

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОПРОСОВ ПРИМЕНЕНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В МЕТЕОРАДИОЛОКАЦИИ

Суханов Евгений Сергеевич, Лялин Константин Сергеевич

*Национальный исследовательский университет Московский государственный институт
электронной техники (технический университет)*

sukhanoves@gmail.com, ksl@miee.ru

ООО «НИИ «Компонент»

В докладе представлены результаты работы по исследованию вопросов применения сложных сигналов в метеорологических радиолокационных станциях со сжатием импульсов. Приведены результаты математического моделирования системы формирования и обработки зондирующих импульсов метеолокатора. Исследованы сигналы, как с частотной, так и с фазовой модуляцией, а также рассмотрены способы весовой обработки сигналов.

Более чем за полувековую историю исследований и разработок в метеорадиолокации была сформирована совокупность главных проблем этой области:

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

Уменьшение массогабаритных характеристик и потребления напрямую связано с развитием методов увеличения дальности обнаружения и разрешения сигналов при уменьшенной излучаемой мощности. Увеличение параметров дальности и разрешения имеет большое значение при измерении микрофизических характеристик осадков и облаков различных форм.

Обнаружение отражателей, дающих слабые эхосигналы, зависит от мощности передатчика импульсной радиолокационной станции (РЛС). Излучение средней мощности на требуемом уровне (достаточном для обнаружения метеообразований на большой дальности) может быть достигнуто за счет увеличения:

- выходной импульсной мощности,
- длительности импульса (при этом, в случае использования 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 импульсов, в случае импульсов прямоугольной формы, для которых мощность $P_{имп}$ остается неизменной в течение времени τ . Для средней мощности $P_{ср}$ при этом можно записать:

$$P_{ср} = \frac{P_{имп} \cdot \tau_{сигн}}{T_{пов}}$$

где $T_{пов}$ - период повторения импульсов, $\tau_{сигн}$ - длительность импульса.

Единственным способом увеличения энергетического потенциала метеорологического локатора при неизменной, или более низкой импульсной мощности передающего устройства, является использование сложных зондирующих сигналов в системе со сжатием импульсов. В этом случае величина $\tau_{сигн}$ выбирается из соображений обеспечения необходимой средней мощности для заданной дальности действия. Требуемые характеристики разрешения достигаются путем сжатия в приемнике принятой копии исходного сигнала.

РЛС со сжатием импульсов является примером практической реализации системы согласованной фильтрации [1]. Эхо зондирующего сигнала $y(t)$ подается на согласованный

фильтр (СФ), частотный отклик которого $Y^*(\omega)$ является комплексно-сопряженным 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 $Y(\omega)$ на частотный отклик согласованного фильтра $Y^*(\omega)$:

$$y_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega) \cdot Y^*(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y(\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega$$

Функциональная схема РЛС со сжатием импульсов приведена на рисунке 1.

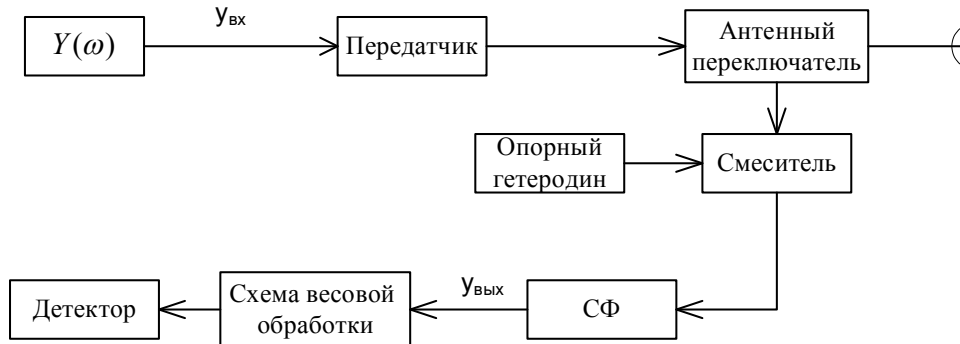


Рисунок 1 – Функциональная схема РЛС со сжатием импульсов

Однако при использовании сложных сигналов при их обработке неизбежно возникают боковые лепестки, приводящие к появлению ложных сигналов, расположенных на расстоянии длительности несжатого сигнала $\tau_{\text{сигн}}$ до и после реального отражателя.

При наличии больших градиентов отражаемости, радиоэхо от слабо рассеивающих отражателей может быть замаскировано боковыми лепестками интенсивных сигналов от отражателей, расположенных на расстоянии длительности несжатого сигнала.

Поскольку до появления высокопроизводительных вычислительных средств было невозможно синтезировать и обработать сложные сигналы, для которых отношение мощностей главного и бокового лепестков превышало бы 25 дБ, а динамический диапазон эхосигналов метеорологических РЛС сжатие импульсов ранее не использовалось. Современные вычислительные средства позволяют получить уменьшение боковых лепестков сжатого сигнала до уровня ниже минус 50 дБ.

