

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ С ЦИФРОВЫМ ФОРМИРОВАНИЕМ ДЛЯ ДОПЛЕРОВСКИХ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ

Ефремов В.С., Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Лаврукевич В.В., Р.М. Седлецкий Р.М.

Введение

До настоящего времени в большинстве метеорадаров (МР) различного назначения использовались простые сигналы с базой $B = 1$ [1,2]. Их применение требует генерации и излучения очень высокой импульсной мощности ($P_p \geq 300$ кВт) для наблюдения на больших дальностях метеобразований (МО) в широком диапазоне отражаемостей. Поэтому в таких МР к электрической прочности антенно-фидерного тракта и защите приемника предъявляются повышенные требования.

Эти требования можно существенно снизить, если в МР применяются сложные сигналы с $B \gg 1$ в сочетании с технологией цифрового сжатия. За счет возможностей в B раз снизить генерируемую пиковую мощность повышается эксплуатационная надежность МР и снижается его стоимость.

Несмотря на указанные достоинства, а также возможность улучшить разрешающую способность по дальности, сложные сигналы, широко распространенные в РЛС других назначений, в МР не нашли своего применения. В качестве аргумента против сложных зондирующих сигналов (ЗС) в метеорадиолокации выдвигается тезис о высоком уровне боковых лепестков (УБЛ) корреляционной функции КФ [3]. При больших градиентах отражаемости это может привести к следующим последствиям:

- главные максимумы эхо-сигналов от слабых МО могут быть «замаскированы» боковыми лепестками эхо-сигналов от мощных МО;
- при отражении от границы МО за счет боковых лепестков КФ происходит «размывание» кромки, что, в свою очередь, может привести к ошибкам определения контура МО.

Как отмечалось в [4], указанные недостатки относятся к сложным сигналам с УБЛ более - 25 дБ. Современный уровень теории и практики цифровых устройств формирования и сжатия сигналов позволяет достичь гораздо более низкий уровень УБЛ. Поэтому проектирование перспективных российских МР проводится на основе сложных сигналов, во многом определяющих их облик. Для принятия решения об их использовании был проведен большой объем экспериментальных исследований. Их целью являлось корректное сравнение простых и сложных сигналов при определении полей отражаемости реальных МО. Основные результаты этих исследований представлены в данной статье. Отметим,

Показана теоретическая и экспериментальная целесообразность применения сложных зондирующих сигналов в метеорадарах, предназначенных для измерения отражаемости метеобразований. Приводятся результаты синтеза сложных сигналов со сверхнизким уровнем боковых лепестков корреляционной функции. Проводится сравнительный анализ применения синтезированных и простых сигналов без внутримпульсной модуляции на основе данных натурного эксперимента по измерению полей отражаемости метеобразований.

что аналогичные тенденции к использованию сложных сигналов наблюдаются в ряде ведущих западных фирм-производителей МР [5,6].

Синтез и свойства фазомодулированных степенных сигналов

Для перспективных МР был предложен новый тип сигналов с внутримпульсной фазовой ступенчатой модуляцией (СФМС). Синтез этих сигналов проводился по критерию минимизации УБЛ сжатого сигнала при согласованной обработке. Для малых коэффициентов сжатия ($B \leq 25$) использовался среднеквадратический критерий синтеза. Для сигналов с большой базой ($B = 60-100$) применялся среднестепенный критерий [7]. Задача получения минимального УБЛ сводится к минимизации функционала вида

$$J = \min \sum_{k=1}^N |R_k|^p, \quad (1)$$

где R_k – k -ый лепесток КФ, $p = 2-6$ – степень критерия минимизации.

В следствии «овражности» и многоэкстремальности поставленной задачи синтеза, для ее решения использовался метод сопряженных градиентов в варианте наискорейшего спуска. В качестве начального приближения был выбран известный нелинейно-частотно-модулированный сигнал [8].

