

## ВЫБОР СТРУКТУРЫ МАЛОБАЗОВЫХ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОБЗОРНЫХ РЛС

к.т.н. Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора  
(представил д.т.н., проф. В.А. Лошаков)

*В статье рассмотрены малобазовые сигналы с линейной и нелинейной частотной модуляцией. Проведен анализ методов уменьшения уровня боковых лепестков при обработке таких сигналов, получены численные значения потерь в отношении сигнал/шум.*

**Постановка проблемы.** Для увеличения разрешающей способности РЛС по дальности при сохранении длительности импульсов, определяющих энергию сигнала, осуществляется расширение спектра излучаемых импульсов. Использование для этого сложных частотно-модулированных (ЧМ) сигналов и их временное сжатие при обработке в приемнике позволяет в значительной степени удовлетворить современным требованиям по точности, объему и достоверности радиолокационной информации [1]. Уровень боковых лепестков (УБЛ) сжатого сигнала определяет динамический диапазон РЛС, т.е. возможность различать малоразмерные цели на фоне крупных. Поэтому при проектировании современных и модернизации существующих РЛС с ЧМ импульсами встает задача выбора зондирующего сигнала и алгоритма его обработки, гарантирующего заданный УБЛ функции неопределенности и малые потери в отношении сигнал/шум за счет несогласованной обработки.

**Анализ литературы.** При использовании в РЛС сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), уровень максимальных боковых лепестков сжатого сигнала всего на 13,2 дБ ниже основного [1]. Обычно для снижения УБЛ применяют весовую обработку. Определенным выбором весовой функции за счет уменьшения отношения сигнал/шум и расширения основного лепестка сжатого сигнала УБЛ в значительной степени может быть снижен [2].

Помимо ЛЧМ сигналов часто используют сигналы с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ), которая обеспечивает низкий УБЛ без соответствующего проигрыша в отношении сигнал/шум и расширении основ-

ного лепестка [1, 3 – 5]. Однако при небольших базах сигнала пульсации спектра НЧМ сигнала препятствуют достижению низкого УБЛ [3].

Широкое развитие и использование цифровой техники и приборов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) при формировании и обработке сложных ЧМ сигналов позволило при малых и средних базах сигнала найти технически реализуемые способы снижения УБЛ.

**Целью статьи** является оценка и выбор структуры малобазовых зондирующих ЧМ сигналов, гарантирующих заданный УБЛ функции неопределенности и разрешение по дальности, при модернизации обзорных РЛС.

**Сигнал с линейной частотной модуляцией.** Радиопульс с ЛЧМ описывается выражением:

$$U(t) = U_0 \cos \left( 2\pi f_n t \pm \pi \Delta F t^2 / \tau_n + \varphi_0 \right) \quad \text{при } 0 \leq t \leq \tau_n,$$

где  $U_0$ ,  $f_n$ ,  $\varphi_0$ ,  $\Delta F$ ,  $\tau_n$  – амплитуда, начальная частота, начальная фаза, девиация частоты и длительность сигнала. Его амплитудно-частотный спектр (АЧС) при базе  $B = \Delta F \tau_n \gg 1$  близок к прямоугольному (рис.1). УБЛ сжатого ЛЧМ сигнала составляет –13,2 дБ. Для уменьшения этого уровня применяется весовая обработка.

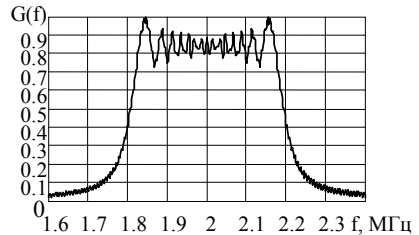


Рис. 1. Спектр ЛЧМ сигнала

**Виды весовой обработки.** Известные из литературы весовые функции (Гаусса, Дольфа-Чебышева, Кайзера-Бесселя и др. [1, 2]) позволяют осуществлять подавление боковых лепестков до уровня – 40 дБ и менее. Лучшими с точки зрения достижимого УБЛ, степени расширения основного лепестка и потерь на рассогласование обеспечивают весовые функции вида

