

Фазов метод за обработка на сигналите в свръхширококолентов радар с малък радиус на действие

София Узунова
Технически Университет - София

Резюме: Представената в доклада система за обработка на отразени сигнали е с приложение в СШЛ (свръхширококолентов) радар с малък радиус на действие, предназначен за дистанционно измерване на основни параметри на целта. В този СШЛ радар, за отделянето на сигнали от подвижни цели е избран „фазовия метод“ т.к. относителните изменения на честотата на колебанията, модулиращи сондиращия импулс и неговата продължителност, при отразяването от подвижна цел са много малки и тяхното измерване за оптимална работа на системата за СПЦ (селекция на подвижни цели) по метода на ПИКК на практика е много сложно.

В доклада е разгледана работата на система за обработка на СШЛ сигнали, която може да се използва при синтезирането на ССПЦ (система за селекция на подвижни цели) на радар за откриване на подвижни точкови и малоразмерни обекти и измерване на параметрите на движение след прилагането на “фазов метод“ за намаляване влиянието на пасивните смущения, или отраженията от неподвижни обекти и подстилаща повърхност.

Ключови думи: СШЛ; радар; радиус на действие; радар; сигнал

I. Въведение

В практиката на всички потребители на радиолокационни системи е необходимо непрекъснато повишаване на количеството и качеството на информацията, получавана от наблюдаваното пространство. Традиционните радари със сравнително тясна лента на работни честоти (не по-голяма от 10 % от носещата честота) практически са изчерпали своите информативни възможности.

Едно от перспективните направления, което позволява значителното повишаване на информативните възможности на радиолокационните системи е използването на свръхширококолентови сигнали със спектър с ширина, достигаща до 1 GHz.

Свръхширококолентовите сигнали са сигнали с относителен диапазон на честотите $\Delta F = \frac{(f_{max} - f_{min})}{(f_{max} + f_{min})}$, близък до единица [Mitjashchev B.N.]. Радиосистемите, които използват такива сигнали, съществено се различават от традиционните тесноколентови системи (с $\Delta F \approx 0,01$) или по-малко) както по методите на пресмятане, така и по техническото си изпълнение. Формата на свръхширококолентовия сигнал съществено се отличава от хармоничното трептене [Mitjashchev B.N.].

В свръхширококолентовата радиолокация, сондиращите импулси, които имат свръхширок диапазон, са два вида - с продължителност $(1...5)10^{-9}$ s видеоимпулси, или къси отрязъци от синусоида, състоящи се от един или два периода на повторение [Mitjashchev B.N.].

Повишаването на информативните способности става за сметка на намаляването на обема на излъчения импулс по разстояние. Например – при промяна

на продължителността на импулса от 1 μ s до 1 ns дълбочината на импулсния обем намалява от 300 м. до 30 см., т.е. лъча, обхождащ пространството е много по-тънък и определянето на координатите се извършва с много по-голяма точност.

Намаляването на продължителността на импулса в СШЛ радиолокатор позволява :

- Да се повиши точността при определянето на разстоянието до наблюдавания обект и да се повиши разрешаващата способност на РЛС по всички координати;

- Да се разпознава класа и типа на наблюдавания обект;

- Да се повиши ефективността и да се упрости апаратурата за защита на РЛС от всички видове пасивни смущения – дъжд, облаци, мъгла, аерозоли, метализирани ленти тъй като ефективната отразяваща повърхност (ЕОП) на пасивните смущения при малкия обем на сондиращия импулс става съизмерима с ЕОП на самия наблюдаван обект.

- Да се намалят или напълно да се компенсират интерференционните провадания в диаграмата на насочено действие (ДНД) при наблюдение на низколетящи обекти, тъй като прекия е и отразен от земята лъч пристигат на приемната антена в различно време, което позволява тяхното селектиране;

- Да се премахне листовата структура на вторичните ДНД при отразяването на сигнала от наблюдавания обект, тъй като трептенията, отразени от отделни части на наблюдавания обект не се интерферират, което пък повишава вероятността за правилно откриване на обектите;

- Да се повиши шумоустойчивостта на радарите към въздействието на теснолентови външни електромагнитни излъчвания и смущения [Mitjashchev V.N.].

