



УДК 621.396.96

А. П. Николаев, Н. Ю. Собкина, И. С. Кривоножко

Компенсация перемещения цели при длительном накоплении радиолокационных сигналов

Описаны четыре алгоритма компенсации перемещения цели при длительном накоплении радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей. Определена эффективность алгоритмов и проведено сравнение алгоритмов по вычислительным затратам.

Ключевые слова: радиолокация космических объектов, высокоскоростная цель, длительное когерентное накопление, длительное некогерентное накопление, компенсация перемещения цели.

При радиолокационном обнаружении и сопровождении космических объектов (КО) часто используются многоимпульсные пачки зондирующих импульсов. Как известно [1], согласованный фильтр для пачки импульсов, отраженных от цели, представляет собой последовательное соединение согласованного фильтра одиночного импульса (СФОИ) и когерентного накопителя (КН).

При известной радиальной скорости и ускорении цели алгоритм КН можно выразить следующим образом [2]:

$$\dot{S}(d) = \sum_{n=1}^N \dot{w}(n) \dot{M}(d, n); \quad (1)$$

$$\dot{w}(n) = \exp \left\{ j2\pi \left(\frac{2V_0(L-n)T_d}{\lambda} + \frac{a((L-n)T_d)^2}{\lambda} \right) \right\}; \quad (2)$$

$$T_d = \frac{T}{1 - 2V_0/c}, \quad (3)$$

где $\dot{S}(d)$ – комплексная огибающая выходного сигнала КН;

d – номер отсчета по дальности, $d = 0 \dots K-1$;

K – размер входной выборки сигнала (число отсчетов сигнала, принятых в одном периоде повторения импульсов);

n – номер импульса в пачке, $n = 1 \dots N$;

N – число импульсов в пачке;

$\dot{M}(d, n)$ – комплексная огибающая входного сигнала КН (выходной сигнал СФОИ);

V_0 – радиальная скорость цели в момент времени $t_0 = (L-1)T$, который отсчитывается от начала пачки;

λ – длина волны;

a – радиальное ускорение цели, $a = \text{const}$;

$L = (N+1)/2$;

T_d – период повторения импульсов в пачке, отраженной от цели;

T – период повторения зондирующих импульсов;

c – скорость света.

При отсутствии априорной информации об ускорении цели может применяться многоканальный КН [2] или некогерентный накопитель (НКН), реализованный, например, согласно формуле

$$Sn(d) = \sum_{n=1}^N |\dot{M}(d, n)|, \quad (4)$$

где $Sn(d)$ – выходной сигнал НКН.

В пачке импульсов, отраженных от движущихся целей, изменяется не только несущая частота, но и период повторения импульсов (3), что эквивалентно изменению задержки эхо-сигналов цели относительно зондирующих импульсов на величину

$$\Delta t(n) = (T_d - T)(n-1), \quad (5)$$

где n – номер импульса в пачке.

Из выражений (3) и (5), учитывая, что $V_0 \ll c$, получим

$$\Delta t(n) = T(n-1)2V_0/c. \quad (6)$$

В формуле (6) задержка отсчитывается относительно положения цели в первом периоде пачки, т. е. $\Delta t(1) = 0$. Знак задержки зависит от знака скорости.

Перемещение цели по дальности приводит к потерям как при когерентном (1), так и



при некогерентном накоплении сигналов (4). На рис. 1 показаны потери в пороговом сигнале, возникающие при накоплении пачки из 16 линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) импульсов, в зависимости от параметра b , равного количеству элементов разрешения по дальности, которые проходит цель за время, равное длительности пачки. Параметр b , далее называемый миграцией цели, рассчитывается по формуле

$$b = V_0(N - 1)T/\Delta R, \quad (7)$$

где ΔR – размер одного элемента разрешения по дальности, $\Delta R = c/(2\Delta f)$;

Δf – эффективная ширина спектра сигнала.

