

Следовательно, мгновенное значение выходного сигнала

$$U_2(t) \approx U_1 \sqrt{D} \left\{ \frac{\sin \pi \Delta f (t-t_0)}{\pi \Delta f (t-t_0)} \cos \omega_0 (t-t_0) - \right. \\ \left. - \frac{\cos [\pi \Delta f (t-t_0)] + 1}{2 \sqrt{1 + \left(\frac{Z_0}{Z_1(\omega_0)} \right)^2}} \cos [\omega_0 (t-t_0) + a \operatorname{arctg} \frac{\omega_0}{a}] \right\}. \quad (13)$$

Полученный сигнал уже не имеет частотной модуляции. В момент $t = t_0$ он достигает значения

$$U_2(t) \approx U_1 \sqrt{D} \left(1 - \frac{1}{1 + \left(\frac{Z_0}{Z_1(\omega_0)} \right)^2} \right).$$

Это значение в $\left(1 - \frac{1}{1 + \left(\frac{Z_0}{Z_1(\omega_0)} \right)^2} \right)$ раз меньше величины сигнала на выходе оптимального фильтра, когда амплитудные и фазовые искажения спектра отраженного ЛЧМ сигнала отсутствуют.

Таким образом, упругие колебания пластинки, обусловленные в основном продольной волной, распространяющейся вдоль пластинки, приводят к тому, что максимальное значение отраженного ЛЧМ сигнала на выходе оптимального фильтра зависит от отношения акустического импеданса среды Z_0 , в которую помещена пластинка, и импеданса пластинки Z_1 на центральной частоте ω_0 .

Л и т е р а т у р а

1. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М., "Советское радио", 1969.
2. Лямшев Л.М. Отражение звука тонкими пластинками и оболочками в жидкости. М., АН СССР, 1955.

УДК 621.396.968.1

Е.А.Муштаков, Ю.Ф.Широков

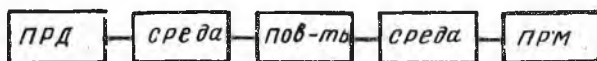
О НЕКОТОРЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ КАНАЛА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ВЫСОТОМЕРА

В настоящее время серьезное внимание уделяется проблеме повышения точности радиолокационных высотометров и уменьшения их погрешности. Однако в известных литературных источниках слабо освещены вопросы о формировании отраженного сигнала от распределенной цели, не установлена связь параметров сигнала с параметрами отражающей поверхности.

Постоянное повышение требований к точностным характеристикам радиолокационных высотомеров приводит к необходимости повышения инструментальной точности аппаратуры, что не всегда возможно ввиду ограничений, накладываемых самим каналом, в котором происходит распространение сигналов (самой структурой поверхности, до которой измеряется расстояние).

Анализ этих ограничений возможен при условии установления связи параметров отраженного сигнала с параметрами поверхности и другими факторами.

Для установления этой связи целесообразно систему, составными частями которой являются передающая антенна, участок поверхности, от которой происходит отражение, приемная антенна, среда, в которой распространяется сигнал, представить в виде радиоканала, структурная схема которого приведена на рис. I.



Р и с . I

Характеристики сигнала на выходе такого канала определяются в основном процессами, происходящими при отражении его от земной поверхности. Однако существенное влияние на них оказывают форма и ширина диаграммы направленности передающей и приемной антенн и их взаимное расположение в пространстве.

С математической точки зрения работу такого канала можно описать с помощью операторного уравнения [1]:

$$S_y = T_u T_c T_n S_x, \quad (1)$$

где S_x - передаваемый сигнал;

S_y - принимаемый сигнал;

T_u, T_c, T_n - обобщенные операторы, описывающие влияние передающей антенны, среды, в которой происходит распространение сигнала (включая отражающую поверхность), и приемной антенны.

Более компактно уравнение (1) можно записать в следующем виде:

$$S_y = T_{исп} S_x, \quad (2)$$

где

$$T_{исп} = [T_u T_c T_n]. \quad (3)$$

Скобки при составляющих $T_{\text{осп}}$ свидетельствуют о том, что составляющие операторы неразделимы, каждый связан с другим зависимостью на основе общей геометрии. Действительно, свойства оператора T_c , характеризующего влияние отражающей поверхности, зависят от угла наклона передающей и приемной антенн, так как на отражающие свойства поверхности влияет угол падения электромагнитной волны. Сигнал на входе приемника зависит от того, насколько облучаемая передающей антенной область попадает в поле зрения приемной антенны, т.е. насколько перекрываются области "освещения" и "просмотра".

Практически операторы T_u и T_n - линейные. При анализе отраженного от земной поверхности сигнала часто пользуются моделью поверхности, представляющей собой плоскость, на которой случайным образом расположены независимые отражатели. В этом случае сигнал в точке приема представляет собой суперпозицию сигналов, отраженных от каждого отражателя, а оператор T_c , описывающий среду, также является линейным.