$$W(f) = k + (1 - k) \cdot \cos^2 \frac{\pi f}{\Delta F}. \quad (1)$$

Здесь  $k$  – высота пьедестала косинус-квадратной весовой функции. Хэмминговское взвешивание ( $k = 0,08$ ) обеспечивает наименьший УБЛ (– 42,8 дБ) для этого класса функций, но вносит потери на рассогласование 1,34 дБ и приводит к расширению основного лепестка в 1,47 раза по уровню – 3 дБ [1]. Однако предельно достижимый УБЛ для каждой из весовых функций обеспечивается лишь при строго прямоугольном спектре ЛЧМ сигнала. При малых базах сигнала форма спектра существенно отличается от прямоугольной, при этом кроме амплитудных пульсаций имеются соответствующие фазовые пульсации. Поэтому с

уменьшением базы сигнала при любой весовой функции  $W(f)$  наблюдается значительное возрастание УБЛ сжатого сигнала по сравнению с расчетным их уровнем при прямоугольном спектре сигнала. Степень возрастания УБЛ зависит от того, как определена частотная характеристика  $H(f)$  устройства сжатия в выражении для сжатого сигнала

$$q(t) = F^{-1}\{F[U(t)] \cdot H(f)\},$$

где  $F$  и  $F^{-1}$  – операторы прямого и обратного преобразования Фурье. Различают частотное и временное взвешивание [1].

При частотном взвешивании

$$H(f) = R(f)W(f), \quad (2)$$

при временном

$$H(f) = \{F[U(t)w(t)]\}. \quad (3)$$

Здесь  $R(f)$  – составляющая, характеризующая дисперсионные свойства фильтра сжатия;  $W(f)$ ,  $w(t)$  – весовые функции, заданные, соответственно, в частотной и временной областях.

**Весовая обработка в частотной области.** Отклик фильтра сжатия определяется тем, как в (2) заданы функции  $R(f)$  и  $W(f)$ . При прямоугольной форме огибающей ЛЧМ сигнала для весовой обработки вида (1) часто используют дисперсионную ультразвуковую линию задержки с тремя отводами и сумматор, где осуществляется сложение отклика с его копиями меньшей амплитуды [3].

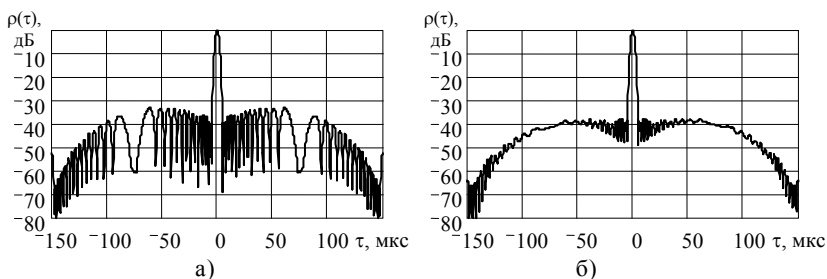


Рис. 2. Сжатый ЛЧМ сигнал при частотной (а) и временной (б) весовой обработке по Хэммингу

Поскольку спектр сигнала бесконечный, а окно весовой функции имеет конечную ширину ( $\Pi$ ), то важно выбрать окно так, чтобы уменьшить УБЛ с одной стороны, и снизить потери в отношении сигнал/шум с другой. В цифровых фильтрах и фильтрах на ПАВ используется весовая функция с ограничением в частотной области. Оптимальный результат получается при  $\Pi = 1,1\Delta F$ . На рис. 2, а показан вид сжатого ЛЧМ сигнала при частотной ве-

совой обработке по Хэммингу ( $B = 60$ ,  $\Delta F = 0,4$  МГц,  $\tau_{и} = 150$  мкс).

Максимальный УБЛ в этом случае рассчитывается по формуле

$$A_{\text{макс}} = (-19 \cdot \lg B + 1) \text{ дБ при } 10 \leq B \leq 120,$$

которая обеспечивает точность  $\pm 0,5$  дБ [1]. При частотном взвешивании ЛЧМ сигнала (рис. 2, а) УБЛ составляет  $-31$  дБ, а длительность сжатого импульса по уровню  $-3$  дБ равна  $3,2$  мкс. Потери в этом случае составляют  $-1,3$  дБ.

