

ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

КАРТАШОВ В.М., БУРЫГИН А.Ю.

Разрабатывается структура импульсно-доплеровской радиоакустической станции и формулируются требования к основным ее элементам. Показывается, что радиопередающее устройство должно формировать зондирующие импульсы, представляющие собой «вырезки» из непрерывного синусоидального колебания. Обосновываются требования к системе обработки и извлечения информации из принимаемого сигнала.

Введение

Возможности систем радиоакустического зондирования атмосферы в значительной степени зависят от видов и параметров излучаемых акустических и электромагнитных сигналов. Наиболее распространены в радиоакустических системах (РАС) зондирования атмосферы импульсный звуковой сигнал и непрерывный монохроматический радиосигнал, либо импульсный радиосигнал большой длительности. Использование непрерывного радиоизлучения приводит к необходимости применения двух радиоантенн – передающей и приемной и порождает проблему их «развязки»: импульсный радиосигнал большой длительности не позволяет производить измерения на малых дальностях [1]. В последнее время возрастает интерес к использованию квазинепрерывного радиоизлучения – импульсного излучения с малой скважностью [2,3].

Оптимизация параметров такого сигнала позволяет, используя рассеяние акустического волнового пакета (АВП) по дальности и когерентный характер отражения, получать на входе антенны непрерывный радиосигнал [2]. Это обеспечивается путем формирования непрерывной рассеянной радиоволны, получаемой от звуковой посылки, при ее облучении импульсной последовательностью. В таком случае рассеянный сигнал независимо от положения АВП будет попадать на вход приемника, что приводит к отсутствию «мертвых зон» по трассе зондирования [1,2], из которых цель не «видна», а рассеянный сигнал, соответственно, не поступает на вход приемника вследствие периодического блокирования последнего на время излучения.

Цель исследования – разработать структуру импульсно-доплеровской радиоакустической станции и сформулировать требования к основным ее элементам на основе анализа особенностей рассеянного сигнала,

получаемого при использовании квазинепрерывных зондирующих электромагнитных колебаний.

Задачи исследования:

1. Получить математические соотношения, характеризующие свойства рассеянного сигнала при импульсном электромагнитном излучении с малой скважностью.
2. Определить особенности построения и основные характеристики антенной подсистемы, приемной и передающей подсистем, акустического тракта станции.
3. Проанализировать энергетические возможности радиоакустической станции в импульсно-доплеровском режиме работы..

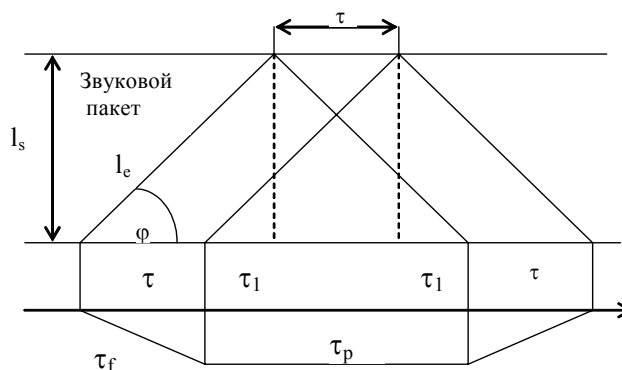
1. Рассеяние импульсного сигнала с малой скважностью на АВП

При облучении АВП последовательностью радиоимпульсов с малой скважностью, имеющей дискретный спектр, каждая гармоническая составляющая спектра радиосигнала «выбирает» из непрерывного спектра АВП составляющую, которая соответствует условию $\lambda_e = 2\lambda_s$ (где λ_s и λ_e соответственно длины волн акустического и электромагнитного излучений), и рассеивается на ней. Сдвиг частоты, получаемый при рассеянии, составляет

$$f_{дн} = f_s + f_n = \frac{2c_s}{c} \left(f_e + \frac{n}{T} \right), \quad (1)$$

где f_s – частота звука; c_s – скорость звука; c – скорость распространения радиоволн; f_e – несущая частота радиосигнала; T – период следования радиоимпульсов; $n = 0; \pm 1, \dots$ – номер составляющей спектра последовательности радиоимпульсов; f_n – дополнительный (по отношению к f_s) доплеровский сдвиг частоты. Как следует из (1), при соответствии несущих частот условию Брэгга центральная (нулевая) составляющая спектра последовательности сдвигается на частоту звука, сдвиг всех других составляющих отличен от f_s , как и центральной составляющей при невыполнении условия Брэгга.

Процесс рассеяния электромагнитных импульсов на звуковой посылке графически представлен на рисунке.