За реализирането на изброените предимства е необходима теоретична база, позволяваща преизчисляването на различните характеристики на СШЛ радари. Същата е необходима и за определяне на изискванията към отделните елементи и блокове на РЛС и за конструирането на нови устройства за генериране, излъчване, приемане и обработка на СШЛ сигнали.

Малката продължителност на СШЛ сигнал не позволява да се получи съществена промяна на неговата честота при отразяването от подвижни цели. Затова при свръхширококоленовите радари е невъзможно прилагането на Доплеровата филтрация като основен метод за селекция на подвижни цели (СПЦ). Много по-голяма ефективност при селекцията се наблюдава при използването на метода на презпериодното изваждане и компенсация (ППИК) на сигналите, отразени от неподвижни обекти (пасивни смущения) и „Фазовия метод“.

Особеностите на метода с презпериодна компенсация на пасивни смущения са свързани със следното противоречие. От една страна малката продължителност на СШЛ сигнал намалява количеството на смущението в импулсния обем, неговата ЕОП позволява наблюдението на целта на фона на пасивното смущение. От друга страна, при намаляване на импулсния обем, респективно с намаляване продължителността на сондиращия импулс, нараства

относителното количество на смущението, което под въздействието на вятъра навлиза в импулсния обем и излиза от него по времето на периода между импулсите. Като резултат от тези противоречия се повишава декорелацията на пасивното смущение, нараства броя на некомпенсираните остатъци от смущението в изхода на системата за ППИК и намалява нейната ефективност [Taylor, J.].

За това, шумоустойчивостта на СШЛ радар се разглежда с отчитане на двата противоречиви фактора – намаляване на импулсния обем с цел намаляване мощността на смущението, и едновременно с това нарастване на междупериодната декорелация на пасивното смущение, т.е. намаляване на коефициента на подавяне в системата за ППИК.

При намаляване продължителността на сондиращия импулс, отначало коефициента на ефективно подавяне от системата за ППИК расте за сметка на намаляването на импулсния обем на радара. При по-нататъшно намаляване на обема, т.е. при намаляване продължителността на сондиращия импулс, започва да влияе интензивно декорелацията на смущението е коефициента на ефективност намалява.

След пълното декорелиране на пасивното смущение и при по-нататъшно намаляване продължителността на сондиращия импулс, ефективността на системата за ППИК отново нараства за сметка намаляването на импулсния обем.

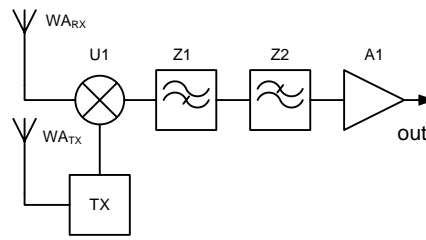
Това важно обстоятелство трябва винаги да се отчита при проектирането на системите за СДЦ (селекция на движещи се цели) и системите за защита на СШЛ радари от влиянието на пасивни смущения, които са особено характерни при откриването и съпровождането на точкови и малоразмерни цели (дронове и безпилотни летателни апарати - БПЛА) в урбанизирана градска среда [Ashikhmin A.V.].

II. Изложение

Фазовият метод е основан на измерването на разликите във фазите на излъчените сондиращи сигнали и приетите, отразени от точкови и малоразмерни цели радиосигнали, на фона на пасивни смущения, предизвикани от отразени сигнали от неподвижни обекти в градска среда [Aiello R., 2006, Batra A.]. Този метод намира приложение в разработването на системи за дистанционно следене на психо-физиологическото състояние (сърдечен ритъм, честота на дишане, кръвно налягане и др.) на военни и граждански пилоти, екипажи на въздухоплавателни средства и оператори на дистанционно управляеми малоразмерни летателни апарати, телеметричното предване на данните в пунктовете за управление в редица страни - САЩ, Израел, Великобритания, Франция, Италия и за синтезиране на радарни системи за аварийно-спасителни операции при издирване на оцелели, и др. Много съвременни публикации са посветени на анализа, синтезирането на нови и модернизиране на известни алгоритми за обработка и предаване на информацията в реално време.

Един вариант на структурна схема на системата за обработка на радиолокационна информация и компенсиране на постоянната съставляваща на

смущения, предизвикани от отражения от неподвижни обекти в зоната на видимост е изобразена на фиг. 1.