Потери $L_{\text{КН}}$ вычислялись на выходе КН (1) как разность порогового сигнала при заданной миграции цели $P_{\text{КН}}(b)$ и порогового сигнала при нулевой миграции цели $P_{\text{КН}}(b = 0)$:

$$L_{\text{КН}} = P_{\text{КН}}(b) - P_{\text{КН}}(b = 0).$$

Аналогичным образом вычислялись потери $L_{\text{НКН}}$ на выходе НКН (4):

$$L_{\text{НКН}} = P_{\text{НКН}}(b) - P_{\text{НКН}}(b = 0).$$

При этом пороговые сигналы определялись в децибелах при вероятности правильного обнаружения, равной 0,5, и вероятности ложной тревоги 10^{-4} .

На рис. 1 видно, что потери быстро растут при увеличении миграции и становятся неприемлемо большими, если миграция превышает единицу. Характер зависимости потерь

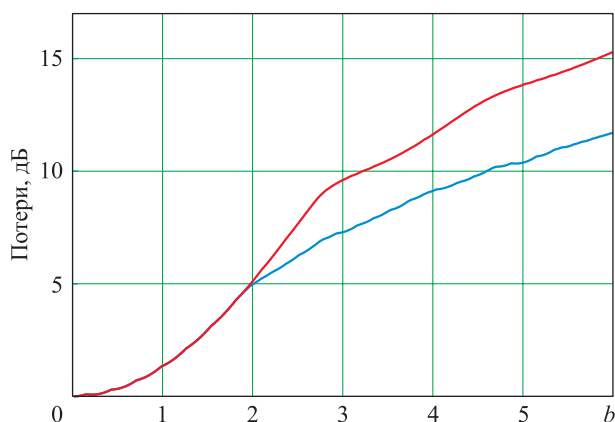


Рис. 1. Зависимость потерь, возникающих при накоплении пачки импульсов, от миграции цели b (количества элементов разрешения по дальности, которые проходит цель за время, равное длительности пачки):

— $L_{\text{НКН}}$; — $L_{\text{КН}}$

от миграции цели в общем не изменяется, если число импульсов в пачке отличается от 16, или применяется другой вид сигнала, или вместо одноканального КН используется один из видов многоканальных КН, описанных в работе [2]. Кроме того, характер зависимости потерь от миграции цели слабо зависит от ускорения цели.

Для устранения потерь при накоплении пачки импульсов, отраженной от высокоскоростной цели, необходимо компенсировать перемещение цели.

В работе [3] миграцию цели предлагается компенсировать путем умножения спектра сигнала в каждом периоде на фазовый корректирующий множитель, но алгоритм, реализующий эту процедуру, не описан. В известной литературе тема компенсации перемещения цели (КПЦ) перед накоплением импульсов освещена недостаточно.

Задачей данной работы является оценка эффективности алгоритмов КПЦ при длительном накоплении радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, движущихся с известной скоростью.

Для КПЦ перед накоплением пачки нужно внести дополнительную задержку сигналов в каждом периоде согласно формуле (6), но с противоположным знаком. Первым и наиболее простым способом КПЦ является компенсация части задержки, кратной периоду дискретизации сигналов. Для этого выделим целую часть задержки $m(n)$ относительно периода дискретизации сигнала в соответствии с выражением

$$m(n) = \text{round}(\Delta t(n)/ts), \quad (8)$$

где round – операция округления числа до ближайшего целого;

ts – период дискретизации сигнала.

Для такой дискретной КПЦ достаточно изменить индекс дальности сигнала d на $(d - m(n))$, что приведет к получению новой последовательности отсчетов сигнала $Mk(d, n) = M(d - m(n), n)$. Явным достоинством дискретной КПЦ является почти полное отсутствие вычислительных затрат.

Однако при дискретной КПЦ точная компенсация происходит только тогда, когда задержка $\Delta t(n)$ кратна периоду дискретизации сигналов ts . В остальных случаях компенсация

является приближительной, поэтому потери при накоплении сигналов, связанные с перемещением цели, полностью не устраняются. Они уменьшаются при увеличении частоты дискретизации сигналов.