**Весовая обработка во временной области.** Если коэффициент передачи фильтра сжатия определен в соответствии с (3), то взвешенный отклик содержит парные эхо, смещенные по частоте на  $\pm \pi/\tau$ . Максимальный УБЛ рассчитывается по формуле

$$A_{\text{макс}} = (-19 \cdot \lg B - 4) \text{ дБ при } 10 \leq B \leq 80.$$

Для сжатого сигнала с временным взвешиванием характерно почти полное отсутствие пульсаций при  $t = \pm 0,5\tau_{и}$  и незначительное их возрастание при других значениях  $t$  (рис. 2, б). Остаточные пульсации практически полностью исчезают по мере изменения параметра  $k$  от  $0,08$  до  $0$  в выражении (1) для весовой функции  $W(f)$  [1]. Заметим, что УБЛ сжатого сигнала (рис. 2, б) составляет  $-37,9$  дБ, а длительность по уровню  $-3$  дБ равна  $3,2$  мкс. Кроме этого, потери в отношении сигнал/шум составляют  $-1,34$  дБ. Аналогичные результаты получаются и при использовании других весовых функций.

Высокий УБЛ, характерный для сигналов с малой базой, недопустим во многих РЛС. Поэтому в системах, использующих ЧМ сигналы, необходимы специальные меры по снижению УБЛ, обусловленных френелевскими пульсациями спектра. Эти меры основаны на видоизменении характеристик ЛЧМ сигнала, фильтра сжатия или структуры устройства обработки [1, 3].

**Методы снижения УБЛ.** Одним из возможных методов снижения френелевских пульсаций спектра является плавное изменение огибающей на краях ЛЧМ сигнала по косинусоидальному закону [1]. Применение такого сигнала снижает УБЛ при взвешивании, как в частотной, так и во временной области.

Обычно методы снижения пульсаций спектра, основанные на изменении формы огибающей передаваемого ЛЧМ сигнала, в мощных РЛС не применяют, так как оконечные каскады усилителей, по существу, работают в режимах класса С и в них нельзя управлять изменением амплитуды.

В этом случае метод регулирования амплитудных пульсаций спектра можно осуществить предискажением закона фазовой или частотной

модуляции сигнала. Предыскажение фазы ЛЧМ сигнала (например, по кубическому закону) не изменяет формы его огибающей и потому может применяться на передающей стороне в мощных РЛС. При малой базе ( $B < 30$ ) сигнала этот метод позволяет получить меньший УБЛ, чем при изменении формы огибающей, но не обеспечивает прямоугольной формы спектра и резкого спада уровня дальних боковых лепестков.

Величина пульсаций спектра в полосе схемы весовой обработки может быть уменьшена путем преднамеренного расширения спектра ЛЧМ сигнала на входе схемы весовой обработки или, напротив, сужения полосы пропускания схемы весовой обработки. Основным недостатком этого метода состоит в неэффективном использовании энергии сигнала и ширины полосы по сравнению со случаем идеального спектра, что приводит к потерям в отношении сигнал/шум [1].

**Метод амплитудно-частотной коррекции принимаемых сигналов.** Рассмотренные выше методы уменьшения УБЛ эффективны при больших значениях базы ( $B > 30 \dots 50$ ). При меньших значениях  $B$  эти методы не только не позволяют обеспечить низкий уровень дальних боковых лепестков, но и приводят к энергетическим потерям и возрастанию уровня ближних боковых лепестков. Эти причины обусловили целесообразность борьбы с френелевскими пульсациями в фильтре сжатия. Метод расчета фильтра сжатия, компенсирующего пульсации спектра ЛЧМ сигнала, известен давно [1], однако только с расширением возможностей ЭВМ и техники расчета приборов на ПАВ этот метод удалось реализовать на практике. Суть его заключается в следующем: спектр сжатого сигнала  $G(f)$  полагают соответствующим весовой функции  $W(f)$ , обеспечивающей необходимый УБЛ, а передаточную функцию фильтра сжатия (рис. 3, а) находят из выражения