Фигура 1. – Структурна схема на системата за обработка.

СШЛ сондиращ радиосигнал с централна честота на спектъра - f_0 се формира в предавателя - TX и се излъчва от предавателната антена - WATX.

Моментната стойност на фазата на сондиращия сигнал се определя от (1), като стойността на фазата на трептенията на сондиращия сигнал се определя от:

$$\phi_1 = 2\pi f_0 t - \phi_0, \quad (1)$$

където:

- f_0 – честота на трептенията, модулиращи сондиращия импулс ;
- ϕ_0 – начална фаза на трептенията.

Нека се предполага, че целта се движи възвратно - постъпателно по синусоиден закон (задачата е за откриване на неподвижен човек по движението на гръдната клетка – например, при аварийно-спасителна операция по издирване на оцелели при природни бедствия). Тогава моментната фаза на отразения от целта сондиращ сигнал ще се определя от следния израз (2):

$$\phi_2(t) = \phi_1(t) - 2\pi f_0 \times \dot{z} \times \frac{2[R_{\max} \sin(2\pi F_c t) + R_0]}{V} - \theta, \quad (2)$$

Където:

- R_{\max} – максималната амплитуда на колебанията на целта;
- R_0 – минималното разстояние от антената на датчика до целта;
- V – скорост на разпространение на сондиращия сигнал в пространството;
- F_c – честота на колебанията на целта;
- θ - ъгъл, определен от промяната на фазата на сондиращия сигнал при неговото отразяване.

Разликата във фазите на сондиращия и отразен сигнал ще се определи от израз (1.3)

$$\phi_1(t) - \phi_2(t) = 2\pi f_0 \times \dot{z} \times \frac{2[R_{\max} \sin(2\pi F_c t) + R_0]}{V} + \theta, \quad (3)$$

Вижда се, че разликата във фазите на трептенията на сондиращия и отразен сигнал се определя от крайната скорост на разпространяване на радиовълната, зависи от разстоянието до обекта и ще се изменя от период към период на сондирането, вследствие изменението на времето на закъснение [Immorieev I.Ya., Chernyak V.S.]

За сравняване на фазите на опорния сигнал, който се формира от предавателя - ТХ, и приетия отразен сигнал се използва смесител - У1. Филтъра за ниска честота - Z2, във всеки период на сондиране фиксира тази разлика във фазите. Филтъра за висока честота - Z1 е предназначен да премахне постоянната съставляваща, която се обуславя от ъгъл θ и отражението от местни предмети (пасивните смущения). След това отделения сигнал се усилва от усилвателя на ниска честота - А1 и постъпва към изхода на системата. Получения по този начин сигнал е пропорционален на разликата във фазите между сондиращия (опорен сигнал) и отразения от подвижна цел сигнал - (3).

2.1 Математически модел на системата:

Ще се разгледа работата на гореописаната система на основата на математически модел и при избран опорен сигнал – видеоимпулс с Гаусова обвиваща (камбанообразен импулс). Избора на такъв вид на сондиращия сигнал е направен с аргумента, че при такъв сигнал, разгледаната по горе система ще реализира най-малки енергийни загуби. Математическият модел се описва по следния начин – (4):

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

Където:

- E_s – максимална амплитуда на стробиращите сигнали;
- τ_s – продължителност на стробиращия импулс на ниво 0.606 от максималната стойност на амплитудата.

Работата на системата от фиг.1 се описва от израз (1.5):

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

Където:

- $u(t)$ – приетия отразен от целта сигнал;
- $s(t)$ – опорен сигнал, формиран в предавателя и кохетрентен на сондиращия сигнал.
- R – съпротивление на товара.