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

$$s(t) = \exp \left[j2\pi \left(f_c t - \frac{1}{2} k t^2 \right) \right], \quad -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}$$

где f_c - центральная частота сигнала (несущая), k - коэффициент изменения частоты, τ - длительность импульса. База ЛЧМ сигнала равна

$$b = \Delta F \cdot \tau,$$

где ΔF полоса частот сигнала.

На рисунке 2 приведен пример ЛЧМ импульса, длительностью $\tau=1$ мкс и базой $b=20$, а также его АКФ. Уровень боковых лепестков АКФ такого сигнала равен минус 13,4 дБ. Хотя ЛЧМ сигнал, с его шириной полосы частот улучшает разрешающую способность по дальности, такой уровень боковых лепестков неприемлем для задач метеоролокации. Большее подавление уровня боковых лепестков можно достичь применением специальных видов модуляции зондирующего импульса, а также использованием весовой обработки.

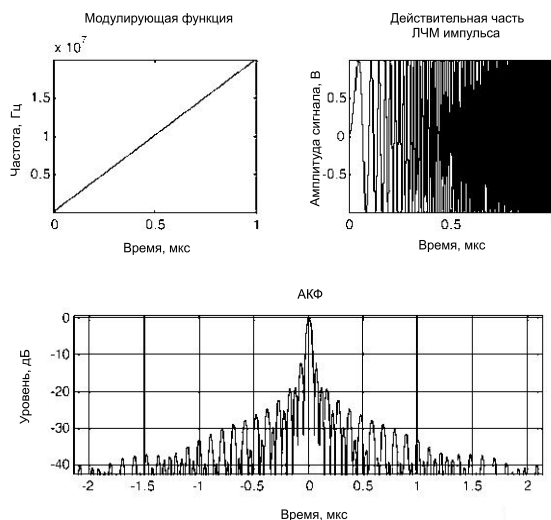


Рисунок 2 – ЛЧМ импульса и его АКФ

Если в стандартном варианте системы согласованной фильтрации, частотный отклик СФ определяется как $H(\omega) = Y^*(\omega)$, то в варианте системы согласованной фильтрации с взвешиванием в частотной области частотный отклик СФ может быть описан выражением

$$H(\omega) = W(\omega) \cdot Y^*(\omega),$$

где $W(\omega)$ – некая весовая функция (Хэмминга, Тейлора, Кайзера и т.д.). Структурная схема такого варианта системы представлена на рисунке 3.

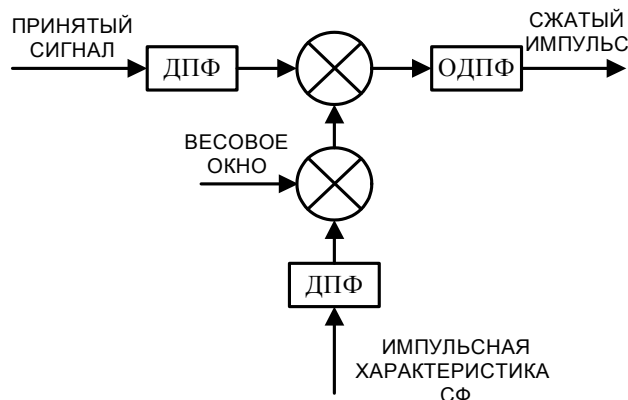


Рисунок 1 – Система сжатия импульсов с весовой обработкой в частотной области

Внедрение процесса весовой обработки в систему согласованной фильтрации обеспечивает значительное подавление боковых лепестков, однако при этом ухудшается отношение сигнал/шум на выходе СФ. Потери в мощности сигнала на выходе СФ возникают вследствие рассогласования фильтра с исходным сигналом после добавления весовой функции в алгоритм фильтрации. Теоретически величина этих потерь может быть найдена по формуле

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

где K – количество дискретных значений весовой функции. В работе [2] приведены результаты работы системы согласованной фильтрации с применением весовой функции Хэмминга.

Еще одним типом весовой обработки является амплитудная модуляция излучаемого импульса на основе выбранной весовой функции. Особенностью данного метода является то, что фильтр в приемнике полностью согласован с исходным импульсом, следовательно, не наблюдается потеря в отношении сигнал/шум на выходе СФ.

В качестве зондирующего импульса можно использовать сигнал с кодированием по фазе (фазоманипулированный сигнал). Сигналы с кодированием по фазе отличаются от частотно-модулированных сигналов тем, что в них длинный импульс разбивается на некоторое число более коротких подимпульсов. Все подимпульсы имеют равную длительность; каждый подимпульс передается с определенным значением фазы.

