

Особенности обработки частотно-манипулированных сигналов в РСА

В.Ю. Савостьянов¹, А.В.Ефимов¹, С.Э. Зайцев², А.М. Тарасенко³

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

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

³АО «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 соответствии 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, Δ_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,

Δ_d – шаг между доплеровскими фильтрами,

T_p – период повторения импульсов,

j – мнимая единица.

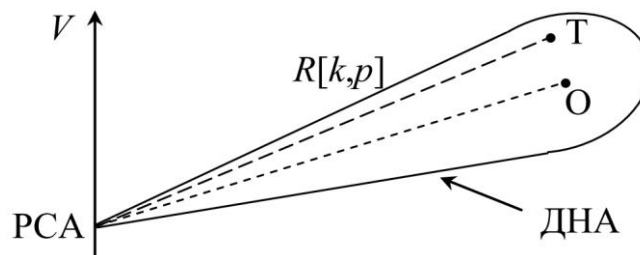


Рис. 1. Геометрия наблюдения

Пусть O – точка, находящаяся в центре ДНА и удалённая от РСА примерно так же, как и точка Т. 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 ρ_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,

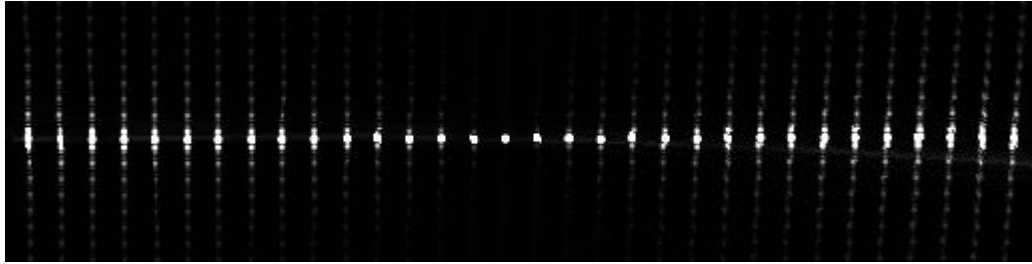
$\Delta_d = \frac{1}{IMT_p}$, а $p[k, m]$ – закон, обратный $m[k, p]$.

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.

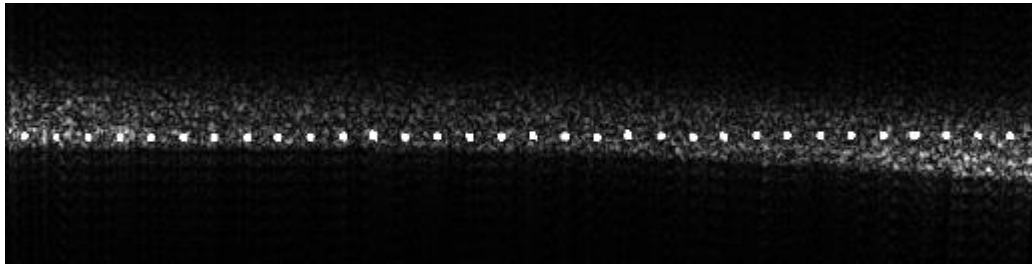
Алгоритмы обработки сигнала

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 О) 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).

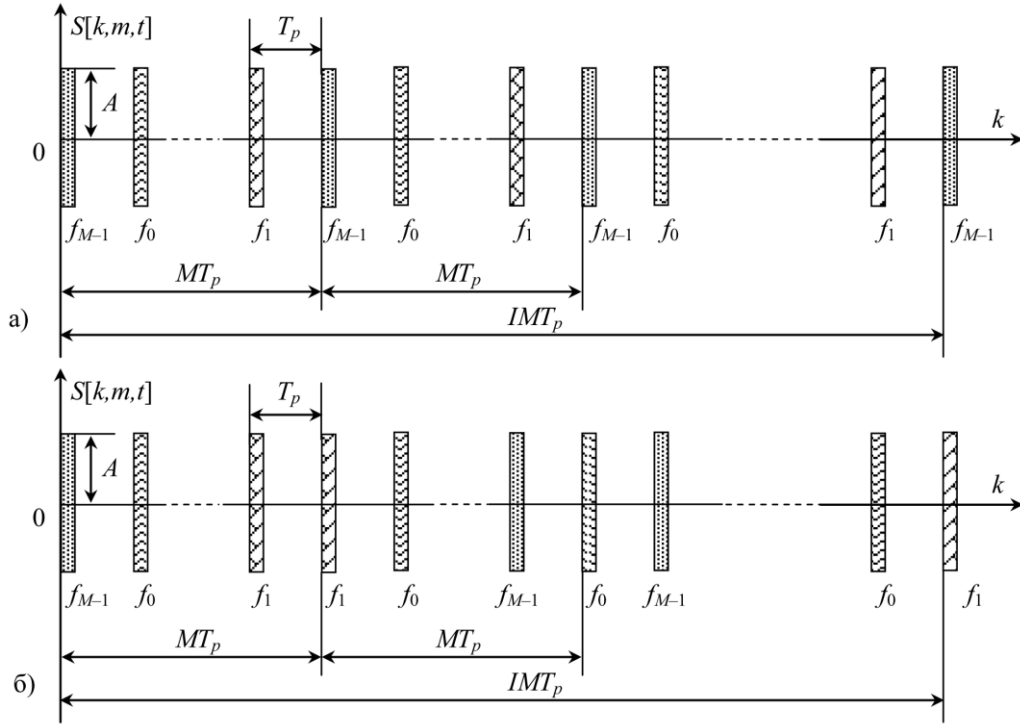


Рис. 3. Последовательности ЧМС с различными законами перестройки частоты: постоянным (а), изменяемым (б)

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 бы 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.