

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКОМ РЕЖИМЕ

Перспективным направлением совершенствования радиоакустических систем зондирования атмосферы является использование в них импульсного радиоизлучения с малой скважностью (квазинепрерывного сигнала), что позволит выполнять измерения на малых высотах, избежать негативного влияния сигнала передатчика на приемное устройство, а следовательно, реализовать энергетический потенциал системы, заложенный в акустическом и электромагнитном каналах [1, 2]. Однако, известные в литературе энергетические соотношения не позволяют произвести строгих оценок для анализируемого вида излучения. В соответствии с этим получим основное энергетическое уравнение радиоакустического зондирования (РАЗ), соответствующее использованию квазинепрерывного сигнала, и оценим энергетический выигрыш, который можно получить, используя рассматриваемый сигнал (по сравнению с непрерывным сигналом).

Запишем основное уравнение РАЗ для непрерывного радиоизлучения в виде, учитывающем наиболее сильный ограничивающий фактор – турбулентность [1]:

$$H_m = [KN_s^2 P_s P_e / P_n]^{5/26}, \quad (1)$$

где H_m – максимальная высота зондирования; K – коэффициент, зависящий от технических параметров системы и характеристик среды; P_s , P_e – мощности соответственно акустического излучения и радиоизлучения; P_n – мощность шумов на входе радиоприемника; N_s – число длин волн в пакете акустических волн (ПАВ).

Отметим, что в литературе уравнение (1) встречается в различных видах, отличающихся представлением многообразных механизмов взаимодействия акустических и радиоволн со средой и между собой. В конечном итоге вид уравнения определяет степень, в которой высота H_m входит в энергетическое соотношение (либо степень всех других величин, если это соотношение представлено относительно H_m). В связи с этим приведенные ниже рассуждения инвариантны к виду уравнения, в другом представлении будет только другая степень, общая для всех величин, стоящих в правой части.

Мощность шумов P_n представим выражением $P_n = N_{0n} \Delta f$, где Δf – полоса пропускания фильтра доплеровских частот. Спектральную плотность помех N_{0n} определим как сумму $N_{0n} = N_0 + N_{0в}$ спектральных плотностей внутренних шумов приемника N_0 и внешних помех $N_{0в}$ (к внешним помехам относится и прямой сигнал передатчика). $N_0 = ШК_0 T_0$, где K_0 – постоянная Больцмана; $Ш$ – коэффициент шума приемного устройства; T_0 – абсолютная температура приемника.

При использовании квазинепрерывного зондирующего радиосигнала полезный сигнал, несущий информацию о состоянии атмосферы и выделяемый в приемнике, получается в результате рассеяния на ПАВ только центральной составляющей спектра излучаемой импульсной последовательности. В связи с этим под мощностью P_e в уравнение (1) будем понимать мощность именно этой спектральной компоненты.

Если монохроматическое непрерывное колебание, характеризующееся амплитудой A и частотой f_e , промодулировать импульсами, имеющими период повторения T , длительность и скважность $q = T/\tau$, то амплитуда спектральной составляющей на частоте несущей f_e в спектре импульсной последовательности будет равной $v(f_e) = A\tau/T = A/q$. Средняя мощность этой гармоники имеет амплитуду $v(f_e)$, $P_{co} = v^2(f_e)/2 = A^2/(2q^2)$, при этом средняя мощность излучаемых импульсных сигналов определяется формулой $P_c = A^2/(2q) = P_u/q$, где P_u – импульсная мощность.

Используем последнее соотношение для записи выражения средней мощности центральной спектральной составляющей:

$$P_{co} = P_c/q = P_u/q^2. \quad (2)$$

Величину P_{co} в выражении (2) подставим в уравнение (1) вместо P_e .

Рассмотрим далее влияние ограниченности времени приема (в пределах периода) на характеристики сигналов и помех. Отметим, что временное стробирование входной смеси сигнала с шумом используется в самолетных импульсно-доплеровских радиолокационных станциях, в которых позволяет разделять цели по дальности и улучшать отношение сигнал-шум [3]. В рассматриваемом случае может быть реализовано несколько различающихся вариантов временного стробирования, поэтому, не ограничивая общности рассуждений, будем считать длительности излучаемого и селективирующего τ_c импульсов различными, а также $\tau_c \neq T - \tau$. Это условие позволяет рассмотреть различные случаи обработки квазинепрерывного сигнала: при $T = T_{mm}$ (T_{mm} – период повторения радиоимпульсов, обеспечивающий минимум амплитудной модуляции рассеянного сигнала) и на входе антенны присутствует образующийся в результате интерференции непрерывный входной сигнал, а также когда такой сигнал не формируется и на входе присутствуют отдельные импульсы.

