Логичнее представляется сначала преобразовать сигнал таким образом, чтобы потом можно было воспользоваться БПФ. Такая ситуация относится к задаче восстановления сигнала при нерегулярной дискретизации с известными параметрами и сводится, главным образом, к подбору наиболее подходящего способа интерполяции [6, 7].

Учитывая ограниченные возможности вычислителя РСА БЛА, далее рассмотрим два наиболее простых интерполятора для комплексных отсчётов – линейного по реальным и мнимым составляющим

$$\hat{x}[k, m, t] = \text{Re } \hat{x}[k, m, t] + j \text{Im } \hat{x}[k, m, t],$$

где

$$\text{Re } \hat{x}[k, m, t] = \frac{\text{Re } x[k-1, m, t] \cdot \left( p[k, m] - \frac{M}{2} \right) + \text{Re } x[k, m, t] \cdot \left( \frac{3M}{2} - p[k-1, m] \right)}{p[k, m] - p[k-1, m] + M},$$

$$\text{Im } \hat{x}[k, m, t] = \frac{\text{Im } x[k-1, m, t] \cdot \left( p[k, m] - \frac{M}{2} \right) + \text{Im } x[k, m, t] \cdot \left( \frac{3M}{2} - p[k-1, m] \right)}{p[k, m] - p[k-1, m] + M},$$

и линейного по амплитуде и фазе

$$\hat{x}[k, m, t] = |\hat{x}[k, m, t]| \cdot \exp\{j \arg(\hat{x}[k, m, t])\},$$

где

$$|\hat{x}[k, m, t]| = \frac{|x[k-1, m, t]| \cdot \left( p[k, m] - \frac{M}{2} \right) + |x[k, m, t]| \cdot \left( \frac{3M}{2} - p[k-1, m] \right)}{p[k, m] - p[k-1, m] + M},$$

$$\arg(\hat{x}[k, m, t]) = \frac{\arg(x[k-1, m, t]) \cdot \left(p[k, m] - \frac{M}{2}\right) + \arg(x[k, m, t]) \cdot \left(\frac{3M}{2} - p[k-1, m]\right)}{p[k, m] - p[k-1, m] + M},$$

$\hat{x}[k, m, t]$  – интерполированное значение  $x[k, m, t]$  для  $k$ -го отсчёта на момент времени  $\left(k + \frac{1}{2}\right)MT_p$ .

Сразу отметим, что первый интерполятор в плане вычислительной нагрузки значительно легче второго, поскольку здесь не требуется применять какие-либо трансцендентные функции ( $\sqrt{z}$ ,  $\text{atan2}(z)$ ,  $\cos(z)$ ,  $\sin(z)$ ). С другой стороны, можно ожидать, что второй интерполятор будет более точным, чем первый, поскольку составляющие сигнала  $x[k, m, t]$  – это гармонические функции.

### Результаты моделирования

Для оценки точности интерполяторов было проведено моделирование при  $M=8$  и  $I=1024$  для вариантов наличия одной цели и множества целей в ДНА. При этом учитывалось, что принимаемый сигнал на передачу и приём модулируется ДНА, положение максимума которой соответствует доплеровскому фильтру с номером  $I/2$ .

Результаты моделирования для варианта наличия одной цели в доплеровском фильтре с номером  $i$  показали следующее:

- в сигнале  $\hat{x}[k, m, t]$ , формируемом в интерполяторе линейном по реальным и мнимым составляющим, на краях ДНА  $\left|i - \frac{I}{2}\right| = \frac{I}{4}$  подавление дополнительных боковых лепестков практически отсутствует, но по мере приближения к центру ДНА подавление возрастает со скоростью примерно 6 дБ на каждое уменьшение величины  $\left|i - \frac{I}{2}\right|$  в два раза;

- в интерполяторе линейном по амплитуде и фазе осуществляется практически полное подавление дополнительных боковых лепестков независимо от номера фильтра  $i$ .

Моделирование для варианта наличия множества целей в ДНА показало следующий результат:

- в интерполяторе линейном по реальным и мнимым составляющим отмечается незначительное (около 2,5 дБ) подавление дополнительных боковых лепестков независимо от номера фильтра  $i$ ;

- в сигнале  $\hat{x}[k, m, t]$ , формируемом в интерполяторе линейном по амплитуде и фазе, подавление дополнительных боковых лепестков практически отсутствует.

В целом результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

- 1) при обработке реальных сигналов РСА, когда в каждом дискрете дальности присутствует отражение сразу от множества объектов, расположенных на разных азимутах в пределах ДНА, интерполяция линейная по реальным и мнимым составляющим не даёт существенного улучшения качества РЛИ, а интерполяция линейная по амплитуде и фазе вообще не приводит к подавлению дополнительных боковых лепестков,

- 2) для повышения качества РЛИ необходимо применять или другие способы интерполяции, или другие способы обработки таких сигналов.

### Выводы

Таким образом, результаты исследования показали:

1. Применение ЧМС в РСА приводит к появлению в принятом сигнале фазовых скачков, обусловленных наличием разрывов во временной области. Игнорирование этого факта приведёт к появлению на выходе системы обработки дополнительных боковых лепестков высокого уровня.

2. В случае повторяющегося закона перестройки частоты данная проблема решается достаточно просто, но в этом случае резко снижается помехозащищённость РСА.

3. Если закон перестройки частоты изменяется в каждой последовательности ЧМС, то такая ситуация сводится к восстановлению сигнала при нерегулярной дискретизации с известными параметрами и подбору наиболее подходящего способа интерполяции. При этом в условиях ограниченных возможностей вычислителя РСА БЛА структура интерполятора должна быть максимально простой.

4. Результаты моделирования двух линейных интерполяторов (по реальным и мнимым составляющим, а также по амплитуде и фазе) показали, что при работе с близким к реальным сигналами они почти неэффективны. Поиск более эффективных интерполяторов – это направление дальнейших исследований.

### Литература

1. Wehner D.R. High Resolution Radar. – Norwood: Artech House, 1995. – 594 p.
2. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1 / Под ред. Канащенкова А.И., Меркулова В.И. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки. Дешифрирование радиолокационных изображений / Л.А. Школьный, Е.Ф. Толстов, А.Н. Детков и др. Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 2008. – 530 с.
4. Анцев Г.В., Кондратенков Г.С., Сарычев В.А., Татарский Б.Г. Радиолокационная система высокоточной головки самонаведения управляемого оружия // Материалы 5 международной научно-технической конференции «Кибернетика и технология XXI века», 12-13 мая 2004 г. – Воронеж: НПФ «Саквояж», 2004. – С.218-234.
5. Савостьянов В.Ю. Исследование функции неопределенности частотно-манипулированного сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ // Вопросы радиоэлектроники. Серия РЛТ. – 2012. – Вып. 2. – С.66-83.
6. Горелов Г.В. Нерегулярная дискретизация сигналов. – М.: Радио и связь, 1982. – 257 с.
7. Аджемов С.С., Курахтенков Л.В., Романов Э.Ю. Интерполяция сигнала с нерегулярной дискретизацией // Т-Comm. Спецвыпуск «Цифровая обработка сигналов», апрель, 2009. – С.20-22.