$$H(f) = W(f) / G(f).$$

Зная  $H(f)$ , определяют требуемую импульсную характеристику фильтра сжатия

$$h(t) = F^{-1} \{ H(f) \}.$$

Поскольку  $H(f)$  ограничена по частоте, ей соответствует бесконечный по времени импульсный отклик, который на практике не реализуется и подвергается усечению. Усечение приводит к появлению остаточных боковых лепестков в сжатом сигнале (рис. 3, б). Если длительность отклика вдвое больше длительности ЛЧМ сигнала, эффект усечения не влияет на УБЛ при  $B > 15$ :

$$A_{\text{макс}} = \begin{cases} (-19 \lg B - 15) \text{ дБ} & \text{при } B < 15; \\ -42,8 \text{ дБ} & \text{при } B \geq 15. \end{cases}$$

При расчете фильтра сжатия была взята весовая функция Хэмминга с УБЛ – 42,8 дБ. Главным недостатком этого фильтра является достаточно низкая скорость спада боковых лепестков, которая составляет 6 дБ/октава. Применяя другую функцию окна, например, функцию вида  $\cos^4(x)$ , можно достичь быстрого спада боковых лепестков. На рис. 4 приведены АЧХ оптимального фильтра и отклик на выходе этого фильтра для данной функции окна при  $B = 60$  ( $\Delta F = 0,4$  МГц).

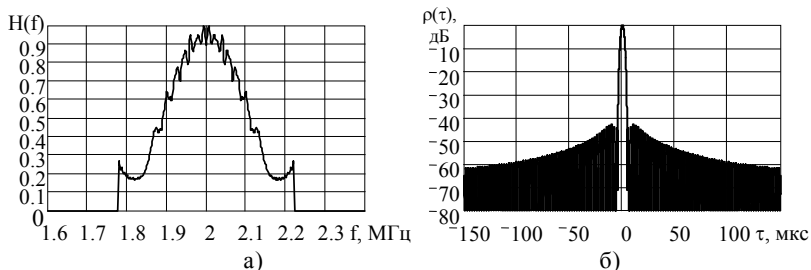


Рис. 3, а – АЧХ оптимального корректирующего фильтра, формирующего окно Хэмминга; б – отклик сигнала на выходе этого фильтра

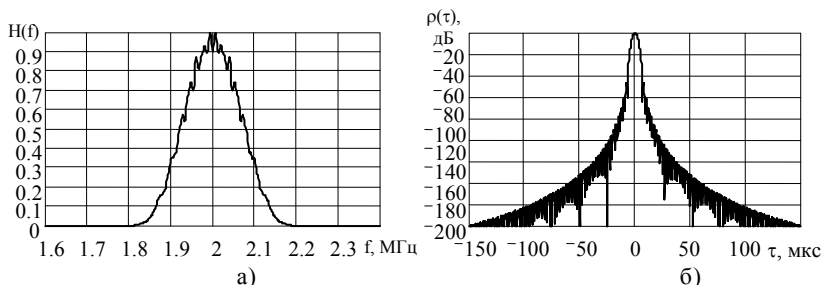


Рис. 4, а – АЧХ оптимального корректирующего фильтра, формирующего окно вида  $\cos^4(x)$ ; б – отклик сигнала на выходе этого фильтра

Максимальный УБЛ равен – 46,7 дБ. Скорость спада УБЛ составляет 30 дБ/октава, при этом потери в отношении сигнал/шум составляют – 1,9 дБ.

Метод амплитудно-частотной коррекции применим не только к фильтрам на ПАВ, но и к цифровым фильтрам сжатия ЧМ сигналов, в которых, при отсутствии искажений, достигается УБЛ, соответствующий выбранной весовой функции [1, 3].