Рассмотрим прохождение шумов через временной селектор. Если мощность шума на входе временного селектора P_n , то средняя мощность шума на его выходе $P_{nc} = P_n \tau_c / T = P_n / q_c$, где $q_c = T / \tau_c$ – скважность стробирования. Разделив левую и правую части последнего выражения на полосу пропускания Δf , получим $N_{onc} = P_{nc} / \Delta f = P_n / (\Delta f q_c) = N_{on} / q_c$, следовательно, исходная спектральная плотность помех в результате стробирования уменьшается в q_c раз. Величину P_{nc} выразим из последнего соотношения:

$$P_{nc} = N_{on} \Delta f / q_c \quad (3)$$

и подставим вместо P_n в уравнение (1).

При анализе прохождения полезного сигнала через временной селектор необходимо принимать во внимание возможное увеличение длительности импульса при рассеянии, а также возможность перекрытия излучаемого и принимаемого сигналов.

При этом, если пространственная протяженность l_e радиоимпульса $l_e < 2l_s$ (где l_s – протяженность в пространстве ПАВ), $T > T_{mm}$, а $\tau_c = \tau_n = T - \tau$ (τ_n – длительность времени приема), то в результате рассеяния по дальности часть энергии сигнала всегда будет проходить на вход приемника. Если $l_e > 2l_s$ и $T > T_{mm}$, то будут наблюдаться области тени, в которых сигнал не принимается. Если $T \gg T_{mm}$, то может быть использован временной селектор, управляемый схемой автоматического сопровождения по дальности, отслеживающей положение импульса на интервале $T - \tau$. Длительность строба здесь целесообразно выбирать $\tau_c \ll \tau_n$.

Рассмотрим подробнее наиболее интересную для практики ситуацию, когда $T = T_{mm}$, $l_e < 2l_s$, а $\tau_c = \tau_n = T - \tau$. В этом случае поступающий на вход антенны непрерывный радиосигнал, образующийся в результате рассеяния последовательности импульсов на ПАВ, при приеме вновь будет преобразован в импульсный сигнал со скважностью $q_n = T / (T - \tau) = q / (q - 1)$. Средняя мощность полезной (центральной) составляющей спектра, образующейся импульсной последовательности, также в $1/q_n^2$ раз меньше, чем средняя мощность непрерывного сигнала, поступающего на вход антенны.

Следовательно, в формулу (1) необходимо ввести дополнительный член $1/q_n^2$, учитывающий обсуждаемые потери, а множитель q_c в (3) заменить на q_n , так как длительность стробирующего импульса в этом случае равна всему времени приема. В соответствии с этим формула для максимальной высоты принимает вид:

$$H_m = \left[KN_s^2 P_s P_u / (\Delta f N_{on} q^2 q_n) \right]^{5/26}. \quad (4)$$

В формулу (4) входит множитель N_s^2 , характеризующий мощность отраженного сигнала при использовании непрерывного радиоизлучения. При использовании импульсов с протяженностью $l_e < 2l_s$ мощность рассеянного сигнала определяется только частью волновых перепадов N_s , одновременно участвующих в рассеянии. Число таких перепадов определяется выражением:

$$N_{su} = \frac{l_e}{2} \frac{1}{\lambda_s} = \tau f_e \lambda_e / (2\lambda_s) = \tau f_e, \quad (5)$$

где λ_s, λ_e — длины волн соответственно акустических и электромагнитных колебаний.

Подставив выражение (5) в (4), получим основное энергетическое уравнение РАЗ, соответствующее использованию квазинепрерывного зондирующего радиосигнала

$$H_m = \left[KP_s P_u (f_e \tau)^2 / (\Delta f N_{on} q^2 q_n) \right]^{5/26}. \quad (6)$$

Если скажности q, q_n представить через определяющие их величины, то уравнение (6) примет вид

$$H_m = \left[\frac{KP_s P_u f_e^2 \tau^4 (T - \tau)}{\Delta f N_{on} T^3} \right]^{5/26}. \quad (7)$$

Значение τ , соответствующее экстремуму (максимуму) сомножителя $\tau^4 (T - \tau)$ в уравнении (7) обеспечивает наибольшую мощность полезной составляющей сигнала, из которой извлекается полезная информация, и, следовательно, наибольшую дальность зондирования. Нетрудно показать, что экстремуму соответствует $\tau_m = 0,8T$, при этом $l_e = 1,6l_s$. Значение сомножителя $\tau^4 (T - \tau) / T^3$ в точке экстремума составляет $0,08192T^2$. Произведение Tf_e определяет число длин волн радиосигнала N_{em} на протяжении периода T , а также, что нетрудно показать, число длин волн N_s в ПАВ — $Tf_e = N_{em} = N_s$.