При высокой частоте дискретизации, когда частота дискретизации $fs = 1/ts$ превышает ширину спектра сигналов Δf в 2,4 раза, дискретная компенсация позволяет снизить средние потери при КН до 0,2 дБ, что показано на рис. 2, где приведена зависимость потерь от миграции цели при КН и НКН пачки из 16 ЛЧМ импульсов. Однако при низкой частоте дискретизации сигналов, когда частота дискретизации fs превышает ширину спектра сигналов Δf всего лишь в 1,2 раза, средние потери при КН и НКН удается снизить только до 0,8 дБ, что во многих практических случаях является недостаточным (рис. 3). Поэтому возникает необходимость компенсировать не только целую часть задержки сигналов, но и дробную часть задержки $x(n)$, которую можно выразить формулой

$$x(n) = \Delta t(n)/ts - m(n). \quad (9)$$

Для компенсации дробной части задержки необходимо провести передискретизацию (ресэмплинг) сигнала, т. е. интерполяцию сигнала с задержкой, равной $x(n)$, и новую дискретизацию сигнала. Передискретизация должна проводиться в каждом периоде пачки независимо для двух квадратурных составляющих сигнала. Блок-схема комбинированного алгоритма приведена на рис. 4.

Передискретизацию можно осуществить, например, с помощью фильтра Фарроу третьего порядка [4], который отличается малыми вычислительными затратами. Он позволяет получить значение сигнала в любой момент времени между отсчетами на основе полиномиальной интерполяции согласно формуле

$$\begin{aligned} \dot{M}r(d, n) = & \dot{M}k(d + 2, n) \{ x(n) / 6 - x(n)^3 / 6 \} + \\ & + \dot{M}k(d + 1, n) \{ x(n)^3 / 2 + x(n)^2 / 2 - x(n) \} + \\ & + \dot{M}k(d, n) \{ 1 + x(n) / 2 - x(n)^2 - x(n)^3 / 2 \} + \\ & + \dot{M}k(d - 1, n) \{ x(n) / 3 + x(n)^2 / 2 + x(n)^3 / 6 \}, \end{aligned} \quad (10)$$

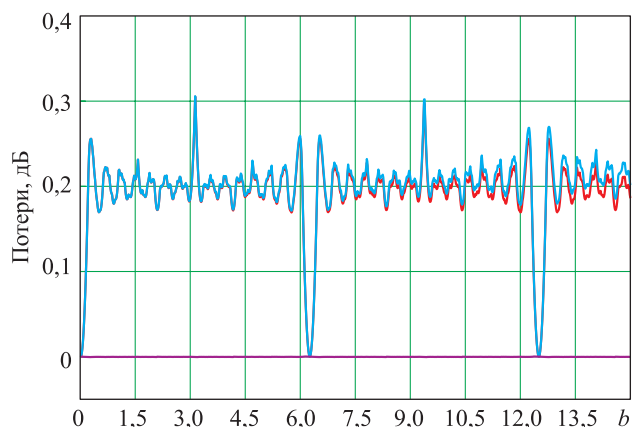


Рис. 2. Зависимость потерь в пороговом сигнале от миграции цели при КН и НКН пачки импульсов с компенсацией перемещения цели ($fs = 2,4\Delta f$): — $L_{\text{НКН}}$ при дискретной компенсации; — $L_{\text{КН}}$ при дискретной компенсации; — $L_{\text{НКН}}$ и $L_{\text{КН}}$ при полной компенсации