При движении летательного аппарата происходит непрерывная смена отражателей, меняется ориентация антенн в пространстве. Это приводит к тому, что характеристики сигнала на выходе приемника будут меняться случайным образом. Следовательно, оператор $T_{\text{осп}}$, описывающий работу канала, следует считать линейным, случайно меняющимся во времени. Сам канал при этом обладает свойствами линейной системы с переменными параметрами.

Известно [2], [3], что каналы со случайными параметрами могут быть охарактеризованы следующими функциями:

$S(\varepsilon, \nu)$ - функция рассеяния;

$D(\Omega, \nu)$ - доплеровская взаимная спектральная плотность мощности;

$Q(\tau, \varepsilon)$ - взаимная спектральная плотность мощности по задержке;

$R(\Omega, \tau)$ - частотно-временная корреляционная функция.

Во многих случаях определение двумерных характеристик довольно затруднительно, поэтому часто используются одномерные операторы:

$P(\tau)$ - временная функция корреляции канала;

$q(\Omega)$ - частотная функция корреляции канала;

$D(\nu)$ - доплеровская спектральная плотность мощности;

$Q(\varepsilon)$ - энергетическая импульсная реакция.

Эти операторы связаны попарно друг с другом с помощью прямого и обратного преобразования Фурье:

$$Q(\varepsilon) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} q(\alpha) e^{j\alpha\varepsilon} d\alpha;$$

$$P(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} p(\nu) e^{j\nu\tau} d\nu;$$

$$q(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} Q(\varepsilon) e^{-j\alpha\varepsilon} d\varepsilon;$$

$$p(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) e^{-j\nu\tau} d\tau$$

Знание характеристик канала позволяет в конечном итоге определить параметры сигналов на его выходе и установить зависимость этих параметров от общих свойств канала.

Рассмотрим некоторые характеристики канала, в котором участок отражающей поверхности представляет собой плоскость с мелкомасштабными неровностями, обуславливающими диффузный характер отражений.

Пусть земная поверхность облучается из точки, расположенной над ней. Будем считать, что в этой точке расположен и приемник. Уровень составляющих, отраженных различными участками поверхности, в направлении точки приема будет различным. Пусть функция $\Pi(\alpha, \beta)$ определяет зависимость угловой плотности потока мощности в точке приема от углов α и β . Каждой реализации поверхности из ансамбля с заданными статистическими характеристиками будет соответствовать определенная функция $\Pi(\alpha, \beta)$. Усредняя эти функции по ансамблю, получим усредненное угловое распределение плотности потока мощности $\overline{\Pi(\alpha, \beta)}$. Введем новую функцию

$$F(\alpha, \beta) = \overline{\Pi(\alpha, \beta)} G_{\alpha, \beta}(\alpha, \beta),$$

где $G_{\alpha, \beta}(\alpha, \beta)$ — диаграмма направленности приемной антенны;

α, β — углы, определяющие положение оси антенны.

При достаточно узких диаграммах направленности передающей и приемной антенн функция $F(\alpha, \beta)$ будет определяться, в основном, ориентацией и формой диаграмм направленности антенн. Можно показать, что знание этой функции позволяет определить ряд характеристик канала, в частности, его энергетическую реакцию.

Действительно, $F(\alpha, \beta)$ дает усредненное распределение плотности потока мощности в координатах (α, β) . Но каждая точка в этих координатах будет соответствовать определенному запаздыванию компоненты сигнала, приходящего с данного направления. В координатах (α, β) можно определить множество точек, соответствующих данному запаздыванию. Это множество определяется линией равного запаздывания.

Пусть $\Gamma(\tau)$ - уравнение линий равного запаздывания. Тогда средняя мощность компонента сигнала с запаздыванием τ может быть определена в виде криволинейного интеграла от функции $F(\alpha, \beta)$, взятого по контуру $\Gamma(\tau)$:

$$H(\tau) = \int_{\Gamma(\tau)} F(\alpha, \beta) d\ell_{\tau}.$$

Но величина $H(\tau)$, рассматриваемая как функция τ , представляет собой не что иное, как энергетическую импульсную реакцию канала. Нетрудно показать, что при аппроксимации диаграмм направленности передающей и приемной антенны гауссовой зависимостью функция $F(\alpha, \beta)$ будет иметь вид

$$F(\alpha, \beta) = A \exp \left[-\frac{5,6}{\Delta\psi^2} (\alpha^2 + \beta^2) \right],$$

где A - коэффициент, учитывающий мощность передатчика и усиления антенн;

$\Delta\psi$ - ширина диаграмм направленности передающей и приемной антенн (считаем их совмещенными);

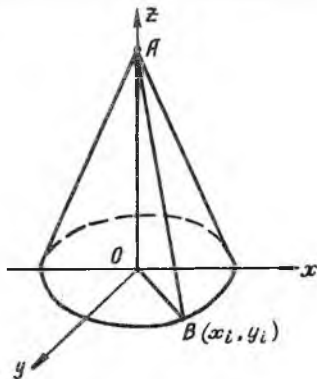
α, β - текущие угловые координаты некоторой точки поверхности.