Суть метода сопряженных градиентов заключается в следующей последовательности операций. Из точки начального приближения x_{int} осуществляется спуск в точку x_0 по направлению антиградиента $P_0(x_{int})$

$$x_0 = x_{int} + \alpha_0 P_0(x_{int}), \quad (2)$$

где α_0 – оптимальный шаг, обеспечивающий нахождение глобального минимума.

Далее из точки x_0 реализуется повторный спуск градиентным методом в направлении антиградиента $P_1(x_0)$ в точку x_1 . Точки x_0 и x_1 определяют направление «оврага», вдоль которого осуществляется оптимальный шаг.

В общем виде итерационная процедура для метода сопряженных градиентов записывается в виде $x_{k+1} = x_k + \alpha P_k, P_k = x_k + \beta_k, \beta_k = |x_k|^2 / |x_{k-1}|^2, (3)$ где P_k – направление дна «оврага», β_k – отношение квадратов норм сигналов x_k и x_{k-1} ;

На рис.1 для сигнала длительностью $\tau_s=60$ мкс при коэффициенте сжатия $B = 60$ показано распределение фаз по отсчетам сигнала.

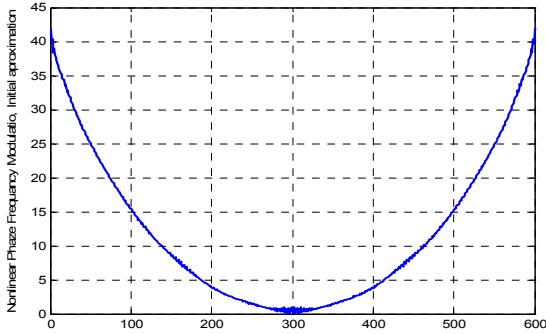


Рис. 1. Фазовая функция сложного сигнала

Соответствующие КФ синтезированного сигнала для доплеровских сдвигов частоты, равных $F_{dop} = 0$ и 2,4 кГц, показаны на рис. 2 и 3.

КФ для $F_{dop} = 0$ кГц имеет среднеквадратический УБЛ – 83 дБ. Минимаксный УБЛ – 70 дБ. Частота дискретизации 10 МГц.

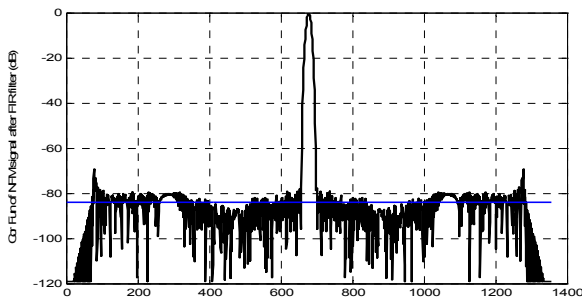


Рис. 2. КФ для $F_{dop} = 0$ кГц, среднеквадратический УБЛ = 83 дБ, минимаксный – 70 дБ

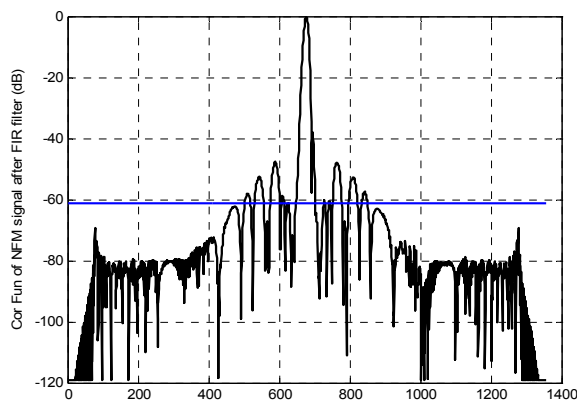


Рис. 3. КФ для $F_{dop} = 2.4$ кГц, минимаксный УБЛ = 47.8 дБ, среднеквадратический УБЛ – 61 дБ

Для МР в С диапазоне значение $F_{dop} = 2,4$ кГц является предельным, соответствующим максимальной радиальной скорости $|v_{rmax}| = 50$ м/с. Как видно из этих рисунков, максимальный УБЛ здесь возрастает от -72

дБ ($F_{dop} = 0$) до 52 дБ ($F_{dop} = 2.4$ кГц), что удовлетворяет предъявляемым требованиям к сигналу МР.