Графическое представление рассеяния радиоимпульса на АВП

Здесь огибающие акустического и радиоимпульсов имеют прямоугольную форму. Углы наклона линий, определяющих положение переднего и заднего фронтов импульсов, равны скоростям распространения акустической и электромагнитной волн в атмосфере. Для упрощения неоднородности, создаваемые звуковой волной, считаем на рисунке «замороженными», т.е. скорость их распространения полагаем равной нулю. Поскольку мы интересуемся здесь только энергетическими характеристиками рассеянного поля, то это предположение вполне допустимо.

Основные математические соотношения, характеризующие рисунок, следующие:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi &= \frac{l_s}{\tau + \tau_1}, \quad \tau_1 = \frac{l_s}{c} - \tau, \quad \tau_f = \tau, \\ \tau_p &= 2\tau_1 + \tau = \frac{2l_s}{c} - \tau, \quad \tau_0 = \tau_p + 2\tau. \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь l_s – пространственная протяженность звукового пакета; l_e – пространственная протяженность радиоимпульса; τ , τ_s – длительности электромагнитного и звукового импульсов; τ_f – длительность переднего и заднего фронтов рассеянного трапецеидального импульса; τ_p – протяженность плоской части трапеции.

Если $l_e = 2l_s$, то огибающая рассеянного сигнала имеет треугольную форму. При таком соотношении протяженностей зондирующих импульсов акустический волновой пакет представляет собой согласованный оптимальный фильтр для излучаемого радиосигнала.

При выполнении условия $\tau_0 > T$ рассеянные импульсы накладываются друг на друга и образуется непрерывное колебание. Если период следования излучаемых радиоимпульсов составляет $T = \frac{2\tau_s c_s}{c}$, то фронты импульсов перекрываются на середине своей длины и в результате этого образуется непрерывное колебание, не имеющее амплитудной модуляции.

2. Структура импульсно-доплеровской РАС

В реальных условиях при конечной длительности зондирующего радиосигнала, облучающего АВП на заданной высоте, ширина спектральных линий импульсной последовательности также будет конечной и составит по нулевому уровню (для спектра частот) $\Delta f = 2/MT$ [4], либо $\Delta f_{0,5} = 1/MT$ по уровню 0,5, где M – количество излученных импульсов. Произведение MT представляет собой длительность времени измерения для заданной высоты.

Параметр $\Delta f_{0,5}$ соответствует протяженности области высокой корреляции фрагмента тела неопределенности зондирующего сигнала по координате f и определяет потенциально возможную точность измерений

доплеровской частоты. Соответствующая область тела неопределенности непрерывного радиосигнала также имеет протяженность $\Delta f_{0,5} = 1/t_{\text{изм}}$, где $t_{\text{изм}}$ – продолжительность времени измерения. Следовательно, при одинаковых длительностях измерений и отношении сигнал-шум потенциальная точность измерения скорости объекта с использованием квазинепрерывного и непрерывного сигналов одинакова.

Использование квазинепрерывного радиосигнала позволяет полностью развязать передатчик и приемник. Наибольшая, при работе с непрерывным сигналом, составляющая спектральной плотности внешних помех N_0 , обусловленная действием сигнала передатчика, при работе с квазинепрерывным сигналом не попадает на вход приемника, так как излучение и прием разделены во времени. Не попадают на вход приемника в течение времени бланкирования и помехи от других внешних источников, а также внутренние шумы приемника. Работа приемника в течение сравнительно короткого времени (всего 0,2 периода зондирования) [2] и его узкополосность позволяют утверждать, что такой режим функционирования является достаточно помехозащищенным.

Заметим, что достаточно необычная для радиолокации ситуация, когда “больше времени излучаем, чем принимаем”, обусловлена особенностями анализируемого режима зондирования, а также используемого объекта рассеяния.

Уменьшение влияния сигнала передатчика и других внешних помех на работу приемника позволяет существенно повысить его реальную чувствительность. Если при использовании непрерывного сигнала развязка между антеннами, даже в случае применения специальных мер и устройств, не превышает 100 дБ [1], а достаточно часто на несколько десятков децибелл меньше, то при использовании квазинепрерывного сигнала практически может быть реализована потенциальная чувствительность приемника. В дециметровом и метровом диапазонах не составляет технических трудностей получить чувствительность приемника (имеющего полосу пропускания единицы килогерц) порядка 10^{-16} Вт. Следовательно, при использовании типичных для радаров мощностей радиоизлучения порядка единиц ватт можно ожидать повышения реальной чувствительности приемника на 6 и более порядков.

Дополнительного существенного повышения энергетического потенциала радиоканала можно достигнуть путем увеличения средней излучаемой мощности, при этом вследствие малой скважности излучения, близкой к единице, больших пиковых мощностей удастся избежать.