За намаляване стойността на постоянната съставляваща, която възниква вследствие отразяването от неподвижни обекти (местни предмети, или подстилаща повърхност) е целесъобразно опорния сигнал, който е сфазизиран с излъчвания сигнал, да се подава в момента от време, когато приетия сигнал преминава през нула. Тогава се получава – (1.6):

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

където:

- T_s – период на трептенията запълващи сондиращия сигнал;
- τ – продължителност на приетия сигнал;
- τ_s – продължителност на опорния сигнал;

E_m, E_s – максимална амплитуда съответно на приетия и на опорния сигнал;

Енергията, която се отделя върху товара на филтъра за ниска честота - ФНЧ - Z2, е нула при произволно съотношение между продължителностите на стробиращия импулс и приетия сигнал. Това се доказва от израз (6). За оценка на загубите от обработка, ще се промени фазата на приетия сигнал с 90° . Енергията на взаимодействие между приетия сигнал и стробиращия импулс (опорния сигнал) на изхода на системата за обработка (фиг.1) при това условие ще се определи от израз(7).

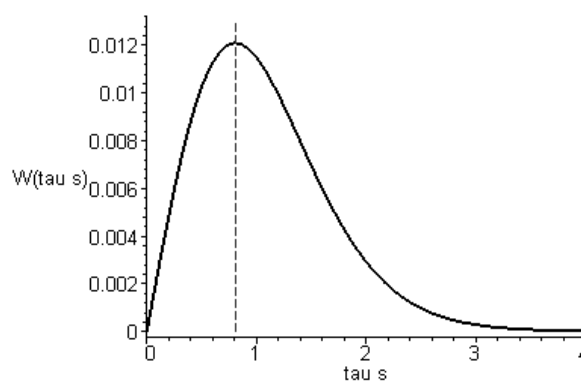
$$: W = \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot s(t) dt = \frac{E_m E_s}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{-\frac{2t^2}{\tau^2}} \cdot e^{-\frac{2t^2}{\tau_s^2}} \cdot \cos\left(2\pi \frac{t}{T_s}\right) \right) dt =$$

$$\frac{E_m E_s}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{\left[-2(\tau^2 + \tau_s^2) \left(\frac{t}{\tau \tau_s}\right)^2\right]} \cdot \cos\left(2\pi \frac{t}{T_s}\right) \right) dt \quad (7)$$

След решаването на интеграла се получава (8):

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

Графиката, показваща зависимостта на тази функция от продължителността на стробиращия импулс е показана на Фиг.2.



Фигура 2. – Графика, показваща зависимостта на отделената енергия в товара на системата за обработка от продължителността на стробиращия (τ_s) при $E_m = 1$; $E_s = 1$; $\tau = 5.38$; $T_s = 2,5$; $R = 50$

На графиката е ясно изразен единствения максимум на функцията. За определяне на оптималната стойност на продължителността на стробиращия

импулс, при която се отделя максимално количество енергия върху товара на системата, е необходимо да се диференцира (8) по τ_s и уравнението да се приравни на 0.

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

$$= -\tau^3 \sqrt{2\pi} \cdot \frac{E_m E_s}{2R} \cdot \frac{\left[(\pi \cdot \tau_s \tau)^2 - (T_s \tau_s)^2 - (T_s \tau)^2 \right]}{T_s^2 (\tau^2 + \tau_s^2)^{5/2}} \times \exp \left[-\frac{(\pi \cdot \tau_s \tau)^2}{2 T_s^2 (\tau^2 + \tau_s^2)} \right] = 0 \quad (9)$$

Корените на уравнението се определят от израз (10):

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

където;

- τ – продължителност на приетия сигнал;
- ω_0 – кръговата носеща честота.

След анализа на (1.9) могат да се направят следните изводи:

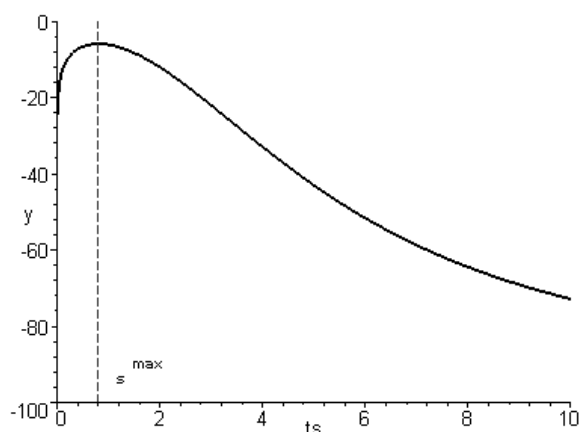
- Оптималната продължителност на стробиращия импулс на практика не зависи от дължината на приетия сигнал, а зависи от честотата, по-точно от периода на повторение на носещото трептене на приетия сигнал.