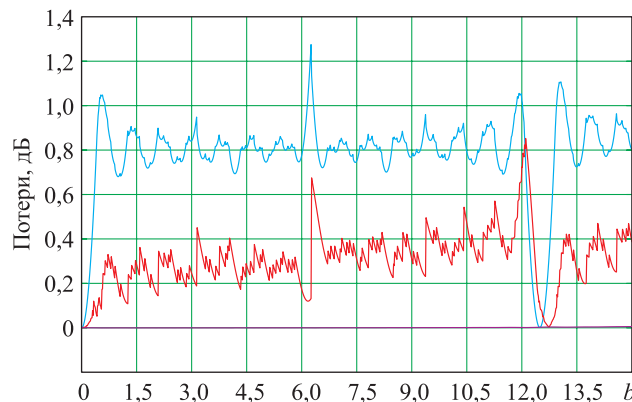


Рис. 3. Зависимость потерь в пороговом сигнале от миграции цели при КН пачки импульсов с компенсацией перемещения цели ($fs = 1,2\Delta f$): — $L_{\text{КН}}$ при дискретной компенсации; — $L_{\text{НКН}}$ при комбинированной компенсации; — $L_{\text{НКН}}$ и $L_{\text{КН}}$ при полной компенсации

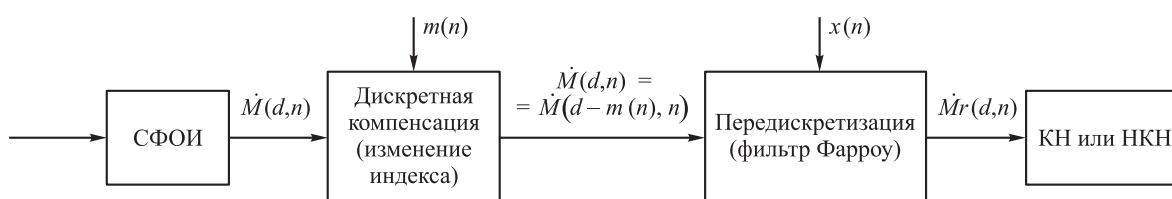


Рис. 4. Комбинированная компенсация перемещения цели (дискретная компенсация и фильтр Фарроу)



где $\dot{M}k(d, n)$ – сигнал, прошедший процедуру изменения индекса при «дискретной» компенсации, $\dot{M}k(d, n) = \dot{M}(d - m(n), n)$;

$\dot{M}(d, n)$ – комплексная огибающая сигнала на выходе СФОИ.

$$x(n) = m(n) - \Delta t(n)/ts, \quad x(n) \in (-1, 0]; \quad (11)$$

$$m(n) = \lfloor \Delta t(n) / ts \rfloor, \quad (12)$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – округление вниз до целого числа.

Вычисление дробной части задержки сигнала, согласно выражениям (11), (12), проводится для фильтра Фарроу нечетного порядка (в данном примере третьего порядка), в случае применения фильтра Фарроу четного порядка следует использовать формулы (8), (9).

Алгоритм интерполяции является фильтром, амплитудно-частотная характеристика которого неравномерна, что нарушает согласованную фильтрацию одиночного импульса. Поэтому применение интерполятора может вызвать некоторые потери в отношении сигнал/шум. Однако несмотря на потери, вносимые интерполятором, в целом система становится более эффективной, поскольку устраняются потери, связанные с перемещением цели.

Как видно на рис. 3 (красная линия), дискретная КППЦ в комбинации с фильтром Фарроу третьего порядка позволяет при низкой частоте дискретизации сигналов ($fs = 1, 2\Delta f$) снизить средние потери до 0,3 дБ, что на 0,5 дБ меньше, чем без фильтра Фарроу. Применение такой комбинации при высокой частоте дискретизации нецелесообразно, поскольку практически не уменьшает и без того небольшие потери (0,2 дБ) при накоплении сигналов с дискретной КППЦ. На рис. 3 показана зависимость потерь от миграции цели только при КН пачки импульсов, поскольку при НКН она изменяется несущественно. Следует отметить, что характер зависимости потерь от миграции цели в целом не изменяется, если число импульсов в пачке отличается от 16, или применяется другой вид сигнала, или вместо одноканального КН используется многоканальный КН, описанный в работе [2].