Отметим, что сжатие СФМС осуществляется согласованным фильтром во временной области с очень малыми потерями, обусловленными децимирующим фильтром $\sim 0.03 \div 0.05$ дБ. Сжатие во временной области обладает преимуществом по сравнению со сжатием в частотной области, так как обеспечивает конечную протяженность боковых лепестков КФ. В частотной области с использованием инверсного и весового фильтров сжатие приводит к «размыванию» боковых лепестков КФ по всей дистанции, что недопустимо для МР.

Экспериментально полученные КФ СФМС и его спектр показаны на рис. 4, 5 соответственно.

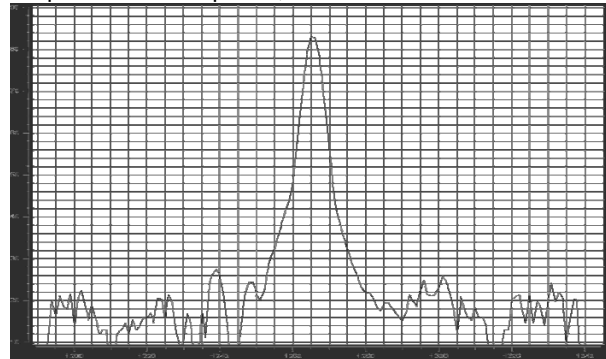


Рис. 4. Экспериментальная КФ фазомодулированного сигнала

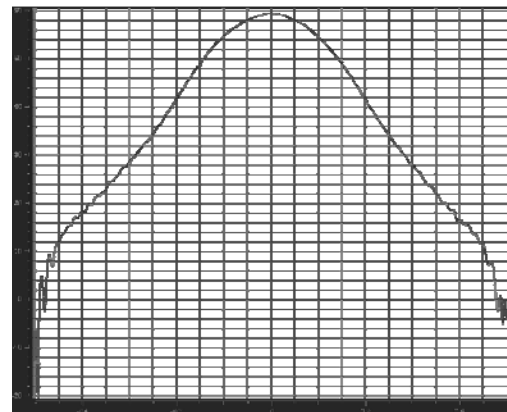


Рис. 5. Экспериментальный спектр фазомодулированного сигнала

Аппаратная реализация сложных сигналов

Проверка работы МР со сложным СФМС являлась важнейшей задачей экспериментов, которые проводились на действующих российских МР типа МРЛ-5 в районе Санкт-Петербурга (лето 2008г.) и в Москве (осень-зима 2008г.). Для этой цели в них была встроена когерентная приемопередающая аппаратура «Ли́ра-А10» S- диапазона. Формирование и обработка СФМС осуществлялось в цифровом виде с использованием ПЛИС Xilinx Virtex-4 платы цифровой обработки сигналов ADP201P1 (разработка ЗАО «Инструментальные системы»). Характеристики цифрового коррелятора на базе ПЛИС Xilinx Virtex-4:

- кол-во конфигурируемых логических блоков 6000;
- тактовая частота, МГц 400;
- разрядность входных/выходных данных, бит 16;
- разрядность данных при обработке, бит 48;
- объем статической памяти, Мбайт 8;

- частота дискретизации сигнала, МГц 10.
- В ходе экспериментов обеспечивались следующие основные параметры метеолокатора:
- генерируемая импульсная мощность, кВт 15;
 - чувствительность приемного устройства при полосе
 - $\Delta f_s = 0,5$ МГц, дБ/Вт минус 142;
 - длительность СФМС:
 - до сжатия, мкс 60;
 - после сжатия, мкс 2;
 - средний период повторения импульсов, мс 2;
 - максимальный УБЛ, дБ - минус 60;
 - число импульсов в пачке при скорости вращения антенны 36°/с 15.

