

ПРОЕКТИРАНЕ НА СИСТЕМА ЗА ОБРАБОТКА НА СВРЪХШИРОКОЛЕНТОВИ СИГНАЛИ

Анастасия Муратова

РУ "Ангел Кънчев" - Факултет ЕЕА Катедра КТТ
e-mail: amuratova @ mail.bg

Ключови думи: свръхшироколентови сигнали, движещи се обекти, фазов метод

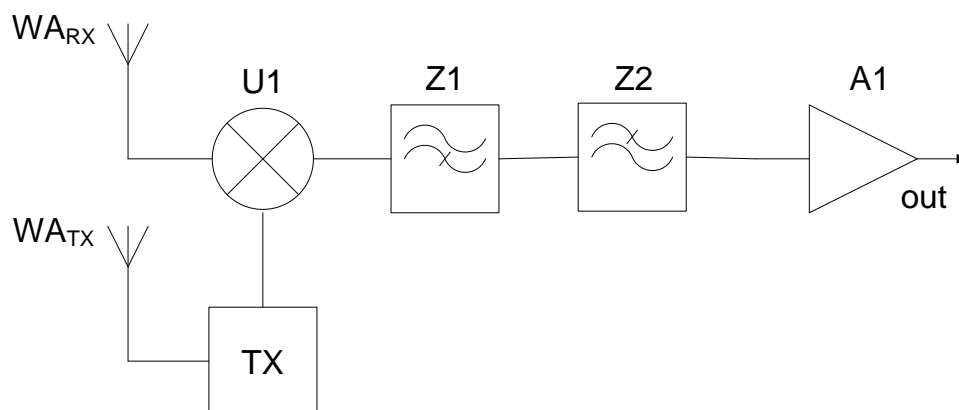
Резюме: В доклада се разглежда система за обработка на свръхшироколентови сигнали, основана на фазовия метод за откриване на движещи се обекти и измерване на параметрите им за движение, която може да бъде използвана в радарни системи с малък радиус на действие.

Въведение

В доклада се описва системата за обработка на приеманите сигнали, която може да бъде използвана в СШЛ радиолокационна станция с малък радиус на действие. За отделянето на сигнали от движеща се цел в такъв СШЛ радар се използва фазовия метод, т.к. относителните изменения на честотата на трептения, запълващи импулса на сондиране, и продължителността на сондиращите импулси, които се появяват при отразяването от подвижна цел, са много малки и практическото им измерване е много сложно.

Изложение

Фазовият метод се основава върху измерването на разликата между фазите на излъчени трептения на сондиращия сигнал и приети отразени радиосигнали. Структурната схема на системата за обработка е показана на фиг. 1.



Фиг. 1. Структурна схема на системата за обработка

В предавателя TX се формира СШЛ радиосигнал на сондиране с централна честота на спектъра f_0 и се излъчва с помощта на предавателна антена WA_{TX} .

Мигновеното значение на фазата на трептенията на сондиращия сигнал се определя по формула (1)

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

където f_0 - е честота на трептене на импулсите на сондиране, φ_0 - е начална фаза на трептения.

Ако целта се движи възвратно постъпателно по синусоиден закон, тогава мигновената фаза на отразения от целта сигнал на сондиране ще се определя от израза:

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

където R_{\max} - е максимална амплитуда на трептения на целта, R_0 - минимално разстояние от датчика на антената до целта, V - скорост на разпространение на сондиращия сигнал в пространството, F_c - честота на трептения на целта, θ - ъгъл, който отчита изменение на фазата на сондиращия сигнал при отразяване.

Разликата между фазите на прекия и отразения сигнал се определя [1]:

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

По този начин, разликата между фазите на трептенията на прекия сондиращ и отразения сигнал се определя от крайната скорост на разпространение на радиовълните, тази разлика зависи от разстоянието до отразяващия обект, и ще се променя в рамките на периодите на сондиране, вследствие промяната времето на закъснение.