Структура импульсно-доплеровской РАС значительно отличается от структуры РАС с непрерывным радиоизлучением. В передающей части целесообразно использовать усилитель мощности СВЧ с большей выходной мощностью, который может быть выпол-

нен, например, на клистроне, и дополнительно – импульсный модулятор. Все остальные элементы формирования зондирующих и гетеродинирующих сигналов, образующихся путем умножения частоты общего высокостабильного задающего генератора, не изменяются. Отметим, что зондирующие радиоимпульсы в квазинепрерывной РАС обязательно должны представлять собой “вырезки” из непрерывного синусоидального колебания.

Не претерпевают никаких изменений элементы акустического тракта РАС и элементы, выполняющие функции настройки на условие Брэгга.

В приемной части при работе на две антенны добавляется бланкирующее устройство, запирающее приемник на время излучения радиоимпульсов; если используется одна антенна на передачу и прием, то в структуру РАС вводится антенный переключатель.

При использовании супергетеродинного приемника предварительное усиление (на высокой или промежуточной частотах) должно производиться в широкополосном усилителе с полосой пропускания порядка $\Delta f \cong 1/\tau$, выполняющем функции квазисогласованного фильтра. Существуют, однако, некоторые особенности. Если время приема $\tau_{пр} < \tau$, то полоса Δf должна быть $\Delta f \cong 1/\tau_{пр}$, если же скважность излучаемых радиоимпульсов $q = T/\tau > 2$, а $\tau_{пр} > \tau$, то при выборе полосы пропускания фильтра необходимо учитывать рассеивание АВП по дальности (по времени).

Дополнительное временное стробирование отраженного сигнала при $q \leq 2$, естественно, не требуется, если же $q > 2$, то дополнительное стробирование сигнала в пределах интервала $\tau_{пр}$ может быть использовано.

Затем на промежуточной или низкой частотах с помощью фильтра из спектра сигнала выделяется одна боковая полоса, соответствующая диапазону частот $\Delta f = 1/T$, либо, если $1/T \gg f_{д\max}$, где $f_{д\max}$ – максимально возможное значение доплеровского сдвига частоты, ширину полосы пропускания необходимо сузить до $\Delta f \cong f_{д\max}$. Возможно использование полосового фильтра с полосой пропускания, соответствующей ожидаемым значениям доплеровского сдвига частоты.

Рассмотренные варианты аналогового узкополосного фильтра выполняют функции когерентного накопителя и последовательность импульсов на его выходе преобразуется в непрерывный процесс.

При использовании схемы приема с нулевой промежуточной частотой рассмотренные существенные операции над сигналом не претерпевают заметных изменений.

Отметим, что в приемниках обоих типов при переходе на нулевую промежуточную частоту влиянием верхней и нижней боковых полос на информативный

участок спектра сигнала можно пренебречь, учитывая характер и особенности анализируемого спектра.

В принципе при использовании квазинепрерывного сигнала приемник может быть построен по супергетеродинной или гомодинной схеме, но супергетеродинная схема более предпочтительна. Гомодинный приемник достаточно прост, менее чувствителен к паразитному сигналу передатчика, попадающему на его вход, но уровень его собственных шумов сравнительно высок, что не позволяет реализовать высокую чувствительность, необходимую для использования в высокопотенциальных РАС.

Последующая обработка сигнала и оценка его спектральных параметров может производиться с использованием аналоговых или цифровых методов, применяемых в настоящее время в системах зондирования атмосферы [1]. Когерентная обработка групп (пачек) импульсов, полученных от АВП с определенной высоты, может эффективно производиться с использованием фильтров когерентного накопления в виде фильтров БПФ [5], при этом предварительная узкополосная аналоговая фильтрация не обязательна.

Конечно, использованию квазинепрерывного сигнала сопутствуют “свои” технические трудности: паразитные амплитудная (синусоидальная) и широтно-импульсная модуляция принимаемого сигнала, влияние гармоник частоты бланкирования [1].

Разработанный подход позволяет в значительной степени уменьшить модуляцию обоих видов радиосигнала, хотя возможно неполное подавление гармоник частоты повторения нулями спектра звукового импульса в силу конечности ширины подавляемых спектральных линий, отличия от нуля спектральной плотности АВП в минимумах, что станет особенно заметным, если акустический импульс не будет прямоугольным (будет иметь пологие фронты).

Влияние гармоник частоты бланкирования обусловлено тем, что на практике бланкирование производят как на высокой, так и на промежуточной частотах, и если, например, период $T = 220$ нс, то частота бланкирования $f_{бл} = 4,545$ МГц и при промежуточной частоте равной $f_{пр} = 30$ МГц, седьмая гармоника частоты повторения может попасть в полосу пропускания УПЧ.

Однако влияние рассмотренных процессов не является определяющим, и путем соответствующего выбора технических параметров системы их негативные проявления могут быть сведены к практически незначительному уровню.