Для получения одного отсчета выходной последовательности сигнала $\dot{M}r(d, n)$ необходимо выполнить четыре умножения дей-

ствительных чисел на комплексные числа и три сложения комплексных чисел. Поскольку вычислительная сложность умножения намного больше, чем сложения, то затратами на сложение можно пренебречь. Тогда для передискретизации всей последовательности $\dot{M}k(d, n)$, которая содержит в одном периоде пачки Z отсчетов, потребуется приблизительно $8ZN$ умножений действительных чисел.

При согласованной фильтрации одиночных сигналов с относительно небольшой базой, которую целесообразно осуществлять во временной области путем свертки сигнала с инвертированной копией сигнала, можно одновременно провести КППЦ. Выходной сигнал СФОИ в случае его реализации в виде свертки можно записать следующим образом:

$$\dot{M}(d) = \sum_{k=0}^{K+H-2} \dot{h}(k) \dot{D}(d-k), \quad (13)$$

где $\dot{D}(d)$ – комплексная огибающая входного сигнала СФОИ, $d = 0 \dots K-1$;

K – размер входной выборки сигнала (число отсчетов сигнала, принятых в одном периоде повторения импульсов);

$\dot{h}(k)$ – комплексная огибающая импульсной характеристики фильтра, $\dot{h}(k) = \dot{C}^*(H-k)$;

* – знак комплексного сопряжения;

$\dot{C}(k)$ – комплексная огибающая копии сигнала, $k = 0 \dots H-1$;

H – число отсчетов копии сигнала, $H = \text{round}(\tau / ts), H > B$;

B – база зондирующего сигнала (18);

τ – длительность зондирующего импульса.

Отсчеты комплексной огибающей копии сигнала $\dot{C}(k)$ рассчитываются путем дискретизации с периодом ts непрерывной комплексной огибающей копии сигнала $\dot{c}(t)$:

$$\dot{C}(k) = \dot{c}(kts). \quad (14)$$

КППЦ в выходной последовательности СФОИ можно получить, если непрерывную копию сигнала $\dot{c}(t)$ перед дискретизацией сместить на время, равное $\Delta t(n)$, вычисленное согласно формуле (6). В этом случае получается N копий сигналов отдельно для каждого периода повторения:

$$\dot{C}(k, n) = \dot{c}(kts + \Delta t(n)). \quad (15)$$



Формулу (15) можно использовать при $\Delta t(n) < ts$. В противном случае смещение копии сигнала нужно проводить в два этапа. Сначала следует сместить копию сигнала на дробную часть задержки:

$$\dot{C}b(k, n) = \dot{c}(kts + x(n)ts),$$

где $x(n)$ вычисляется согласно формуле (9), а затем полученные копии $\dot{C}b(k, n)$ следует сместить на целую часть задержки путем изменения индекса дальности:

$$\dot{C}(k, n) = \dot{C}b(k + m(n), n), \quad (16)$$

где $m(n)$ вычисляется согласно формуле (8).

Выходной сигнал СФОИ выражается для всех периодов пачки следующим образом:

$$\dot{M}r(d, n) = \sum_{k=0}^{K+H-2} \dot{h}(k, n) \dot{D}(d-k, n), \quad (17)$$

где $\dot{h}(k, n) = \dot{C}^*(H-k, n), n=1 \dots N$.

Благодаря тому что положение копии сигнала в формуле (16) в каждом периоде изменяется согласно выражению (6), положение сигнала, отраженного от цели, в выходной последовательности $\dot{M}r(d, n)$ остается почти неизменным во всех периодах повторения пачки. Расчеты показывают, что потери, связанные с миграцией цели, не превышают 0,01 дБ как при низкой, так и при высокой частоте дискретизации сигналов (см. рис. 2, 3, фиолетовые линии). Учитывая высокую эффективность последнего алгоритма КПЦ, назовем его алгоритмом полной компенсации во временной области.

