

УДК 621.396.967

Н.П. Кандырин

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВОПРОСОВ ПРИМЕНЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В МЕТЕОРАДИОЛОКАЦИИ

В статье рассматриваются результаты исследований по вопросу применения сложных сигналов в бортовых метеорологических радиолокационных станциях со сжатием импульсов. Приведены результаты математического моделирования системы формирования и обработки зондирующих импульсов с линейной и нелинейной частотной модуляцией, а также рассмотрены способы весовой обработки сигналов. Показаны способы и устройства формирования таких сигналов цифровыми синтезаторами.

**Ключевые слова:** уровень боковых лепестков, метод, импульсная мощность, весовая обработка, сложные сигналы.

### Введение

**Постановка проблемы.** С давних пор, как только стали применять метеорадиолокатор на борту самолета, при их исследовании и разработках была сформулирована совокупность главных проблем этой области:

- достижение заданной дальности;
- уменьшение потребляемой мощности;
- уменьшение массогабаритных размеров;
- улучшение характеристик разрешения.

Уменьшение массогабаритных размеров и потребляемая мощность напрямую связаны с развитием методов увеличения дальности обнаружения и разрешения по дальности сигналов при уменьшении излучаемой мощности. Увеличение параметров дальности и разрешения имеет большое значение при измерении микрофизических характеристик осадков и облаков различных форм.

Поэтому исследование вопросов применения сложных сигналов в метеорадиолокаторах для увеличения дальности обнаружения и разрешения по дальности с одновременным уменьшением энергопотребления за счет применения цифрового формирования этих сигналов.

**Анализ литературы.** Обнаружение объектов с малыми ЭПР, зависит от мощности передатчика импульсной радиолокационной станции (РЛС). Излучение средней мощности на требуемом уровне (достаточном для обнаружения метеобразований на большой дальности) может быть достигнуто за счет увеличения:

- выходной импульсной мощности;
- длительности импульса (при этом, в случае применения простых сигналов, ухудшается пространственное разрешение);
- частоты повторения импульсов (в этом случае возможно наложение отражений из соседних интервалов дальности).

Средняя мощность передатчика определяется периодом повторения и длительностью зондирую-

щих импульсов, в случае импульсов прямоугольной формы, для которых мощность  $P_n$  остается неизменной в течение времени  $\tau_n$ . Для средней мощности  $P_{cp}$  при этом можно записать выражение:

$$P_{cp} = \frac{P_n \tau_n}{T_{пов}}, \quad (1)$$

где  $T_{пов}$  – период повторения импульсов,  $\tau_n$  – импульса.

Поэтому важным способом увеличения энергетического потенциала метеорологического радиолокатора при неизменной, или более низкой импульсной мощности передающего устройства, является использование сложных зондирующих сигналов в системе со сжатием импульсов. В этом случае величина  $\tau_n$  выбирается из соображений обеспечения необходимой средней мощности для заданной дальности обнаружения. Требуемые характеристики разрешения достигаются путем сжатия в приемнике отраженного от объекта принятой копии исходного сигнала.

РЛС со сжатием импульсов является примером практической реализации согласованной фильтрации [1, 2]. Принятый отраженный сигнал  $u(t)$  подается на согласованный фильтр (СФ), частотный отклик которого  $G^*(\omega)$  является комплексносопряженным по отношению к спектру исходного зондирующего сигнала. На выходе СФ появляется сжатый импульс пропорциональный автокорреляционной функции (АКФ) исходного сигнала, вид которого определяется обратным преобразованием Фурье произведения спектра сигнала  $G(\omega)$  на частотный отклик согласованного фильтра  $G^*(\omega)$ :

$$\begin{aligned} u_{вых}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cdot G^*(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \quad (2)$$

Структурная схема РЛС со сжатием импульсов приведена на рис. 1.