Выводы

Научная новизна полученных результатов. Впервые сформулированы требования к основным элементам структуры импульсно-доплеровской радиоакустической станции – радиопередающему устройству, системе обработки и извлечения информации из принимаемого сигнала, акустическому тракту. Требования

вытекают из анализа процесса рассеяния квазинепрерывного сигнала на звуковой посылке, впервые выполненный с помощью графических представлений.

Практическая значимость результатов. Использование на практике квазинепрерывного сигнала, имеющего по сравнению с непрерывным сигналом в идеальных условиях энергетический проигрыш порядка 0,1 [2], позволяет существенно повысить энергетический потенциал системы, увеличить отношение сигнал-шум на входе приемника, а значит, повысить дальность зондирования и точность измерений метеопараметров. Можно ожидать, что вследствие значительного повышения энергетического потенциала станет возможным на практике прием не только зеркально отраженного сигнала, но и турбулентного фона рассеяния, создаваемого акустическим пакетом.

Литература: 1. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 200 с. 2. *Карташов В.М.* Энергетические возможности систем радиоакустического зондирования атмосферы в импульсно-доплеровском режиме // Радиотехника. 2001.

№117. С.46-49. 3. *Способ* акустического зондирования атмосферы: Патент на изобретение №50860. Украина. МКИ G01W1/10 / В.М. Карташов, А.А. Васильченко, И.Б. Нагибин, А.И. Рыженко. №2000074398; Опубл. 15.11.2002, Бюл. №11. 4 с. ил. 4. *Справочник по радиолокации*: Пер. с англ. В 4-х т./Под ред. М. Сколника. М.: Сов. радио, 1979. Т.3: Радиолокационные устройства и системы. 528 с. 5. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

Поступила в редколлегию 20.10.2005

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Прошкин Е.Г.

Карташов Владимир Михайлович, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры радиоэлектронных систем ХНУРЭ. Научные интересы: обработка сигналов, методы дистанционного зондирования атмосферы. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 702-15-87.

Бурьгин Андрей Юрьевич, аспирант кафедры радиоэлектронных систем ХНУРЭ. Научные интересы: методы дистанционного зондирования атмосферы. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 702-15-87.

УДК 621.396:681.34

КОМБИНИРОВАННЫЙ БИСПЕКТРАЛЬНО-ФИЛЬТРОВОЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ФОРМЫ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ ДКП

*ЗЕЛЕНСКИЙ А.А., ЛУКИН В.В., ТОЦКИЙ А.В.,
ФЕВРАЛЕВ Д.В.*

Рассматривается применение комбинированного подхода к обработке сигналов, основанного на сглаживании комплексного биспектра адаптивным фильтром на основе дискретного косинусного преобразования (ДКП) с оценкой локальной дисперсии внутри каждого блока. Показываются преимущества данного подхода по сравнению с классической биспектральной обработкой сигналов.

1. Введение

В ряде практических задач возникает необходимость оценивания параметров сигнала в условиях малого входного отношения сигнал/шум (ОСШ) при ограниченной априорной информации о статистических параметрах помех. Эти задачи характерны для таких приложений, как радио- [1,2] и гидролокация [3], оптическая и радиоастрономия [4], цифровая обработка изображений [5], диагностические медицинские системы [6].

В частности, в радиолокации дальностный портрет подвергается воздействию шумов как канала распространения, так и самой радиолокационной аппаратуры. Кроме того, из-за случайного характера движения цели и временных задержек сигнала в канале распро-

странения, обусловленных флуктуациями среды, возникают случайные сдвиги наблюдаемого сигнала, что не позволяет когерентно накопить отклики.

В подобной ситуации достаточно эффективным решением представляется использование метода биспектрального анализа данных на этапе вторичной обработки принятых сигналов. Основным преимуществом данного метода является высокая помехоустойчивость, нечувствительность к случайным временным сдвигам сигнала и пространственным смещениям цели и приемной антенны, способность сохранения фазовой информации, благодаря которой возможно восстановление сигнала неизвестной формы, наблюдаемого в шуме.

Однако в определенных ситуациях ОСШ на выходе классической биспектральной системы восстановления [4] может оказаться недостаточным для надежного оценивания параметров сигнала. В таком случае в блок биспектральной обработки добавляют те или иные дополнительные процедуры [2, 7-13], благодаря которым удается дополнительно увеличить выходное ОСШ. Так, в работах [9, 11] было предложено проводить дополнительную фильтрацию оценки биспектра и показано, что фильтрация реальной и мнимой частей комплексного биспектра более эффективна по сравнению с фильтрацией амплитудного и фазового биспектров [9].

Дальнейшие исследования в данном направлении [10-11] показали, что некоторые методы фильтрации реальной и мнимой компонент позволяют обеспечить существенное улучшение выходного ОСШ по сравнению с классическим биспектральным методом. К сожалению, в данных работах был рассмотрен частный случай с использованием только одного тестового сигнала, а для фильтрации применялись неадаптив-