Таким образом, выражение для максимальной дальности приобретает следующий вид:

$$H_m = \left[\frac{KP_s P_u N_s^2}{\Delta f N_{on}} 0,08192 \right]^{5/26}.$$

Это выражение отличается от формулы (1), определяющей дальность действия при использовании непрерывного радиосигнала, только коэффициентом 0,08192. Таковы “чистые” энергетические потери при замене непрерывного радиосигнала квазинепрерывным с периодом $T = T_{MM} = 1,25\tau$.

Проанализируем, в соответствии с общей формулой (6), каким образом распределились указанные потери. Сомножитель $1/q^2$, определяющий потери при излучении вследствие импульсного характера сигнала ($q = 1,25$), равен $1/q^2 = 0,64$. Член $1/q_n$, определяющий потери при приеме вследствие стробирования ($q_n = 5$), равен $1/q_n = 0,2$. Заметим, что процесс преобразования непрерывного сигнала в импульсный при излучении и приеме совершенно аналогичен, однако при приеме он сопровождается уменьшением спектральной плотности помех в q_n раз, следовательно член $1/q_n$ входит в уравнение в первой степени.

Член $(f_e \tau)^2$ определяет потери, по сравнению с непрерывным сигналом, обусловленные конечной протяженностью радиоимпульса $(f_e \tau)^2 = (0,8 T f_e)^2 = 0,64 N_s^2$.

При импульсном характере радиосигнала съем информации и энергии с ПАВ происходит не одновременно со всех участков, а последовательно, с масштабом, определяемым пространственной протяженностью радиоимпульса. Это приводит к уменьшению мгновенной мощности отраженного сигнала, но данная ситуация не столь однозначна и требует более детального рассмотрения. В связи с этим отметим основные причины, приводящие к нарушению в реальной атмосфере зависимости $P \sim N_s^2$ (здесь P – мощность рассеянного сигнала) при использовании непрерывного радиоизлучения: это температурный градиент вдоль направления зондирования, продольный сдвиг ветра, нарушение продольной когерентности звукового поля.

Таким образом, если при заданных градиенте температуры $\gamma = \frac{dT_0}{dz}$ (T_0 – температура среды, z – координата вдоль направления зондирования) и $g = \frac{2\pi}{\lambda_s}$, пространственная длина ПАВ не удовле-

творяет условию $l_s \leq (g\gamma / 4T_0)^{-\frac{1}{2}}$ или, иначе, не выполняется неравенство $N_s < (\pi\lambda_s\gamma / 2\pi)^{-\frac{1}{2}}$, то из-за изменения скорости звука вдоль пакета произойдет расфазировка отраженного радиосигнала более, чем на π и дальнейшее увеличение N_s приведет не к возрастанию, а к уменьшению амплитуды результирующего рассеянного сигнала. Еще большие негативные последствия проявляются не с энергетической, а с информационной стороны. Нарушение условий Брэгга весовой функции $F(z)$, определяющей вклад различных частей области взаимодействия электромагнитной и звуковой волн в суммарный отраженный сигнал, также приводит к изменениям вдоль ПАВ

Наличие фазового сдвига и различий в амплитуде волн, отраженных от различных частей звуковой решетки, приводят к отличию формируемого сдвига частоты от доплеровского. Степень отличия формируемой частоты от доплеровской пропорциональна второй логарифмической производной от весовой функции по высоте $\sim d^2 \ln F(z) / d^2 z$ [2].

Вследствие этого, использование радиоимпульсов и характерного для них последовательного считывания информации с ПАВ, сопровождающегося в идеальных условиях небольшим энергетическим проигрышем, в условиях реальной атмосферы может обеспечить как энергетический, так и информационный выигрыш. Кроме того, 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, то есть, можно ожидать повышения реальной чувствительности приемника на 5 и более порядков.

Учитывая приведенные выше утверждения, использование квазинепрерывного зондирующего радиосигнала позволит на практике существенно повысить энергетический потенциал системы и, следовательно, точность измерения метеопараметров.

Список литературы: 1. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 200 с. 2. *Гурвич А.С., Кон А.И., Татарский В.И.* Рассеяние электромагнитных волн на звуке в связи с задачами зондирования атмосферы // Изв. вузов. Радиофизика. 1987. Т. 30, №4. С. 451 – 473. 3. Справочник по радиолокации в 4-х т./ Под ред. М. Скольника. М.: Сов. радио, 1979. т.3. 528 с.

Харьковский государственный технический университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 2.10.2000