Для корректного сравнения отражаемостей МО был предусмотрен режим работы с простым сигналом (МОНО) длительностью 2 мкс. Характеристики отражаемости МО определялись путем обработки цифро-

вых записей квадратурных составляющих отсчетов принятых сигналов. Пересчет оценки мощности эхо-сигналов \hat{P}_r в отражаемость осуществлялся по формуле [3]:

$$Z_{MF}(dBZ) = 10 \lg\left(\frac{\hat{P}_r}{\hat{P}_n}\right) - 10 \lg \dot{I}_M + 20 \lg R,$$

где \hat{P}_n - оценка мощности шумов, \dot{I}_M - метеорологический потенциал, R - дальность до отражателя.

Кроме того, в эксперименте была предусмотрена возможность сравнить результаты, полученные для СФМС, с оценкой отражаемости каналами X и S диапазонов штатного МРЛ-5. В этих каналах, работающих с МОНО сигналом, генерируемая импульсная мощность превышала мощность передатчика «Лира-А10» в 35 и 25 раз соответственно.

Результаты сравнительного эксперимента

На рис. 6-8 показаны карты метеотражений, полученные при использовании аппаратуры «Лира-А10» с СФМС:

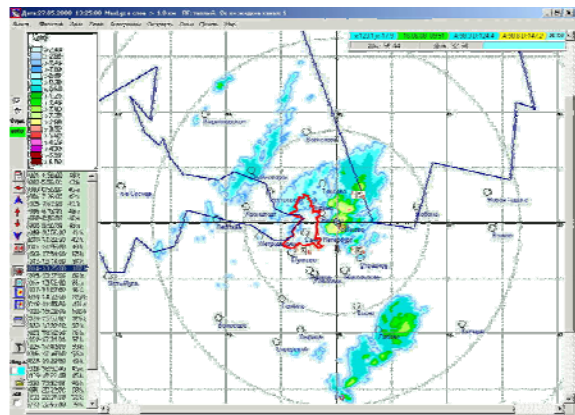
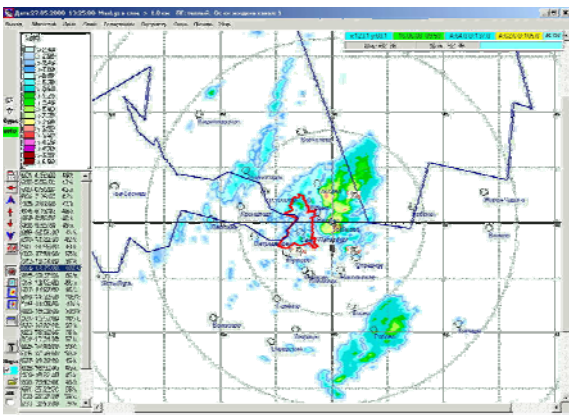


Рис. 6. Карты максимальной отражаемости "Лира-А10" (слева) и 3,2 см канала МРЛ-5 (справа). ПО «Мерком»

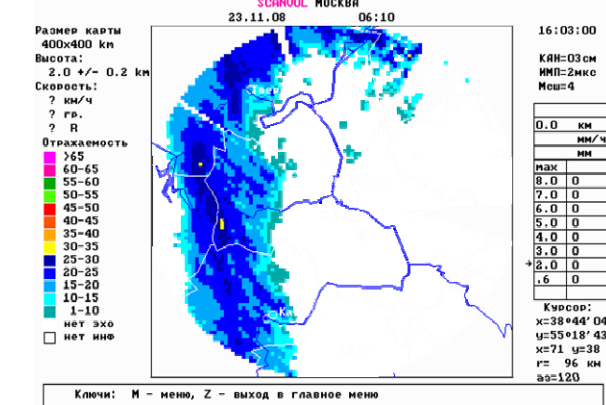
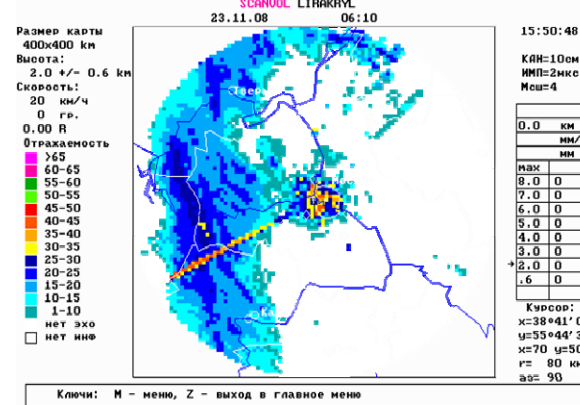


Рис. 7. Карты отражаемости на высоте 2 км. "Лира-А10" (слева) и 3,2 см канала МРЛ-5 (справа). ПО АКСОПРИ

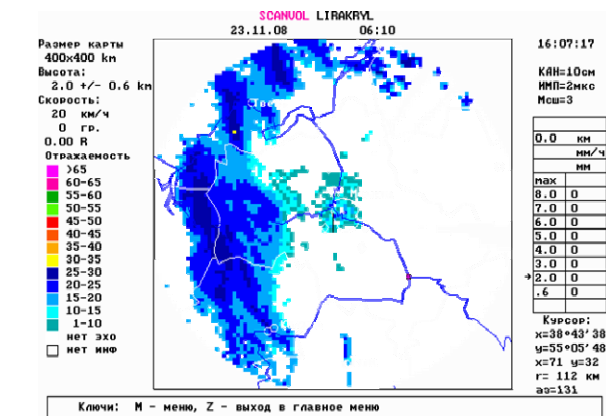
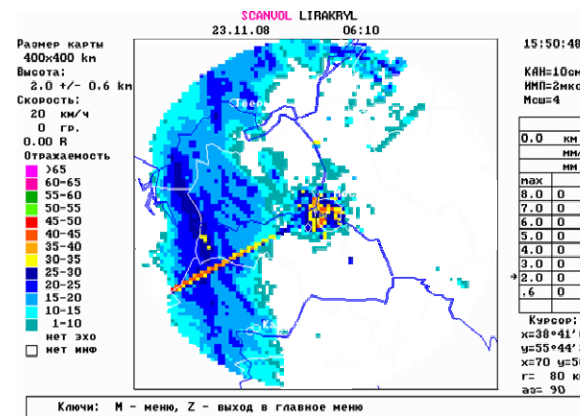


Рис.8. Карты верхней границы облачности. "Лира-А10" (слева) и 10 см канала МРЛ-5 (справа). ПО АКСОПРИ

Для СФМС «мертвая» зона, протяженностью до 10 км, не обрабатывалась. Сравнимые карты отражений получены практически одновременно в одинаковых метеоусловиях. Анализ рис. 6-8 показывает, что карты отражаемости для СФМС и МОНО сигналов совпадают с высокой степенью точности. Незначительные расхождения объясняются разницей ширины и ориентации диаграмм направленности антенны, совмещенной для X и S- диапазонов.

Сравнительный эксперимент был проведен и для случая, когда СФМС и МОНО сигналы формировались и принимались единой аппаратурой «Лира-А10». Для выравнивания энергетических потенциалов для МОНО импульсов был предусмотрен режим когерентного накопления. В этой ситуации, как показано на рис. 9, полученные профили отражаемости совпадали с точностью в пределах 10-15%.