С учетом сказанного, энергетическая импульсная реакция определяется следующим выражением:

$$H(\tau) = \int_{\Gamma(\tau)} A \exp \left[-\frac{5,6}{\Delta\psi^2} (\alpha^2 + \beta^2) \right] d\ell_{\tau},$$

где $\Gamma(\tau)$ - уравнение линии равного запаздывания.

В случае плоской поверхности линии равного запаздывания представляют собой concentricкие окружности с центром в точке O (рис.2)



Р и с . 2

Уравнение линии равного запаздывания имеет вид

$$a^2 = x^2 + y^2. \quad (6)$$

Задав уравнение окружности в параметрической форме и выразив угловые координаты через линейные, после интегрирования получим выражение для энергетической импульсной реакции канала:

$$H(a) = 2\pi A a_i \exp(-\kappa d_i^2), \quad (7)$$

где
$$K = \frac{5,6}{\Delta \psi^2 h_0^2} ;$$

$h_0 = AO$ - высота антенны над поверхностью;

d_i - текущий радиус линии равного запаздывания.

Для получения временной зависимости необходимо d_i выразить через задержку сигнала.

Нетрудно показать, что радиус линии равного запаздывания связан с задержкой сигнала соотношением

$$d_i = \sqrt{h_0 c^0 \tau_i} , \quad (8)$$

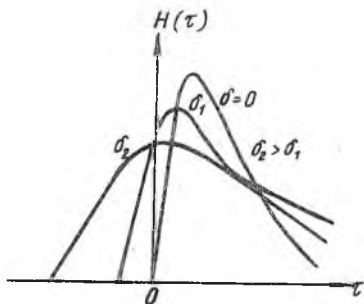
где c - скорость распространения электромагнитной волны.

С учетом (8) выражение (7) можно записать в виде

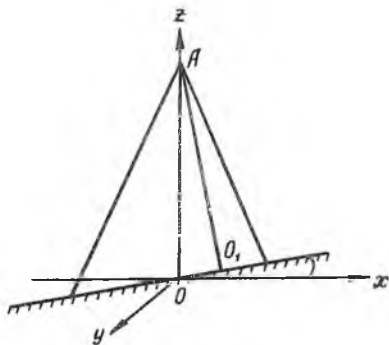
$$H(\tau) = 2\pi A \sqrt{h_0 c \tau} \exp(-k h_0 c \tau) . \quad (9)$$

График зависимости $H(\tau)$ приведен на рис. 3.

Используя описанную методику, можно определить энергетическую импульсную реакцию канала, в котором отражающая поверхность представляет плоскость, наклоненную на угол σ за счет поворота относительно оси oy (рис. 4).



Р и с . 3



Р и с . 4

В этом случае линии равного запаздывания также будут представлять собой окружность с центром в точке O , и выражение для энергетической импульсной реакции будет иметь следующий вид:

$$H(\tau) = B \sqrt{\tau} I_0(F \sqrt{\tau}) \exp[-K(D\tau - \sigma^2)] , \quad (10)$$

где

$$B = 2\pi A \sqrt{h_0 \cos \delta' c} ;$$

$$F = \frac{2K \sqrt{h_0 \cos \delta' c'}}{h_0} ;$$

$$D = \frac{c}{h_0 \cos^2 \delta'} ;$$

δ' - угол наклона поверхности относительно плоскости;

$I_0(F\sqrt{\tau})$ - модифицированная функция Бесселя;

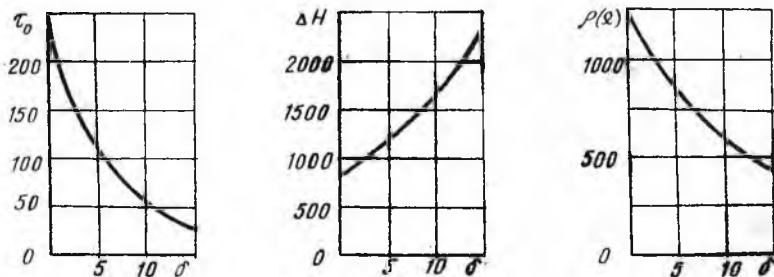
τ - текущая задержка.

Графики зависимости $H(\tau)$ для различных значений δ' приведены на рис. 3. Вместе с выражениями (9) и (10) они характеризуют "смещенную" импульсную реакцию, поскольку точка $\tau = 0$ соответствует в действительности задержке $\tau_c = \frac{2h_0}{c}$.