Достоинством этого алгоритма КПЦ являются небольшие вычислительные затраты, связанные только с расчетом N копий сигнала, который при известной скорости цели можно провести заранее, еще до приема эхо-сигналов. В целом вычислительные затраты существенно меньше, чем при комбинированном алгоритме, который включает дискретную компенсацию и фильтр Фарроу.

Несмотря на все достоинства полной КПЦ во временной области, ее затруднительно применить для сигналов с большой базой, поскольку в этом случае прямая свертка во временной области, как правило, не используется из-за больших вычислительных затрат. При согласованной фильтрации сигналов с большой базой обычно применяется обработка в частотной области, например алгоритм быстрой свертки [5]. В этом случае КПЦ может быть осуществлена попутно при минимальных вычислительных затратах, как показано на рис. 5.

Согласованная фильтрация одиночного импульса осуществляется в частотной области путем умножения спектра сигнала на комплексно сопряженный спектр копии сигнала и обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) полученного произведения спектров. Дискретный спектр сигнала $\dot{D}(\Omega, n)$, где Ω – индекс частоты, и дискретный спектр копии зондирующего сигнала $\dot{C}(\Omega)$ вычисляются с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ), причем $\dot{D}(\Omega, n)$ рассчитываются в каждом периоде пачки, а $\dot{C}(\Omega)$ только один

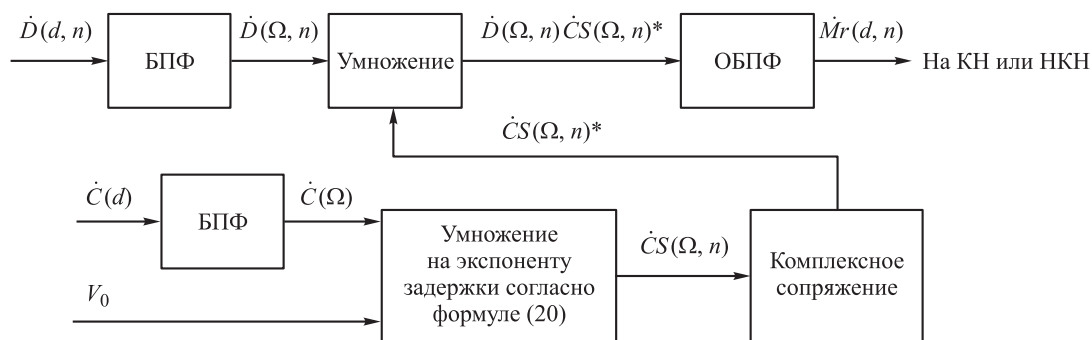


Рис. 5. Алгоритм согласованной фильтрации одиночного сигнала с компенсацией перемещения цели:

$\dot{D}(d, n)$ – комплексная огибающая входного сигнала; $\dot{C}(d)$ – комплексная огибающая копии зондирующего сигнала; $\dot{D}(\Omega, n)$ – спектр входного сигнала; $\dot{C}(\Omega)$ – спектр копии зондирующего сигнала; $\dot{C}S(\Omega, n)$ – спектр копий зондирующего сигнала, смещенных на $\Delta t(n)$; V_0 – радиальная скорость цели



раз в начале первого периода пачки. Размер БПФ и ОБПФ $N_{\text{БПФ}}$ должен быть больше, чем две базы зондирующего сигнала:

$$B = \tau \Delta f, \quad (18)$$

где τ – длительность зондирующего импульса; Δf – эффективная ширина спектра зондирующего импульса.

Положение сжатого сигнала в выходной последовательности отсчетов $\dot{M}r(d, n)$, полученных в результате ОБПФ, зависит от положения сигнала и копии зондирующего сигнала во входных последовательностях, которые подвергаются БПФ. Смещение сигнала или копии сигнала во входной последовательности приводит к соответствующему смещению сжатого сигнала в выходной последовательности отсчетов ОБПФ. Это свойство алгоритма быстрой свертки можно использовать для компенсации перемещения цели, причем лучше изменять положение копии сигнала, поскольку эту операцию при известной скорости цели можно выполнить заранее еще до приема эхо-сигналов. Поскольку в алгоритме быстрой свертки проводится вычисление спектра копии сигнала, то для ее смещения целесообразно воспользоваться свойством дискретного преобразования Фурье, которое гласит [6], что задержке сигнала во времени на i отсчетов соответствует умножение дискретного спектра сигнала $\dot{S}(\Omega)$ на комплексную экспоненту:

$$\exp\left(-j \frac{2\pi}{N_{\text{БПФ}}} \Omega i\right). \quad (19)$$

Таким образом, для смещения копии сигнала на $i = \Delta t(n) / ts$ дискретный спектр копии $\dot{C}(\Omega)$ необходимо умножить на комплексную экспоненту задержки следующим образом:

$$\dot{C}S(\Omega, n) = \dot{C}(\Omega) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_{\text{БПФ}}} \omega \frac{\Delta t(n)}{ts}\right), \quad (20)$$

где $\dot{C}S(\Omega, n)$ – спектр копий зондирующего сигнала, смещенных на $\Delta t(n) / ts$;

Ω – индекс частоты, принимающий значения $0, 1, \dots, N_{\text{БПФ}} - 1$;

$N_{\text{БПФ}}$ – размер БПФ;
 ω – индекс частоты, принимающий значения $-\frac{N_{\text{БПФ}}}{2}, -\frac{N_{\text{БПФ}}}{2} + 1, \dots, \frac{N_{\text{БПФ}}}{2} - 1$,

$$\omega = \begin{cases} \Omega, & \text{если } 0 \leq \Omega < N_{\text{БПФ}} / 2; \\ \Omega - N_{\text{БПФ}}, & \text{если } N_{\text{БПФ}} / 2 \leq \Omega < N_{\text{БПФ}} - 1; \end{cases}$$

n – номер импульса в пачке, $n = 1 \dots N$;

N – число импульсов в пачке;

ts – период дискретизации сигнала;

$\Delta t(n)$ – задержка во времени (6).

Индекс частоты в выражении (20) отличается от индекса частоты в формуле (19) в связи с тем, что в общем случае дробь $\Delta t(n) / ts$ не является целым числом.

Благодаря тому что величина задержки копии сигнала $\Delta t(n)$ определяется согласно выражению (6), сигналы цели в выходной последовательности согласованного фильтра $\dot{M}r(d, n)$ имеют одинаковое положение во всех периодах повторения пачки импульсов, что обеспечивает их накопление практически без потерь в пороговом сигнале. Зависимость потерь от миграции цели показана на рис. 2, 3 фиолетовыми линиями. Поскольку алгоритм КПЦ с помощью умножения спектра копии сигнала на комплексную экспоненту задержки очень эффективен, то для краткости назовем его алгоритмом полной компенсации в частотной области.

Вычислительные затраты на сдвиг сигналов во всех периодах пачки составляют $4ZN$ действительных умножений, что меньше, чем при КПЦ с использованием фильтра Фарроу, но больше, чем при полной компенсации во временной области.

Относительно невысокие вычислительные затраты при полной компенсации в частотной области связаны с тем, что для КПЦ не нужно специально проводить БПФ и ОБПФ, поскольку вычисление спектров осуществляются при согласованной фильтрации одиночного импульса.

Важно отметить, что КПЦ приводит к восстановлению исходного периода повторения импульсов в пачке. Следовательно, при КН сигналов (1) после КПЦ вместо формулы (3) нужно использовать выражение $T_d = T$.



Итак, при длительном накоплении сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, могут возникнуть значительные потери в пороговом сигнале, связанные с перемещением цели в течение длительности пачки. Для устранения указанных потерь необходимо перед накоплением сигналов проводить КПЦ. В статье были рассмотрены четыре алгоритма КПЦ. Авторы допускают, что кроме этих алгоритмов могут существовать и другие алгоритмы КПЦ, не упомянутые в данной работе.