- Увеличаването на продължителността на приетия сигнал (при неизменна носеща честота) води до пропорционално нарастване на енергийните загуби при обработката.

За оценка на относителните загуби при обработката трябва да се определи отношението на отделената в товара енергия – (8) към пълната енергия на сигнала – (11).

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

Графиката, показваща изменението на функцията на загубите при обработката, в зависимост от продължителността на стробиращия импулс е показана на фиг.3



Фигура 3. Зависимост на загубите (в дБ), при обработка от продължителността на стробиращия импулс при ($E_m=1$; $E_s=1$; $R=50$; $\tau=5.38$; $w_0=2.51$)

Минимални загуби в конкретния случай – при избрани входни данни за ($E_m=1$; $E_s=1$; $R=50$; $\tau=5.38$; $w_0=2.51$) се постигат при оптималната продължителност на стробиращия импулс определена по формула (11) и има стойност -5.95 дБ.

III. Изводи

1. За премахване на пасивните смущения, възникващи при наблюдение на подвижни цели, трябва да се избере такъв момент от време за подаването на стробиращия импулс, че той да съвпада с момента на прехода на носещото колебание през 0 (максимална стойност на производната на сигналната функция). При това в изхода на синтезираната система за обработка не се формира постоянна съставляваща, която се появява при отразяване на сондиращите сигнали от подстилащата повърхност и от неподвижни обекти в зоната на наблюдение.

2. За намаляване на загубите при обработката, продължителността на стробиращия видеоимпулс с Гаусова форма на обвиващата трябва да се определя от израз (1.9).

Литература

1. Mitjashchev B.N., 1962, *Sovetskoe radio*, Determination of the temporary provision of pulses at presence of interferences, Moscow.
2. Taylor, J., 1995, Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems, *CRC Press*
3. Aiello R., 2006, Batra A. Ultra Wideband Systems. Technologies and Applications. *Elsevier Inc.*
4. Ашихмин А.В., 2005 Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля., *Радио и связь*, 486 с.
5. Иммореев И.Я., Черняк В.С., 2008 Обнаружение сверхширокополосных сигналов, отраженных от сложных целей, *Радиотехника*, № 4. С. 3-10

References

1. Mitjashchev B.N., 1962, *Sovetskoe radio*, Determination of the temporary provision of pulses at presence of interferences, Moscow.
2. Taylor J., ed. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. CRC Press, 1995.
3. Aiello R., Batra A. Ultra Wideband Systems. Technologies and Applications. Elsevier Inc., 2006.
4. Ashikhmin A.V. Proektirovanie i optimizatsiya sverkhshirokopolosnykh antennykh ustroystv i sistem dlya apparatury radiokontrolya [Design and optimization of UWB antenna devices and systems for radio control equipment]. Moscow, Radio i svyaz', 2005. 486 p.
5. Immoreev I.Ya., Chernyak V.S. Obnaruzhenie sverkhshirokopolosnykh signalov, otrazhennykh ot slozhnykh tseley [The Detection of Ultrawideband Signals Reflected from Complex Targets]. Radiotekhnika [Radioengineering], 2008, no. 4, pp. 3-10.

A phase method for signal processing in short-range ultra-wideband radar

Abstract: The system for processing reflected signals presented in the report is applied in a short-range UAV radar designed for remote measurement of basic parameters of the target. In this SSSL radar, the "phase method" is chosen for the separation of signals from moving targets, because relative changes in the frequency of oscillations modulating the probing pulse and its duration when reflected from a moving target are very small, and their measurement for optimal operation of the SPC system by the PIKK method is practically very complicated. The report examines the operation of a system for processing SHL signals, which can be used in the synthesis of the SSPC of a radar for the detection of moving point and small-sized objects and the measurement of movement parameters after the application of the "phase method" to reduce the influence of passive interference, or the reflections from stationary objects and the underlying surface.

Keywords: SCI; radar; radius of action; radar; signal

Sofia Uzunova, Phd. Student
Department of "Air Transport"
Technical University of Sofia
Sofia, Bulgaria
e-mail: suzunova@tu-sofia.bg