Смесителя U1 сравнява фазите на опорния сигнал, който се формира в предавателя TX, и приетия отразен сигнал, а филтъра за ниски честоти Z2 във всеки период на сондиране фиксира тази разлика между фазите. Филтъра за високи честоти Z1 е предназначен за премахване на постоянната съставляваща, свързана с ъгъла θ и с отразяването от неподвижни предмети (пасивни смущения). След това получения сигнал се усилва посредством усилителя на ниски честоти A1 и постъпва на входа на системата. Получения по този начин сигнал е пропорционален на разликата на фазите между сондиращия сигнал (опорния сигнал) и сигнала, отразен от подвижната цел (3).

В доклада се разглежда математичен модел, при който в качеството на опорен сигнал се използва видеоимпулс с Гаусова обвиваща. Избора на такъв вид опорен сигнал позволява да се реализира, разглежданата в статията, система с най-малко загуби. Математически такъв сигнал се описва по следния начин:

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

където E_s - е максималната амплитуда на сигналите на стробиране, τ_s - продължителността на импулса на стробиране по ниво, която е 0,606 от максималната стойност на амплитудата.

Математически израз, описващ работата на системата:

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

където $u(t)$ - е приетият, отразен от целта сигнал, $s(t)$ - опорен сигнал, който се формира в предавателя, и е кохерентен със сондиращия сигнал, R - съпротивление на натоварването.

За намаляване големината на постоянната съставляваща, която се появява вследствие отразяването на сигнала от неподвижна настилка на повърхността е целесъобразно опорния сигнал, фазиран с излъчвания сигнал, да се подава в момент от време, когато приемания сигнал преминава през нулата. В този случай се получава:

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

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

където T_s - е период на трептене на сондиращия сигнал, τ - продължителност на приемания сигнал; τ_s - продължителност на опорния сигнал, E_m, E_s - максимална амплитуда на приемания и опорния сигнал.

Енергията, която се отделя при натоварване на филтъра на ниски честоти Z2, е равна на нула при всякакво съотношение на продължителността на импулса на стробиране и продължителността на приемания сигнал. Това се описва с формула (6) [2].

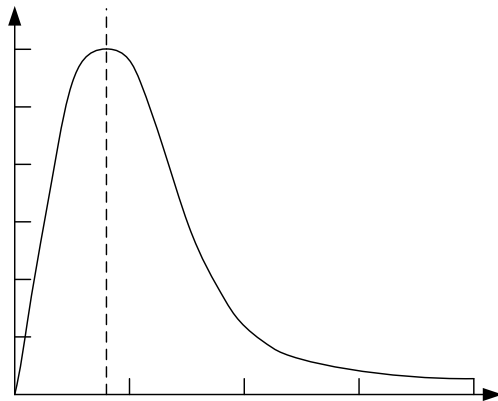
За да се оценят загубите, които се получават в процеса на обработка, се променя фазата на приемания сигнал на 90° . Енергията на взаимодействие на приеманите сигнали и сигналите на стробиране (опорните сигнали) на изхода на системата (фиг. 1), в случая се определят с израза [2]:

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

След решаването на интеграла се получава:

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

графиката на тази функция в зависимост от продължителността на импулса на стробиране е показана на фиг. 2.



Фиг. 2. Зависимост на енергията, която се отделя при натоварване на системата за обработка, от продължителността на импулса на стробиране (τ_s) при

$$E_m = 1 \quad E_s = 1 \quad \tau = 5,38 \quad T_s = 2,5 \quad R = 50$$

На графиката много добре се вижда максимума на функцията. За да се определи оптималната стойност на продължителността на импулса на стробиране, при която възникващата при натоварване на системата енергия е максимална, е необходимо да се диференцира по τ_s енергията на сигнала (8). След това полученото уравнение се приравнява на нула, и се получава оптималната стойност на опорния сигнал.

$$(9) \quad W' = \left[\frac{E_m E_s}{2R} \frac{\tau_s \tau \sqrt{2\pi}}{\sqrt{\tau^2 + \tau_s^2}} e^{-\left[\frac{(\pi \tau_s \tau)^2}{2(\tau^2 + \tau_s^2) T_s^2} \right]} \right]' =$$