**Сигналы с нелинейной частотной модуляцией.** Применение ЛЧМ сигналов и методов взвешивания позволяют получить низкий УБЛ сжатого сигнала. Однако весовая обработка приводит к потерям на рассогласование,

вследствие чего приходится идти на увеличение мощности передатчика. Это обстоятельство объясняет интерес к НЧМ сигналам, в которых плавное изменение огибающей спектра и, следовательно, низкий УБЛ обеспечиваются при прямоугольной огибающей излучаемого сигнала [3]. Широкому использованию этих сигналов в настоящее время способствовало развитие приборов на ПАВ и цифровой техники, которое позволило создавать фильтры сжатия НЧМ сигналов. При этом синтезируемый сигнал должен удовлетворять ряду требований: иметь строго прямоугольную огибающую; спектр сигнала должен занимать полосу  $\Delta F$ , обеспечивающую требуемое значение  $B$ ; УБЛ сжатого сигнала не должен превышать заданной величины при приемлемом расширении основного лепестка; чувствительность к небольшим доплеровским сдвигам частоты должна быть минимальной. В сигналах с НЧМ частота

$$\omega(t) = \omega_0 + \beta_0 t + \varpi(t),$$

изменяется по нелинейному закону симметрично относительно центральной частоты  $\omega_0$ . Здесь  $\beta_0$  – скорость изменения частоты опорного ЛЧМ сигнала;  $\varpi(t)$  – нелинейная симметричная корректирующая составляющая ЧМ, в качестве которой используют функции тригонометрического или гиперболического синуса, арктангенса, интеграла вероятности, параболу с нечетными степенями и др. Указанные функции нелинейной ЧМ импульсного сигнала с прямоугольной огибающей приводят к гладкой, монотонной или скругленной лепестковой форме спектра, который был бы наиболее близок к какой-либо функции частотного окна, гарантирующей заданный УБЛ [4]. Это позволяет избежать больших потерь в отношении сигнал/шум, связанных с весовой обработкой. В литературе [1, 4, 5] подробно рассмотрены сигналы с НЧМ. Полученные УБЛ сжатых сигналов зависят не только от вида выбранной функции ЧМ, но и от базы синтезируемого сигнала. Так, для сигнала с НЧМ вида [5]:

$$U(t) = U_0 \cos \left\{ 2\pi\Delta F \left[ \frac{t^2}{2\tau_n} - \sum_{n=1}^7 \frac{K_n \tau_n}{2\pi n} \cos \left( \frac{2\pi n t}{\tau_n} \right) \right] \right\} \quad \text{при } -\tau_n/2 \leq t \leq \tau_n/2, \quad (4)$$

где  $K_1 = -0,1145$ ;  $K_2 = 0,0396$ ;  $K_3 = -0,202$ ;  $K_4 = 0,0118$ ;  $K_5 = -0,0082$ ;  $K_6 = 0,0055$ ;  $K_7 = -0,004$ , при  $B = 60$ , спектр показан на рис. 5, а.

Достижимый УБЛ сжатого сигнала равен – 28,8 дБ (рис. 5, б). Причиной подобных ограничений на достижимый УБЛ являются пульсации спектра сигнала (рис. 5, а). Методы весовой обработки НЧМ сигнала значительного снижения УБЛ сжатого сигнала не обеспечивают (2...5 дБ), но при этом значительно возрастает уровень дальних боковых лепестков.

Для ослабления пульсаций спектра НЧМ сигнала применяется метод амплитудно-частотной коррекции. На рис. 6 приведены АЧХ оптимального фильтра для сигнала вида (4) и форма отклика на выходе фильтра, которая не зависит от вида сигнала, а определяется только функцией окна. При этом УБЛ гарантирован соответствующим окном ( $-46,7$  дБ для окна вида  $\cos^4(x)$ , при скорости спада боковых лепестков  $30$  дБ/октава, потери в отношении сигнал/шум составляют  $-0,2$  дБ).