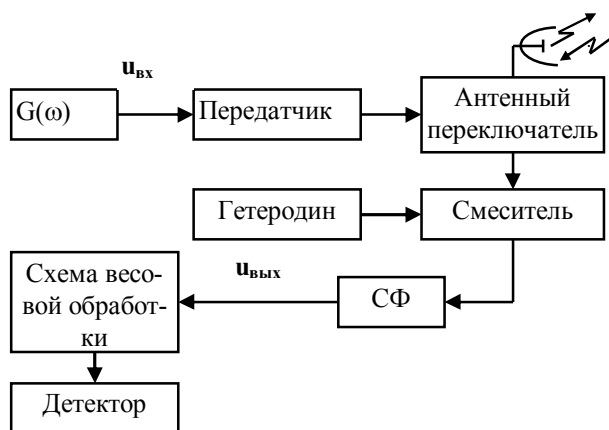


Рис. 1. Структурная схема РЛС со сжатием импульсов

Однако при обработке сложных сигналов неизбежно возникают боковые лепестки, приводящие к появлению ложных сигналов, расположенных на расстоянии длительности несжатого сигнала  $\tau_n$  до и после реального объекта. При наличии объектов с большой ЭПР, отраженный сигнал от объектов с малыми ЭПР может быть замаскирован боковыми лепестками интенсивных сигналов от объектов, расположенных на расстоянии длительности несжатого сигнала. Поэтому до появления высокопроизводительных цифровых вычислительных средств было невозможно синтезировать и обрабатывать сложные сигналы, особенно с нелинейной частотной модуляцией, для которых отношение мощностей главного и бокового лепестков превышало бы 25 дБ, а динамический диапазон отраженных сигналов метеорологических РЛС сжатие импульсов ранее не использовалось. На данный момент времени, современные вычислительные средства позволяют формировать зондирующие импульсы со сложными сигналами и обрабатывать их и при этом получать уменьшение боковых лепестков сжатого сигнала до уровня ниже минус 50 дБ.

**Целью статьи** является разработка предложений по внедрению в бортовые метеорадиолокаторы типа «Гроза», «Буран», «Орион» и т. д. сложных сигналов для повышения обнаружения и разрешающей способности по дальности.

## Основной материал

Одним из наиболее распространенных типов сложных сигналов, используемых в системах со сжатием импульсов, являются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). ЛЧМ сигнал может быть описан выражением:

$$u(t) = u_0 \cos \left( 2\pi f_n t \pm \frac{\pi \Delta F}{\tau_n} t^2 + \phi_0 \right), \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_n, \quad (3)$$

где  $u_0, f_n, \phi_0, \Delta F, \tau_n$  – амплитуда, начальная частота, начальная фаза, девиация частоты и длительность ЛЧМ радиоимпульса.

На рис. 2 приведен пример спектра ЛЧМ радиоимпульса, с параметрами  $\tau_n = 156,1$  мкс,  $\Delta F = 0,41$  МГц, а также его АКФ.