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

Решението на уравнението се определя по формула:

$$(10) \quad \tau_s^{\max} = \pm T_s \tau \frac{\sqrt{(\pi \tau)^2 - T_s^2}}{T_s^2 - (\pi \tau)^2} \text{ или } \tau_s^{\max} = \pm 2 \frac{\tau}{\sqrt{(\omega_0 \tau)^2 - 4}},$$

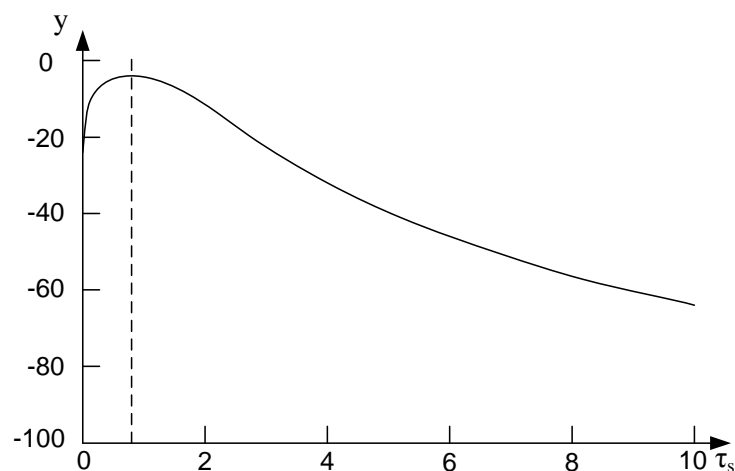
където τ - е продължителност на приемания сигнал, ω_0 - кръгова честота на трептения на сондиращия сигнал.

След анализа на уравнението (9) могат да се направят следните изводи: оптималната продължителност на импулсите на стробиране практически не зависи от продължителността на приемания сигнал, а зависи от честотата (периода на трептене) на трептения на приемания сигнал; увеличаването на продължителността на приемания сигнал (при постоянна честота на запълване) води до пропорционално увеличаване на енергетичните загуби, които се появяват при дадения вид обработка.

Относителното ниво на загуби, които се получават в процеса на обработка, се определя като отношение на енергията, която възниква при натоварване на системата за обработка (8), към пълната енергия на сигнала.

$$(11) \quad \gamma [dB] = 10 \log \left(\frac{W_{out}}{W_{total}} \right) = 10 \log \left[\frac{E_s \tau_s \exp \left[-\frac{(\omega_0 \tau_s \tau)^2}{8(\tau^2 + \tau_s^2)} \right]}{E_m \sqrt{\tau^2 + \tau_s^2} \left[\exp \left[-\left(\frac{\omega_0 \tau}{2} \right)^2 \right] - 1 \right]} \right]$$

Графика на функция на загубите при обработката, в зависимост от продължителността на импулса на стробиране, е показана фиг. 3.



Фиг. 3. Зависимост на величината на загуби (dB), които се получават при обработката, от значението на продължителността на импулса на стробиране ($E_m = 1$ $E_s = 1$ $\tau = 5,38$ $R = 50$ $\omega_0 = 2.51$)

Минимални загуби за разгледания случай ($E_m = 1$ $E_s = 1$ $\tau = 5,38$ $R = 50$ $\omega_0 = 2.51$) се постигат при оптимална продължителност на импулса на стробиране, което се определя по формула (10) и е равно на $-5.95dB$.

Заклучение

За отстраняване на пасивните смущения, които се получават при локация на подвижни цели, е необходимо да се избира такова времево положение на импулса на стробиране, че момента на подаване на този импулс да съвпада с момента за преминаването на трептенията на приемания сигнал, през нулата (максимална стойност на производната функция на сигнала). В този случай на изхода на система се образува постоянна съставляваща, обусловена с отразяването на сондиращите сигнали от неподвижни предмети и постилащата повърхност.

За намаляването на загубите, възникващи при обработката, продължителността на видеоимпулси на стробиране с гаусова форма е необходимо да се определя по формула (9).

Литература

1. М и т я ш ч е в В.Н., *Sovetskoe radio*, Determination of the temporary provision of pulses at presence of interferences, *Sovetskoe radio*, 1982.
2. С а м к о в С.В., Обработка сигналов в сверхширокополосном радаре малой дальности, – М: Радио и связь, 1993.