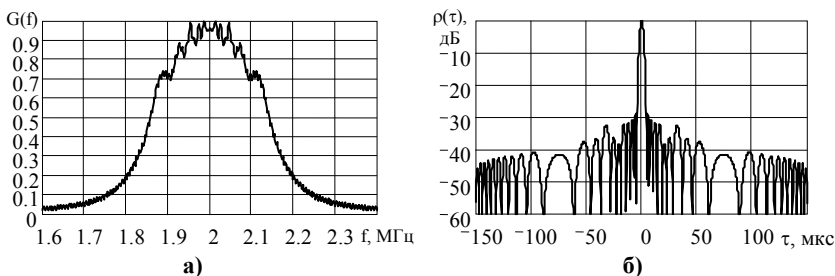


Рис. 5, а – АЧХ сигнала с НЧМ; б – сжатый НЧМ сигнал

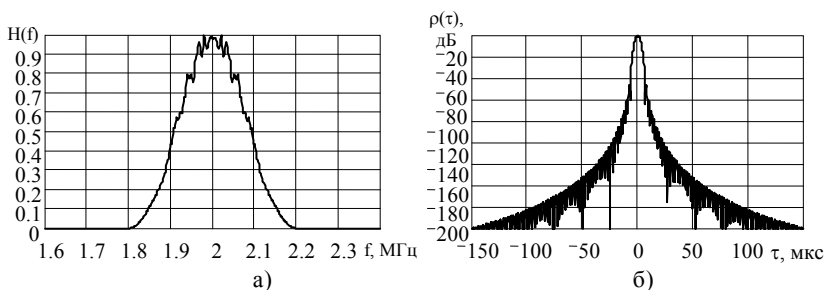


Рис. 6, а – АЧХ оптимального корректирующего фильтра, формирующего окно вида  $\cos^4(x)$ ; б – отклик НЧМ сигнала на выходе этого фильтра

**Влияние скорости цели на УБЛ сжатых сигналов.** Анализ результатов проведенных исследований показывает, что наибольшая доплеровская чувствительность свойственна методу амплитудно-частотной коррекции принимаемого сигнала. Здесь с увеличением  $F_d$  (особенно при больших  $V$ ) весьма быстро происходит раскомпенсация пульсаций вплоть до их резкого «подчеркивания», что накладывает ограничения на область применения данного метода.

Доплеровский сдвиг частоты вызывает существенное увеличение УБЛ функции неопределенности ЛЧМ сигнала, хотя величина этого уровня не превышает  $-34,3$  дБ (рис. 7). При уменьшении  $F_d$  на порядок (с  $4000$  до  $400$  Гц), УБЛ снижается на  $12$  дБ (до  $-46$  дБ). При НЧМ (рис. 8), как и при ЛЧМ сигнале, уменьшение  $F_d$  приводит к снижению УБЛ с  $-39,7$  дБ до  $-$



46,7 дБ.

В табл. 1 сведены расчетные данные об изменении основных характеристик сжатого НЧМ сигнала вида (4), рекомендованного к применению при модернизации обзорных РЛС, а для сравнения даны сведения об аналогичных характеристиках сжатого ЛЧМ сигнала.

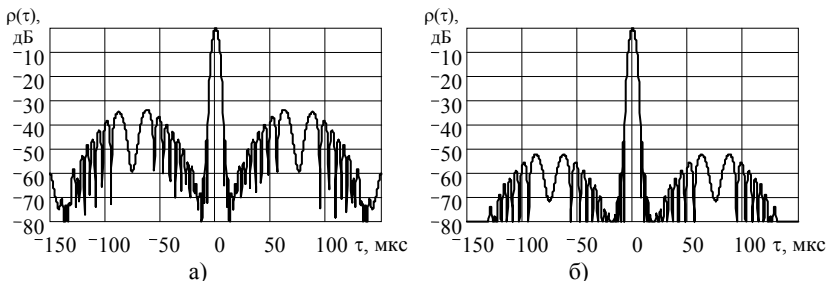


Рис. 7. Сжатый ЛЧМ сигнал при амплитудно-частотной коррекции принимаемого сигнала и окне вида  $\cos^4(x)$  при  $F_d = 4000$  Гц (а) и  $F_d = 400$  Гц (б)