Наиболее простым алгоритмом КПЦ является дискретная компенсация, требующая для своей реализации минимальных вычислительных затрат, которая заключается в изменении индекса дальности отсчетов комплексной огибающей сигналов. Дискретная КПЦ эффективна при высокой частоте дискретизации сигналов, превышающей эффективную ширину спектра сигнала не менее чем в 2–3 раза. При этом средние потери при накоплении сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, не превышают нескольких десятых долей децибела. При низкой частоте дискретизации, превышающей эффективную ширину спектра сигнала в 1,2 раза, дискретная КПЦ недостаточно эффективна и потери при накоплении сигналов могут превышать 0,8 дБ.

Для КПЦ при низкой частоте дискретизации сигналов можно применить комбинацию из дискретной КПЦ и фильтра Фарроу, которая позволяет снизить средние потери при КН и НКН до 0,3 дБ при умеренных вычислительных затратах.

При реализации СФОИ в виде прямой свертки наиболее эффективен алгоритм полной КПЦ во временной области, в котором смещаются копии сигнала, поступающие на алгоритм свертки. Потери из-за перемещения цели в этом случае устраняются почти до нуля при низких вычислительных затратах, но дан-

ный алгоритм применим в основном при обработке сигналов с относительно небольшими базами.

Наиболее универсальным и эффективным алгоритмом КПЦ является алгоритм полной компенсации в частотной области, заключающийся в умножении спектра сигналов на комплексную экспоненту задержки, который практически полностью устраняет потери при накоплении сигналов, связанные с перемещением цели. Алгоритм полной КПЦ в частотной области имеет наибольшие вычислительные затраты. Однако в случае реализации СФОИ, который предшествует КН, в виде алгоритма быстрой свертки с применением БПФ вычислительные затраты на КПЦ существенно уменьшаются.

Список литературы

1. *Финкельштейн М. И.* Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
2. *Порсев В. И., Николаев А. П., Кривоножко И. С.* Многоканальное накопление радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, движущихся с ускорением // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2018. № 1. С. 23–33.
3. *Маркович И. И., Завтур Е. Е.* Методы цифровой обработки сигналов, отраженных от высокоманевренных воздушных целей // Вестник воздушно-космической обороны. 2016. Вып. 3. С. 17–23.
4. Цифровая передискретизация сигналов на основе полиномиальной интерполяции. Фильтр Фарроу. URL: ru.dsplib.org/content/resampling_lagrange/resampling_lagrange.html (дата обращения 20.09.2018).
5. Применение цифровой обработки сигналов // под ред. Э. *Оппенгейма*. М.: Мир, 1980. 552 с.
6. *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.

Поступила 02.10.18

Николаев Анатолий Порфирьевич – главный специалист Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Москва.

Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.



Собкина Нина Юрьевна – главный специалист Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Москва.

Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.

Кривоножко Иван Сергеевич – инженер первой категории Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Москва.

Область научных интересов: радиолокация, цифровая обработка сигналов.

Target travel compensation on long-term accumulation of radar signals

The study describes four target travel compensation algorithms on long-term accumulation of radar signals reflected from high-speed targets. The efficiency of the algorithms is determined and the algorithms are compared by computational costs.

Keywords: space object radiolocation, high-speed target, long-term coherent accumulation, long-term non-coherent accumulation, target travel compensation.

Nikolaev Anatoliy Porfirievich – Chief Specialist, Joint stock company “All-Russian Radio Engineering Research Institute”, Moscow.

Science research interests: radiolocation, digital signal processing.

Sobkina Nina Yurievna – Chief Specialist, Joint stock company “All-Russian Radio Engineering Research Institute”, Moscow.

Science research interests: radiolocation, digital signal processing.

Krivozhko Ivan Sergeevich – first rank engineer, Joint stock company “All-Russian Radio Engineering Research Institute”, Moscow.

Science research interests: radiolocation, digital signal processing.