Анализ указанных зависимостей показывает, что в случае горизонтальной отражающей поверхности максимум энергетической импульсной реакции сдвинут на величину $\tau_0 = m h_0 \Delta\psi^2$ относительно τ_c . Величина этого сдвига может быть уменьшена за счет сужения диаграмм направленности антенн.

Наклон отражающей поверхности приводит к расширению импульсной реакции, смещению ее максимума в сторону меньших задержек.

Графики, отображающие изменение ширины импульсной реакции по уровню 0,5 и смещение ее максимума при изменении наклона для случая $h_0 = 10000$ м, $\Delta\psi = 0,2$ рад, приведены на рис. 5, а, 5, б.



Р и с. 5

Наряду с энергетической импульсной реакцией, характеризующей работу канала во временной области, важно также знать и частотные свойства канала. Они характеризуются частотной корреляционной функ-

цией, которая, как уж отмечалось, связана с энергетической реакцией преобразованием Фурье. Знание частотной корреляционной функции позволяет определить радиус корреляции канала $\rho(\Omega)$ - параметр, дающий оценку полосы сигнала, который может быть передан по каналу без существенных искажений. На рис. 5, в приведена зависимость радиуса корреляции от угла наклона отражающей поверхности, показывающая, что увеличение наклона приводит к существенному сужению полосы пропускания канала.

Из полученных результатов следует, что при использовании в высотомерах импульсных сигналов с малой длительностью импульса, когда сигнал в приемнике совпадает по форме с энергетической импульсной реакцией, погрешность измерения во многом будет определяться характером отражающей поверхности, шириной диаграммы антенны. Даже незначительные изменения наклона отражающего участка приводят к существенному смещению фронта и максимума отраженного импульса.

Поскольку наклон участка поверхности, попадающей в зону облучения высотомера, априори неизвестен, то очевидно, что при измерении высоты по максимуму отраженного импульса максимальная погрешность измерений будет определяться выражением $\sigma_0 = m h_0 \Delta \psi^2$, где $m = 6 \cdot 10^{-10}$. Отсюда следует, что для уменьшения погрешности следует сужать диаграмму направленности антенны.

В ы в о д ы

1. Получена энергетическая импульсная реакция канала, в котором отражающая поверхность представлена в виде плоскости с мелкомасштабными неровностями, обуславливающими диффузный характер отражения.

2. Установлена связь между шириной энергетической импульсной реакции канала и смещением ее максимума с углом наклона облучаемой поверхности.

Л и т е р а т у р а

1. Middleton D.A. *Statistical Theory of Reverberation and Similar First-Order Scattered Fields. Part 1.* IEEE. Transaction on information theory. IT-13, July, 1967.
2. Bello P.A. *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channel.* IEEE. Trans. Communication Systems. GS-11, 1963. p. 360-383.

УДК 621.319.7.006

А.А.Подольский, Л.И.Калакутский

АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИСПЕРСНОСТИ ПОРОШКООБРАЗНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Важнейшим показателем качества порошкообразных материалов является их дисперсный состав. Повышение дисперсности выпускаемых порошков ведет к отказу от большинства существующих методов и средств анализа, требующих больших затрат времени на проведение измерений. Так, при седиментационном (пипеточном) методе для одного анализа порошка с нижней границей размеров частиц 1 мкм требуется несколько часов.

Автоматизация и ускорение дисперсионного анализа порошков позволяют получить данные непосредственно в ходе технологического процесса, что является особенно важным при выпуске материалов с заранее заданными физико-химическими свойствами.

В Куйбышевском авиационном институте разработан и исследован метод экспресс-анализа дисперсного состава, основанный на электростатической классификации предварительно заряженных частиц с последующим измерением совокупных зарядов фракций. Метод был апробирован на макете, показавшем в ходе испытаний удовлетворительные результаты [1], и лег в основу прибора ЭИП-II.

Функциональная схема прибора представлена на рис. 1. Анализируемый порошок засыпается в приемный бункер пневмо-вибрационного диспергатора 3, предназначенного для перевода высокодисперсных материалов в аэрозольное состояние [2]. Воздух, обеспечивающий транспортировку частиц порошка в зарядное устройство 15 очищается фильтром I типа АФА-В-18 и подается в диспергатор с помощью воздуходувки 2 типа ПРВ-1М. Струя аэрозоля, вылетающая из диспергатора, поступает через согласующий конус в зарядное устройство, состоящее из двух секций коронного разряда (СКР) 14 и одной зарядной секции (ЗС) 4. Секция коронного разряда предназначена для эмиссии отрицательных ионов в ЗС и представляет собой плоскую камеру с двумя электродами: