

СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ПРИНИМАЕМЫХ СШП СИГНАЛОВ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО РАДАРА

И.Я. Иммореев, С.В. Самков

Московский авиационный институт (государственный технический университет),
107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 16А
immoreev@uwbgroun.ru, samkov@uwbgroun.ru

В докладе рассматривается система обработки СШП сигналов, применяемая в радаре малого радиуса действия (десятки сантиметров – несколько метров) предназначенного для обнаружения движущихся объектов и измерения параметров их движения на основе фазового метода.

In the paper, the methods of signal processing with reference to Ultra-Wide Band (UWB) radars designed for detection and remote measuring parameters of moving objects at short ranges (tens of centimeters - several meters) are considered.

Введение

Представленная в докладе система обработки принимаемых сигналов была использована в СШП РЛС малого радиуса действия, предназначенной для дистанционного измерения основных жизненных параметров человека – частоты сердечных сокращений и дыхания. В этом СШП радаре для выделения сигналов от движущейся цели был выбран фазовый метод т.к. относительные изменения частоты колебаний, заполняющих импульс зондирования, и длительности зондирующих импульсов, возникающие при отражении от подвижной цели, очень малы и их практическое измерение очень сложно.

Особенность определения параметров движения цели в стробе и существо метода

В классической локации определение радиальной скорости цели производится по измерению доплеровского приращения частоты сигнала зондирования. При этом наблюдение за целью ведется по всей дистанции движения цели в течение продолжительного времени. При этом скорости перемещения наблюдаемых целей составляют примерно от 1 м/с до 300 м/с, а частота колебаний зондирующих сигналов от 1 ГГц до 100 ГГц. В рассматриваемом нами случае, наблюдение за пространством осуществляется в узком временном окне, что соответствует нескольким сантиметрам по дальности (от 1 см до 100 см). А сигнал зондирования представляет собой несколько периодов (от 1 до 10) высокочастотных колебаний с частотой от 1 до 100 ГГц. Цель же представляет собой медленно перемещающийся объект (например, грудная клетка человека) со скоростью движения от 0.005 м/с до 1 м/с. В связи с этим изменение частоты колебаний внутри импульса зондирования под действием движения цели весьма незначительно и не может быть обнаружено с помощью фильтровых систем измерения.

Поэтому в СШП радарх этого класса для определения параметров движения медленных целей используется метод, основанный на фазовом методе определения дальности. Он основан на измерении разности фаз колебаний сигнала зондирования и принятых отраженных сигналов. Рассмотрим существо этого метода.

Мгновенное значение фазы колебаний зондирующего сигнала определяется, как

$$\varphi_1 = 2\pi f_0 t - \varphi_0, \quad (1)$$

где f_0 – частота колебаний заполняющих импульсы зондирования;

φ_0 – начальная фаза колебаний.

Предположим, что цель двигается возвратно поступательно по синусоидальному закону. Тогда мгновенная фаза отраженного от цели сигнала зондирования будет определяться следующим выражением:

$$\varphi_2(t) = \varphi_1(t) - 2\pi \cdot f_0 \times \frac{2[R_{\max} \sin(2\pi \cdot F_c t) + R_0]}{V} - \theta, \quad (2)$$

где R_{max} – максимальная амплитуда колебания цели;
 R_0 – минимальное расстояние от антенн датчика до цели;
 V – скорость распространения сигнала зондирования в пространстве;
 F_c – частота колебания цели;
 θ – угол, учитывающий изменение фазы зондирующего сигнала при отражении.

Разность фаз прямого и отраженного сигнала будет определяться выражением (3)

$$\varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\pi \cdot f_0 \times \frac{2[R_{max} \sin(2\pi \cdot F_c t) + R_0]}{V} + \theta, \quad (3)$$

Таким образом, разность фаз колебаний прямого зондирующего и отраженного сигналов определяется конечной скоростью распространения радиоволн, зависит от расстояния до отражающего объекта, и будет изменяться от периода к периоду зондирования, вследствие изменения времени запаздывания.

Структурная схема системы обработки реализующая этот метод изображена на рис. 1.

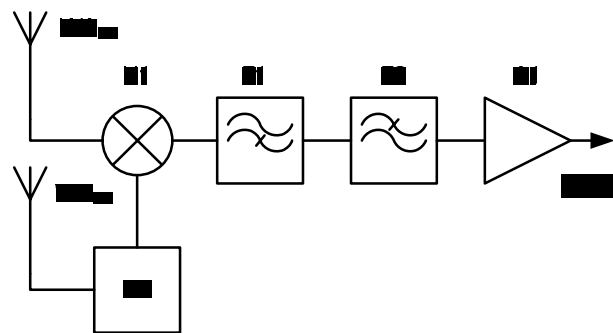


Рис. 1 – Структурная схема системы обработки

Функцию сравнения фаз опорного сигнала, формируемого в передатчике ТХ, и принятого отраженного сигнала, выполняет смеситель U1. Фильтр низкой частоты Z2 в каждом периоде зондирования фиксирует эту разность фаз. Фильтр высокой частоты Z1 предназначен для удаления постоянной составляющей, обусловленной углом θ и отражением от неподвижных окружающих предметов (пассивные помехи). Затем выделенный сигнал усиливается усилителем низкой частоты А1 и поступает на выход системы. Полученный таким образом сигнал пропорционален разности фаз между сигналом зондирования (опорным сигналом) и сигналом, отраженным от подвижной цели (3).

Математическая модель системы

Рассмотрим работу системы на основе математической модели, когда в качестве опорного сигнала используется видеоимпульс с Гауссовой огибающей. Выбор такого вида опорного сигнала позволяет реализовать рассматриваемую систему с наименьшими затратами. Математически такой сигнал описывается следующим образом:

$$s(t) = E_s \cdot e^{-\frac{t^2}{\tau_s}}, \quad (4)$$

где E_s – максимальная амплитуда сигналов стробирования;
 τ_s – длительность импульса стробирования по уровню 0.606 от максимального значения амплитуды.

Запишем математическое выражение, описывающее работу системы:

$$W = \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot s(t) dt, \quad (5)$$

где $u(t)$ – принятый отраженный от цели сигнал;
 $s(t)$ – опорный сигнал, сформированный в передатчике, когерентный сигналу зондирования.

R – сопротивление нагрузки

Для уменьшения величины постоянной составляющей, возникающей вследствие отражения сигнала от неподвижной подстилающей поверхности целесообразно опорный сигнал, фазированный с излучаемым сигналом, подавать в моменты времени, когда принимаемый сигнал переходит через ноль. В этом случае мы получаем:

$$W = \frac{E_m E_s}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{-\frac{2t^2}{\tau^2}} \cdot e^{-\frac{2t^2}{\tau_s^2}} \cdot \sin\left(2\pi \frac{t}{T_s}\right) \right) dt = \frac{E_m E_s}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{\left[-2\left(\tau^2 + \tau_s^2\right)\left(\frac{t}{\tau\tau_s}\right)^2\right]} \cdot \sin\left(2\pi \frac{t}{T_s}\right) \right) dt = 0, \quad (6)$$

где T_s – период колебаний, заполняющих сигнал зондирования;

τ – длительность принимаемого сигнала;

τ_s – длительность опорного сигнала;

E_m, E_s – максимальная амплитуда принимаемого сигнала и опорного сигнала;

Энергия, выделяющаяся в нагрузке ФНЧ Z2, равна нулю при любом соотношении длительностей импульса стробирования и длительности принимаемого сигнала. Сказанное иллюстрирует формула (6). На них представлены временные диаграммы входных сигналов и импульсов опорного сигнала (импульсы стробирования), а так же диаграммы сигналов на выходе смесителя U1 при различных значениях длительности импульсов стробирования.

Для оценки потерь, возникающих при обработке, изменим фазу принимаемого сигнала на 90° . Энергия взаимодействия принимаемых сигналов и сигналов стробирования (опорных сигналов) на выходе системы (рис.1) в этом случае будет определяться следующим выражением:

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot s(t) dt = \frac{E_m E_s}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{-\frac{2t^2}{\tau^2}} \cdot e^{-\frac{2t^2}{\tau_s^2}} \cdot \cos\left(2\pi \frac{t}{T_s}\right) \right) dt = \\ &= \frac{E_m E_s}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{\left[-2\left(\tau^2 + \tau_s^2\right)\left(\frac{t}{\tau\tau_s}\right)^2\right]} \cdot \cos\left(2\pi \frac{t}{T_s}\right) \right) dt \end{aligned} \quad (7)$$

После решения интеграла получаем:

$$W = \frac{E_m E_s}{2R} \cdot \frac{\tau_s \tau \sqrt{2\pi}}{\sqrt{\tau^2 + \tau_s^2}} \cdot e^{-\left[\frac{(\pi \tau_s \tau)^2}{2(\tau^2 + \tau_s^2) T_s^2}\right]}, \quad (8)$$

График этой функции в зависимости от длительности импульса стробирования построен на рис. 2.

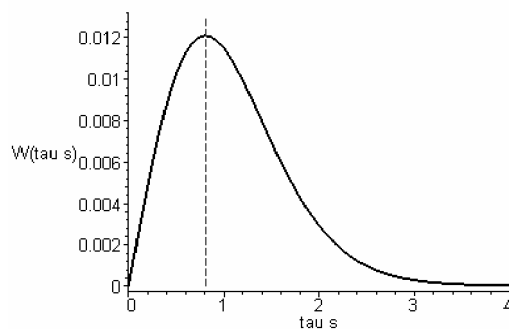


Рис. 2 – График зависимости выделяемой энергии в нагрузке системы обработки от длительности импульса стробирования (τ_s) при $E_m = 1$; $E_s = 1$; $\tau = 5.38$; $T_s = 2,5$; $R = 50$

На графике хорошо выделяется максимум функции. Определим оптимальное значение длительности импульса стробирования, при которой энергия, выделяемая в нагрузку системы обработки, максимальна. Для этого продифференцируем по τ_s выражение для энергии выделяемого сигнала (8) и, приравняв полученное уравнение к нулю, найдем оптимальное значение опорного сигнала.

$$W' = \left[\frac{E_m E_s}{2R} \cdot \frac{\tau_s \tau \sqrt{2\pi}}{\sqrt{\tau^2 + \tau_s^2}} \cdot e^{-\left[\frac{(\pi \tau_s \tau)^2}{2(\tau^2 + \tau_s^2) T_s^2} \right]} \right]' =$$

$$= -\tau^3 \sqrt{2\pi} \cdot \frac{E_m E_s}{2R} \cdot \frac{[(\pi \tau_s \tau)^2 - (T_s \tau_s)^2 - (T_s \tau)^2]}{T_s^2 (\tau^2 + \tau_s^2)^{5/2}} \times \exp \left[-\frac{(\pi \tau_s \tau)^2}{2T_s^2 (\tau^2 + \tau_s^2)} \right] = 0$$

Корни уравнения определяются следующим выражением

$$\tau_s^{\max} = \pm T_s \tau \frac{\sqrt{(\pi \tau)^2 - T_s^2}}{T_s^2 - (\pi \tau)^2} \quad \text{или} \quad \tau_s^{\max} = \pm 2 \frac{\tau}{\sqrt{(\omega_0 \tau)^2 - 4}}, \quad (9)$$

где τ – длительность принимаемого сигнала;

ω_0 – круговая частота колебаний, заполняющих сигнал зондирования.

Анализируя полученное выражение (9) можно сделать следующие выводы – оптимальная длительность импульса стробирования практически не зависит от длительности принимаемого сигнала, а зависит от частоты (периода колебаний), заполняющих принимаемый сигнал, колебаний. В месте с тем, увеличение длительности принимаемого сигнала (при неизменной частоте заполнения) приводит к пропорциональному увеличению энергетических потерь, возникающих при данном виде обработки.

Оценим относительный уровень потерь, возникающих при обработке. Он будет определяться отношением энергии, выделяемой в нагрузку системы обработки (8), к полной энергии сигнала.

$$\gamma [dB] = 10 \log \left(\frac{W_{out}}{W_{total}} \right) = 10 \log \left[\frac{2\sqrt{2} \frac{E_s \cdot \tau_s \cdot \exp \left[-\frac{(\omega_0 \cdot \tau_s \cdot \tau)^2}{8(\tau^2 + \tau_s^2)} \right]}{E_m \sqrt{\tau^2 + \tau_s^2} \cdot \left[\exp \left[-\left(\frac{\omega_0 \tau}{2} \right)^2 \right] - 1 \right]}} \right] \quad (10)$$

График функции потерь при обработке в зависимости от длительности импульса стробирования показан на рис. 3

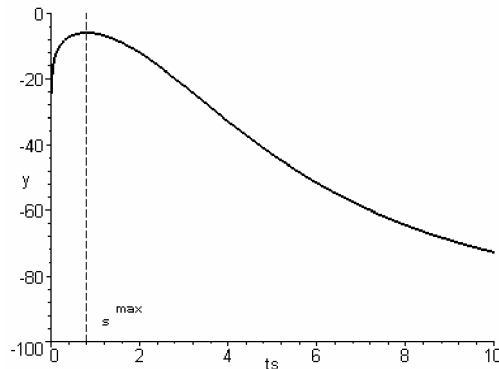


Рис. 3 – Зависимость величины потерь (в дБ), возникающих при обработке от значения длительности импульса стробирования ($E_m=1$; $E_s=1$; $R=50$; $\tau=5.38$; $\omega_0=2.51$)

Минимальное значение потерь для рассматриваемого случая ($E_m=1$; $E_s=1$; $R=50$; $\tau=5.38$; $\omega_0=2.51$) достигается при оптимальной длительности импульса стробирования, определяемое по формуле (10) и составляет -5.95 дБ.

Выводы

1. Для устранения пассивных помех, возникающих при локации подвижных целей, необходимо выбирать такое временное положение импульса стробирования, чтобы момент подачи этого импульса совпал с моментом перехода колебаний, заполняющих принимаемый сигнал, через ноль (максимальное значение производной функции сигнала). В этом случае на выходе системы не образуется постоянная составляющая, обусловленная отражением зондирующих сигналов от неподвижных предметов и подстилающей поверхности.
2. Для уменьшения потерь, возникающих при обработке, длительность видеоимпульсов стробирования гауссовой формы следует определять по формуле (9).

Литература

- [1] Иммореев И.Я., Самков С.В., Сверхширокополосный радар для обнаружения и измерения параметров движущихся объектов, г. Муром, материалы конференции СРСА'2003 «Сверхширокополосные сигналы в Радиолокации, Связи и Акустике», 2003 г.
- [2] Митяшев Б.Н., Определение временного положения импульсов при наличии помех, г. Москва: Советское Радио, 1962 г.