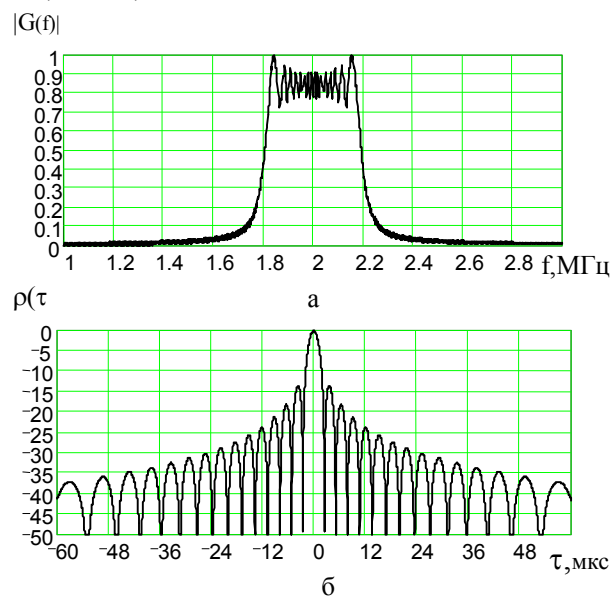


Рис. 2. Спектр ЛЧМ сигнала и его АКФ

Его амплитудно – частотный спектр (АЧС) при базе  $B = \Delta F \tau_n = 64 \gg 1$  близок к прямоугольному. Уровень боковых лепестков (УБЛ) АКФ такого сигнала равен минус 13,5 дБ. Хотя ЛЧМ сигнал, с его шириной полосы частот улучшает разрешающую способность по дальности, однако такой УБЛ неприемлем для задач метеорадиолокации. Большее подавление УБЛ достигается применением специальных видов весовой обработки.

Известные из литературы весовые функции (Хэмминга, Тейлора, Гаусса, Дольфа-Чебышева, Кайзера и т. д.) [2, 3] 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

$$W(f) = k + (1 - k) \cdot \cos^2 \frac{\pi f}{\Delta F}. \quad (4)$$

Здесь  $k$  – высота пьедестала косинус-квадратной весовой функции. Хэмминговское взвешивание ( $k = 0,08$ ) обеспечивает наилучший УБЛ (–42 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 [4]. Однако предельно достижимый УБЛ для каждой из весовых функций обеспечивается лишь при строго прямоугольном спектре ЛЧМ сигнала. 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 опреде-

лена частотная характеристика  $H(f)$  устройства сжатия в выражении для сжатого сигнала

$$q(t) = F^{-1} \{ F[U(t)] \cdot H(f) \}, \quad (5)$$

где  $F$  и  $F^{-1}$  – операторы прямого и обратного преобразования Фурье. Различают частотное и временное взвешивание [4]. При частотном взвешивании

$$H(f) = R(f) W(f), \quad (6)$$

при временном

$$H(f) = \{ F[U(t)W(t)] \}. \quad (7)$$

Здесь  $R(t)$  – составляющая, характеризующая дисперсионные свойства фильтра сжатия;  $W(f)$ ,  $W(t)$  – весовые функции заданные, соответственно, в частотной и временной областях дают примерно один и тот же результат. Например, для ЛЧМ сигнала с параметрами  $B = 60$ ,  $\Delta F = 0,4$  МГц,  $\tau_n = 156$  мкс при частотной весовой обработке по Хэммингу УБЛ составляет – 31,5 дБ, а длительность сжатого импульса по уровню – 3 дБ равна 3,2 мкс. Потери в этом случае составляют – 1,3 дБ. Теоретически величина этих потерь может быть рассчитана по формуле

$$LPG = \frac{1}{K^2} \left| \sum_{k=0}^{K-1} w[k] \right|^2, \quad (8)$$

где  $K$  – количество дискретных значений весовой функции [5].

При весовой обработке во временной области УБЛ составляет – 37,9 дБ, а длительность сжатого импульса по уровню – 3 дБ равна 3,2 мкс. Потери в отношении сигнал/шум составляют – 1,35 дБ. Аналогичные результаты получаются и при использовании других видов весовых функций. Высокий УБЛ в этих сигналах объясняется френелевскими пульсациями спектра. Одним из путей снижения френелевских пульсаций спектра является плавное изменение огибающей на краях ЛЧМ сигнала по косиноидальному закону [4]. Обычно такой метод в мощных РЛС не применяют, так как оконечные каскады усилителей, по существу, работают в режиме класса С и в них нельзя управлять изменением амплитуды.

В этом случае метод регулирования амплитудных пульсаций спектра можно осуществить предсказанием закона фазовой или частотной модуляции сигнала. Предсказания фазы ЛЧМ сигнала не изменяет формы его огибающей и потому может применяться на передающей стороне в мощных РЛС.

При использовании сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ) пытаются совместить прием на согласованный фильтр и снижение уровня боковых лепестков. Таким образом, можно избежать потерь в отношении сигнал/шум, связанных с весовой обработкой. В сигналах с НЧМ частота

$$\omega(t) = \omega_0 + \beta_0 t + \bar{\omega}(t), \quad (9)$$

меняется по нелинейному закону симметрично относительно центральной частоты. Здесь  $\beta_0$  – скорость

изменения частоты опорного ЛЧМ сигнала;  $\bar{\omega}(t)$  – симметричная нелинейная 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 и малому уровню боковых лепестков корреляционной функции, существенно зависящему от вида  $\bar{\omega}(t)$ . Основная идея при выборе вида НЧМ заключается в том, чтобы найти такой закон модуляции, при котором энергетический спектр сигнала по форме был наиболее близок к какой-либо функции частотного окна, гарантирующей заданный уровень боковых лепестков.

В литературе подробно рассмотрены сигналы с НЧМ. Для существенного снижения (до –40 дБ) уровня боковых лепестков сжатого сигнала может быть использован сигнал с нелинейной ЧМ вида [2]

$$u(t) = u_0 \cos \left\{ 2\pi\Delta F \left[ \frac{t^2}{2\tau_n} - \sum_{n=1}^7 \frac{K_n \tau_n}{2\pi n} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \cos(2\pi n t / \tau_n) \right] \right\} \text{ при } -\tau_n/2 \leq t \leq \tau_n/2, \quad (10)$$

где  $K_1 = -0,1145$ ;  $K_2 = 0,0396$ ;  $K_3 = -0,202$ ;  $K_4 = 0,0118$ ;  $K_5 = -0,0082$ ;  $K_6 = 0,0055$ ;  $K_7 = -0,004$ .

Амплитудно-частотный спектр такого сигнала имеет скругленную форму (рис. 3, а), а на рис. 3, б показана его автокорреляционная функция. Из рис. 3, б видно, что уровень боковых лепестков при базе сигнала  $B = 64$  действительно уменьшается (до –30 дБ), хотя и не достигает того уровня (–40 дБ), как утверждается в [2]. Проведенные исследования показали, что использование весовой обработки как во временной, так и в частотной области для сигналов с НЧМ значительного выигрыша в уменьшении УБЛ функции неопределенности не дает (<2 дБ).

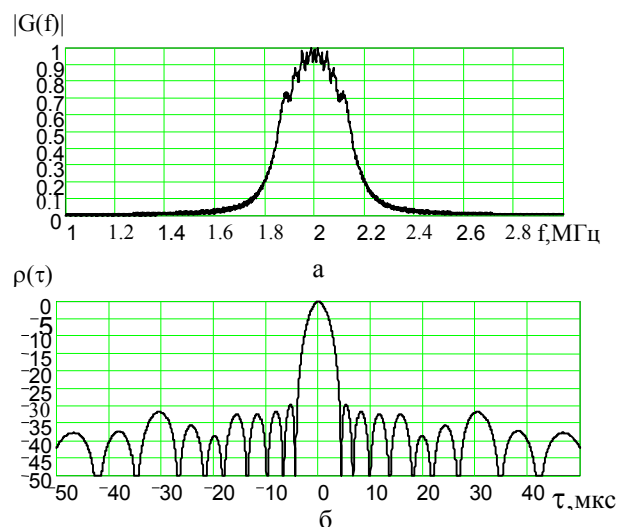


Рис. 3. АЧС сигнала с НЧМ и его АКФ

Получить УБЛ функции неопределенности менее -60 дБ позволяет использование амплитудно-частотной коррекции принимаемого сигнала.

Основная идея амплитудно-частотной коррекции сигнала заключается в том, чтобы пропускать принимаемый сигнал через такой фильтр, при котором он при выходе не имел фазовой модуляции, а его АЧС совпадал с заданной функцией частотного окна, вид которого гарантирует заданный УБЛ. Для ЛЧМ сигнала в качестве функции окна будем рассматривать окно Хемминга и так называемое окно вида  $\cos^4(x)$  [2]. На рис. 4 показаны АЧХ оптимального фильтра, формирующего окно Хемминга и отклик сигнала на выходе этого фильтра. Главным недостатком этого фильтра является достаточно большой УБЛ в широком диапазоне дальностей. Это связано с тем, что скорость спада боковых лепестков у окна Хемминга составляет всего 6 дБ на октаву, что является не всегда достаточным. Практически этот уровень составляет от -60 дБ до -75 дБ. Более быстрый спад УБЛ наблюдается, например, в функции вида  $\cos^4(x)$ /

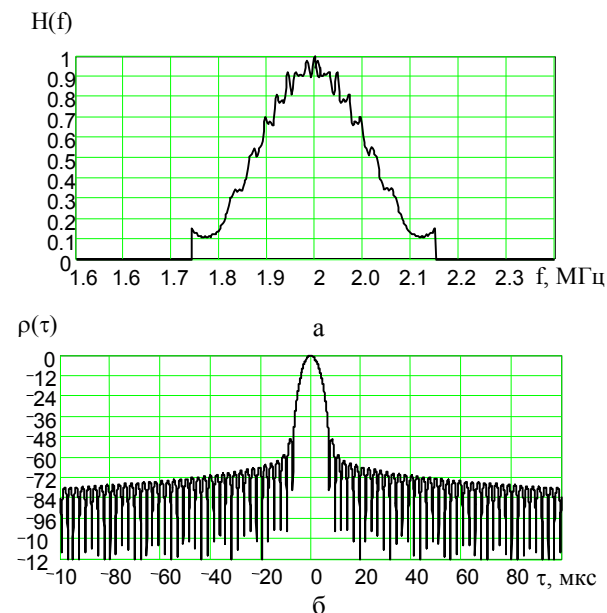


Рис. 4. АЧХ фильтра и отклик сигнала на его выходе

На рис. 5 приведены АЧХ оптимального фильтра и отклик на выходе этого фильтра для данной функции окна при девиации частоты  $\Delta F = 0,41$  МГц. Из рисунка видно, что максимальный УБЛ составляет -72 дБ, при этом скорость спада боковых лепестков составляет -30 дБ/октава.

Уменьшить потери в отношении сигнал/шум возможно при применении НЧМ сигнала вида (10) и окна вида  $\cos^4(x)$ . АЧХ оптимального фильтра для такого сигнала имеет вид, показанный на рис.6,а. При этом форма отклика на выходе фильтра не зависит от вида сигнала, а определяется только функцией окна (рис. 6, б). Результаты исследований показали, что наилучшими характеристиками с точки зрения минимального УБЛ функции неопределенно-

сти сигнала и минимальных потерь в отношении сигнал/шум обладает сигнал с НЧМ вида (10) при применении оптимального корректирующего фильтра. При этом уровень боковых лепестков гарантирован соответствующим окном (в данном случае окном вида  $\cos^4(x)$  -72 дБ), а потери в отношении сигнал/шум составляют  $\approx 0,2$  дБ.

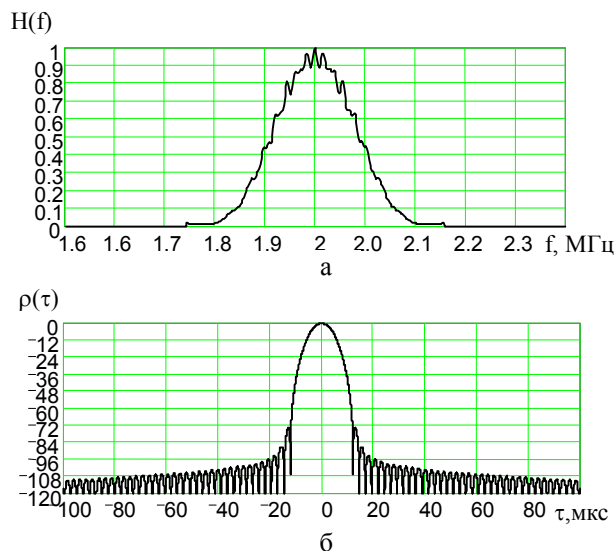


Рис. 5. АЧХ фильтра и отклик на его выходе

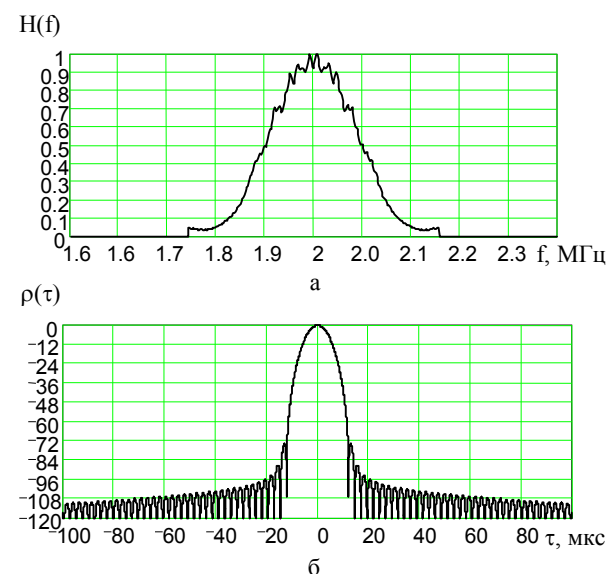


Рис. 6. АЧХ фильтра и отклик на его выходе

При использовании ЛЧМ сигнала и классического метода обработки (в соответствии с окном Хемминга) уровень боковых лепестков составляет -38 дБ, а потери в отношении сигнал/шум -1,34 дБ. При применении ЛЧМ сигнала и оптимального корректирующего фильтра можно добиться также уровня боковых лепестков -72 дБ, однако потери в отношении сигнал/шум составят -1,8 дБ.

Значительно уменьшить УБЛ возможно, если применять такие сигналы с большой базой  $B \gg 100$ .

Формировать такие сигналы рекомендуется цифровыми синтезаторами сигналов (ЦСС). В зави-

симости от аппаратурного построения и функционирования, известные ЦСС разделяются на три типа – табличные, вычислительные и таблично вычислительные. Методики проектирования таких типов ЦСС подробно изложены в [6 – 9]. С целью уменьшения массогабаритных размеров и энергопотребления предлагается использовать ЦСС табличного типа, структурная схема одного из них, выполненного на ПЛИС приведена на рис. 7 [10].

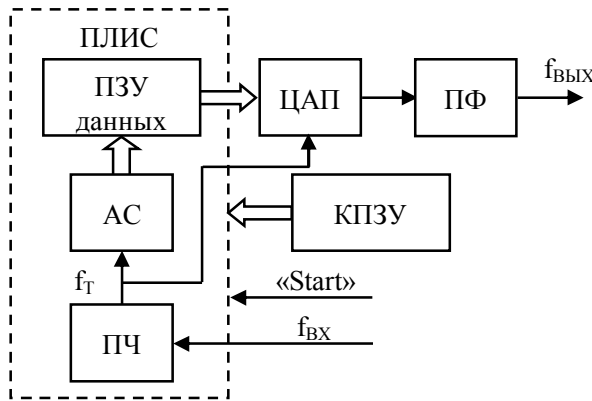


Рис. 7. Структурная схема табличного ЦСС на ПЛИС

Предполагается что обработка сигналов будет производиться цифровыми методами, поэтому предлагается формировать этим ЦСС три вида сигналов, простой радиоимпульс – с небольшой длительностью (порядка – 0,5...1 мкс) для зондирования на малых дальностях (до 100 км) и сигналы большой длительности с ЛЧМ или НЧМ с параметрами ( $\Delta F = 0,5...2,0$  МГц и  $\tau_{\text{н}} = 20,0...150$  мкс). Спектры сигналов с ЛЧМ и НЧМ сформированные с помощью табличного ЦСС приведены на рис. 8.