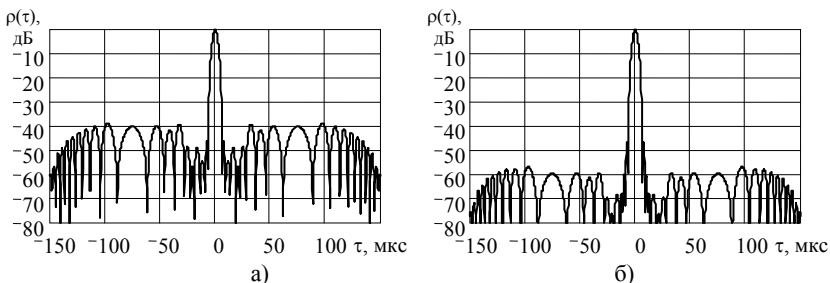


Рис. 8. Отклик НЧМ сигнала на выходе оптимального корректирующего фильтра (окно вида  $\cos^4(x)$ ) при  $F_d = 4000$  Гц (а) и  $F_d = 400$  Гц (б)

Анализируя полученные результаты расчетов длительности сжатых сигналов и учитывая, что устройство обработки РЛС должно обеспечить разрешающую способность по дальности не более 2000 м (для РЛС типа «П-18»), можно сделать вывод о целесообразности применения сигналов с НЧМ в обзорных РЛС различного назначения при их модернизации.

Таблица 1

Расчетные характеристики сжатых ЧМ сигналов при различных доплеровских сдвигах частоты (окно вида  $\cos^4(x)$ ,  $\Pi = 1,25\Delta F$ )

Вид сигнала и его параметры	$F_d$ , Гц	Максимальный УБЛ, дБ	Потери, дБ	Длительность сигнала, мкс
ЛЧМ:	0	- 46,7	- 1,9	3,67
$\tau_i = 150$ мкс;	400	- 46,7	- 1,9	3,67
$\Delta F = 0,4$ МГц	4000	- 35,2	- 1,9	3,67
НЧМ:	0	- 46,7	- 0,2	3,67

$\tau_{и} = 150$ мкс;	400	- 46,7	- 0,2	3,67
$\Delta F = 0,4$ МГц	4000	- 39,7	- 0,2	3,67

**Выводы.** В РЛС, использующих ЛЧМ сигналы с прямоугольной огибающей, из-за френелевских пульсаций спектра не удается достигнуть УБЛ сжатого сигнала, соответствующего потенциальному значению, обеспечиваемому весовыми функциями. При малых базах сигналов уровень дальних боковых лепестков соответствует УБЛ невзвешенного сигнала в случае временного взвешивания или превышает его на – (3...5) дБ в случае частотного взвешивания.

Методы снижения УБЛ, основанные на изменении амплитуды или фазы на краях импульса и на компенсации френелевских пульсаций спектра в фильтрах сжатия, приводят к значительным потерям в отношении сигнал/шум. При весовой обработке ЛЧМ сигнала ( $B = 60$ ) по Хэммингу УБЛ составляет – 37,9 дБ, потери в отношении сигнал/шум при этом составляют – 1,34 дБ. Низкого УБЛ (– 28,8 дБ) сжатого сигнала без весовой обработки можно добиться при использовании НЧМ импульсов. При амплитудно-частотной коррекции принимаемого НЧМ сигнала потери в отношении сигнал/шум могут быть сведены до – 0,2 дБ, а УБЛ – до – 46,7 дБ, при незначительном увеличении чувствительности к доплеровскому сдвигу частоты.

Применение НЧМ сигналов, их формирование и обработка с помощью цифровых методов в обзорных РЛС с малобазовыми сигналами позволяет значительно повысить разрешающую способность по дальности.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Ю.Н. Александрова. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
3. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
4. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977. – 448 с.
5. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника (в четырех томах) / Под общ. ред. К.Н. Трофимова. – М.: Сов. радио, Т. 3, 1979. – 528 с.

Поступила 30.04.2003

**КАНДЫРИН Николай Павлович**, канд. техн. наук, старший научный сотрудник научного центра при ХВУ. В 1982 году окончил ХПИ. Область научных интересов – радиолокация, цифровое формирование радиолокационных сигналов.

**ДЗИГОРА Александр Михайлович**, нач. отделения учебной лаборатории кафедры ХВУ. В 1994 году окончил Житомирское ВУРЭ ПВО. Область научных интересов –

*радиолокация, цифровое формирование радиолокационных сигналов.*