В исследовании использовались последовательности максимальной длины (называемые также М-последовательностями или последовательностями сдвигового регистра). Особенности и основные свойства М-последовательностей описаны в [3]. При использовании последовательностей максимальной длины в качестве непрерывных радиолокационных сигналов, АКФ имеет периодический характер с периодом $N\tau$, где τ - длительность подимпульса, N – количество элементов последовательности. Соотношение пикового бокового лепестка к максимуму АКФ в этом случае равно N^{-1} . Для аperiodического сигнала (в случае РЛС, работающей в импульсном режиме), отношение максимального бокового лепестка к максимуму достигает $N^{-1/2}$ по амплитуде [4].

На основании выявленных тенденций в области улучшения характеристик метеорологических РЛС была построена математическая модель формирования и обработки сложных сигналов в качестве зондирующих импульсов.

Моделирование проводилось с использованием пакета прикладных программ MatLab, основными функциями модели являются:

- формирование зондирующего импульса заданной длительности, с использованием определенного вида внутриимпульсной модуляции;
- фильтрация принятой копии импульса;
- весовая обработка;
- построение АКФ для оценки работы системы.

С помощью математической модели были получены следующие результаты.

На рисунке 4 приведены графики АКФ соответствующие системе с весовой обработкой в частотной области (слева) и с амплитудной модуляцией излучаемого импульса (справа). Весовая обработка в частотной области способствовала подавлению уровня боковых лепестков до значения -32.5 дБ, что на 19 дБ больше по сравнению с использованием ЛЧМ сигнала в стандартной системе сжатия импульсов. Применение амплитудной модуляции позволило достичь значительного подавления уровня боковых лепестков до значения -112 дБ.

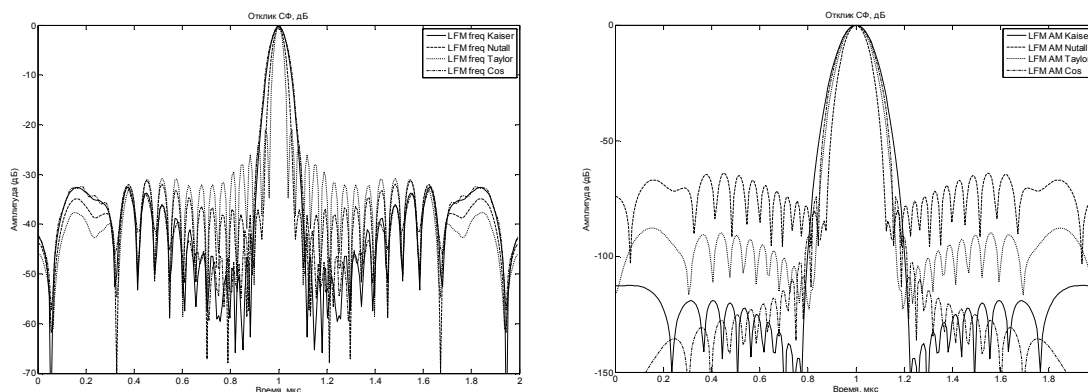


Рисунок 4 – Результаты моделирования. Система с частотной модуляцией зондирующего импульса.

В ходе моделирования системы формирования и обработки фазоманипулированных сигналов была подтверждена вышеупомянутая зависимость глубины подавления от длины кодирующей последовательности (от числа каскадов генератора) – $N^{-1/2}$ по амплитуде (или $-20\log\sqrt{N}$). На рисунке 5 приведен график этой зависимости.

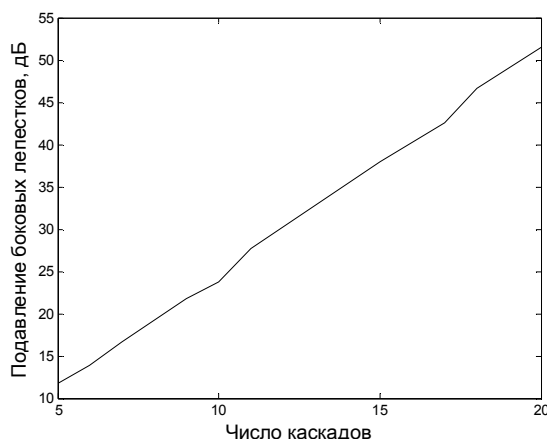


Рисунок 4 – Результаты моделирования. Система с частотной модуляцией зондирующего импульса.

Как показало исследование, необходимого для целей метеорадиолокации подавления боковых лепестков АКФ можно достичь использованием весовой обработки. Построенная модель подтвердила актуальность данного метода, продемонстрировав значимые результаты в подавлении боковых лепестков посредством весовой обработки в частотной области и амплитудной модуляции излучаемого импульса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Т.3 Радиолокационные устройства и системы. М., «Сов. радио», 1978 г. с 400 – 442.
2. M. A. Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill, New York, 2005.
3. Курганов В.В., Лялин К.С., Приходько Д.В. «Построение модели системы встроенного контроля антенных решеток для радиолокаторов с синтезированной апертурой» // Изв. ВУЗов. Электроника. – 2010. – №5.
4. Zierler, N.: Linear Recurring Sequences. – “J.Soc. Ind. AppL. Math.”, v.7, March, 1959. pp. 31-48.