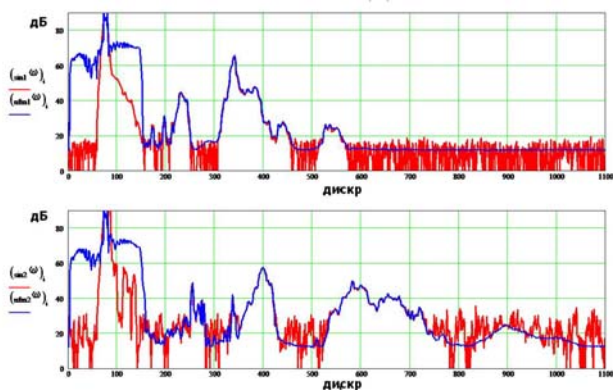


Рис. 9. Профили отражаемости для СФМС (относительно плавная кривая) и моно (осциллирующая кривая) сигналов

Совпадения результатов наблюдалось и при определении мощности отражений от МО с градиентами до 50 дБ в интервале ± 10 км от максимума. Этот результат свидетельствует об отсутствии влияния боковых лепестков СФМС на оценку мощности эхосигналов (подобное влияние можно ожидать в гипотетическом случае 80-100дБ градиентов). В ходе экспериментов также были получены оценки минимально обнаруживаемой отражаемости МО для обоих каналов МРЛ-5 и при использовании аппаратуры «Лира-А10». На заданном расстоянии ~ 200 км при пороговом отношении сигнал/шум, равном 1, минимально обнаруживаемая отражаемость МО для «Лира-А10» составила 13 dBz, а для штатной аппаратуры МРЛ-5 -10 dBz и 18 dBz в X и S каналах соответственно. Этот результат свидетельствует о возможности обнаружения МО с малыми величинами отражаемости и их геометрических характеристик (например, высоты верхней границы) при использовании СФМС.

В целом результаты экспериментальных исследований подтвердили высокую энергетическую эффективность СФМС.

При достигнутом уровне боковых лепестков эти сигналы не уступают традиционным МОНО сигналам для получения качественной метеоинформации, но при этом требуют существенно более низкой импульсной мощности МР.

Заключение

Результаты проведенных исследований позволяют сделать следующие выводы.

1. Для применения в перспективных МР синтезирован новый вид сложных сигналов (СФМС), обеспечивающий сверхнизкий УБЛ КФ в широком диапазоне возможных скоростей МО.

2. Особенностью предлагаемых сложных сигналов является ступенчатая фазовая модуляция временных отсчетов формируемого сигнала, взятых с высокой тактовой частотой (~ 10 МГц).

3. Показана целесообразность применения СФМС сигналов в МР для снижения генерируемой импульсной мощности и возможность их практической реализации (формирования и сжатия) в реальном времени на современной цифровой элементной базе

4. Экспериментально подтверждена высокая степень сходства измеренных полей отражаемостей МО при использовании СФМС и МОНО сигналов в МР.

5. В связи с указанными достоинствами на основе СФМС предлагается создание российских МР нового поколения.

Литература

1. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети. под. ред. А.С.Солонина, Гидрометеиздат, Санкт-Петербург, 2002.
2. Enterprise Electronic Corporation. USA. Weather radar sobetions for today and tomorrow. A techsys company. Prospects. 1999.
3. Richard T.Doviak, Dusan S Zenic. Doppler Radar and Weather Observation. Academic Press, Inc. 1985.
4. Barrick D.E. FM/CW radar signals and digital processing. – NOAA Tech Rep. ERL 293-WPL 26, 1-22. 1973.
5. Ivic, IR, A Zahrai and DS Zrnec, 2003. Whitening in range to improve weather radar spectral moment estimates. Part 2: Experimental evaluation. J. Atmos. Oceanic, Technol., 20, 1449-1459.
6. O'Hora, F and Keeler R. J., 2006: Comparison of Pulse compression & Whitening Transformation signal processing. Proceedings of the ERAD2006.
7. Д.Вакман, П.Седлецкий. Вопросы синтеза сложных сигналов. –М.. «Советское радио», 1971.
8. Radar handbook V1, Editor-in-Chief Merrill I.Skolnik. McGRAW-HILL Book Company. 1970.