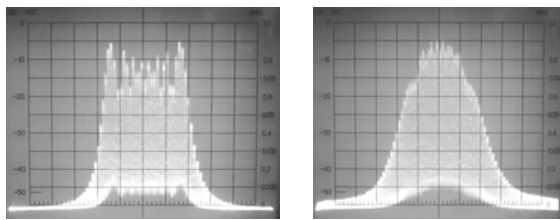


Рис. 8. Спектры сигналов с ЛЧМ и НЧМ

## Выводы

Проведенный сравнительный анализ сложных радиолокационных сигналов с точки зрения получения малого УБЛ отклика сигнала на выходе фильтра

для метеорадиолокаторов (типа «Гроза», «Буран», «Орион» и т.д. X-диапазона) показал, что предпочтительным является сигнал с НЧМ (с базой равной  $B = 60$ ) при использовании его с амплитудно-частотной коррекцией, позволяющей получить малый уровень боковых лепестков (-72 дБ), при этом потери в отношении сигнал/шум составляют -0,2 дБ.

## Список литературы

1. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов радио, 1970. – 280 с.
2. Сколник М. Справочник по радиолокации. Т. 3. Радиолокационные устройства и системы / под ред. А.С. Винницкого. – М.: Сов. радио, 1979. – 528 с.
3. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977. – 448 с.
4. Кук Ч. Радиолокационные сигналы: пер. с англ. / Ч. Кук, М. Бернфельд; под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
5. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill? New York, 2005.
6. Кандырин Н.П. Методика определения параметров цифровых синтезаторов по величине искажений сжатых ЛЧМ сигналов в РЛС различного назначения / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Системы обработки інформації. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 4(20). – С. 219-224.
7. 1552345 (СССР). Цифровой синтезатор частотно-модулированных сигналов / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, Н.А. Михайлов – Опул. Б.И. – 1990. – № 11. – С. 42-46.
8. Кандырин Н.П. Методика проектирования и особенности управления параметрами частотно-модулированных сигналов в табличных цифровых синтезаторах / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Системы обработки інформації. – Х.: НАНУ, ХВУ, 2002. – Вип. 3(19). – С. 124-128.
9. Матюшин О.Т., Сыромятников А.Н. Проектирование цифровых программируемых синтезаторов ЛЧМ сигналов / О.Т. Матюшин, А.Н. Сыромятников // Радиотехника. – 1991. – № 1. – С. 56-61.
10. Кандырин Н.П. Методика проектирования цифровых синтезаторов сигналов на основе программируемых металлологических интегральных схем / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора, А.И. Омельченко // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – Х.: ОНДІ ЗС, 2005. – Вип. 2 (2). – С. 131-141

Поступила в редколлегию 4.11.2013

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. О.И. Сухаревский, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

## ДОСЛІДЖЕННЯ ПИТАНЬ ЗАСТОСУВАННЯ ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРІВ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ У МЕТЕОРАДІОЛОКАЦІЇ

М.П. Кандирін

У статті розглядаються результати досліджень з питання застосування складних сигналів в бортових метеорологічних радіолокаційних станціях із стискуванням імпульсів. Наведено результати математичного моделювання системи формування та обробки зондувальних імпульсів з лінійної і нелінійної частотної модуляцією, а також розглянуті способи вагової обробки сигналів. Показані способи і пристрої формування таких сигналів цифровими синтезаторами.

**Ключові слова:** рівень бічних пелюсток, метод, імпульсна потужність, вагова обробка, складні сигнали.

**RESEARCHING OF PROBLEMS IN IMPLEMENTATION OF THE DIGITAL SYNTHESIZER  
IN FORMING COMPOUND SIGNALS IN METEOROLOGIC RADAR**

N.P. Kandyrin

*In this article it is considered the results of researching in using compound signals on board meteorological radars with compressed pulses. It is produced results of mathematical modeling of forming system and probe pulses processing with linear and non-linear frequency modulation and also it is considered the methods of weighting signals processing. It is displayed the methods and devices of forming such signals with digital synthesizers*

**Keywords:** *side-lobes level, method, pulse power, weighting processing, compound signals.*