

ВЪЗМОЖНОСТ ЗА АПРОКСИМИРАНЕ СПЕКТЪРА НА СЛОЖЕН ОТРАЗЕН РАДИОЛОКЦИОНЕН СИГНАЛ.

София С. Узунова
suzunova@tu-sofia.bg

Докторант
Технически Университет – София, София, 1000, България
Михаил П. Желязов
mikael@tu-sofia.bg
Технически Университет – София, София, 1000, България

Резюме: Целта на разработката е да се докаже възможността за оптимизиране процеса на апроксимиране спектъра на сложен отразен радиолокционен сигнал чрез опростен, “апроксимиращ сигнал”. Като модел за обработка е избран свръхширококолов отразен сигнал с линейно-честотна модулация. В процеса са изчислени стойностите на грешките, допускани при апроксимиране на СШЛ отразен сигнал с „ехо сигнал“ с правоъгълен спектър. В симулационните процедури са заложени различни входни параметри, описващи средата за разпространение и различни стойности на „коефициента на ширококоловост“. Доказано е, че при определено условие - високи стойности на „коефициента на ширококоловост“ е възможно, сложните изрази за изчисляване спектъра на отразен свръхширококолов сигнал, да бъдат заместени с просто съотношение.

Ключови думи: свръхширококолов отразен сигнал; линейно-честотна модулация; спектър на сигнала; апроксимираща функция,

1 ВЪВЕДЕНИЕ

Направленията за приложение на радиолокационните методи за откриване и съпровождане на малоразмерни цели – БПЛА, ДУЛС и др. зад оптически непрозрачни прегради са много:

- при провеждане на антитерористични мероприятия в случаите на въздушен тероризъм;
- за търсене и спасяване на хора при въздушни аварии в труднодостъпни райони и урбанизирана среда;
- търсене и спасяване на хора при снежни лавини и др.

В такива случаи е наложително използването на свръхширококолови сигнали, които имат редица предимства. Една от областите, която е изключително интересна за авиацията е прилагането на свръхширококолови радары за откриване и съпровождане на малоразмерни, дистанционно управляеми и автоматични летателни средства в районите на летищните комплекси, елиминиране на тяхното въздействие за повишаване безопасността на полетите в района на отговорност около летищния комплекс.

Това е от особена важност при летища, разположени в близост, или в рамките на урбанизираните райони и в близост до населени места, промишлени зони и зони с пресечен релеф.

Тази необходимост възниква поради особеностите на тесноколовите радиолокационни сигнали: да се поглъщат в много голяма степен от материала на препятствието (стени, сняг, неподвижни релефни образувания и други източници на пасивни смущения) и необходимостта от висока разрешаваща способност при съпровождане на подвижните цели и последващото въздействие върху тях, за намаляване или пълно елиминиране на вредните въздействия.

За свръхширококолови се считат сигнали, ширината на спектъра на които е съизмерим със средната честота; $\nu = \Delta\omega / \omega_0$, Като коефициента на ширококоловост ν се намира в границите $0,5 \leq \nu \leq 2$. Като ширина на спектъра обикновено се използва ширината на енергийния спектър - $\Delta\omega_E$, която се определя от (1):

$$\Delta\omega_E = \omega_B - \omega_H = 2\pi(f_B - f_H), \quad (1)$$

където:

- f_B – висока (горна) честота на спектъра на сигнала;
- f_H – ниска (долна) честота на спектъра на сигнала.

В [1. Покровский Ю. О. с.43-50,а, 2. Покровский Ю. О. с.49-57,б] са изучени математическите модели на прости СШЛ сигнали. Изследвани са основните характеристики на сигналите и са изведени формули за тяхното математическо представяне и изчисляване, които са необходими за намирането на характеристиките и параметрите на радарите.

II ИЗЛОЖЕНИЕ

Распространението на простите радиолокационни сигнали в среди със силни и честотно зависими поглъщащи способности се характеризира със силно изменение на формата на сигналите, при което се наблюдава силно свиване на спектъра и изместване към областта на ниските честоти. Като следствие от това, силно намалява енергията на отразения сигнал, което пък води до силно намаляване на отношението сигнал/шум (S/N) на изхода на съгласувания филтър.

За осигуряване на висока вероятност за правилно откриване на малоразмерни подвижни цели, на фона на пасивни смущения, са необходими много по-високи енергийни мощности, от колкото при разпространението в среда с по-малки загуби на енергия. По тази причина е актуално да се разгледат възможностите за използване на сложните (свръхширококоленовите) сигнали. Те, обаче се описват с много по-сложни изрази и зависимости в сравнение с простите РЛ сигнали.

Въпросите, възникващи при използването на сложни сигнали в задпреградната и подповърхностна радиолокация са малко изследвани. Затруднено е получаването на модели на сложни сигнали в „затворен“ аналитичен вид, което изключително затруднява анализа на техните характеристики, и от там търсенето на възможности за тяхното подобряване и повишаването на отношението сигнал/шум.

Едно от актуалните направления в работата на научните колективи е изследването на възможности за апроксимиране на модула на спектралната плътност на сложния сигнал с помощта на други, сравнително по-прости функции, описващи спектрите на прости радиолокационни сигнали. [Покровский Ю. О. с.448.]

Тогава основните характеристики на сложните сигнал може да се опишат чрез по-прости - „апроксимиращи“ сигнали.

В настоящата работа е избран най-често използвания модел на сложен сигнал – радиолокационен сондиращ сигнал с линейна честотна модулация – ЛЧМС, тъй като този вид сигнал позволява получаването на максимална енергия при предварително зададени ограничения по амплитуда и продължителност на сигнала.

Във времевата област ЛЧМС се описва от израз (2)[4 Абрамович М., Стиган с.832, 5. Гоноровский И.С. с 512]

$$s(t) = \begin{cases} A_0 \cos(\omega_0 t + \frac{\pi m t^2}{T^2}), & \text{при } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{при } t < -\frac{T}{2}, t > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2)$$

където:

- T – продължителност на сигнала;
- f_0 – носеща честота на сигнала;
- $m = T \cdot f_d$ – дълбочината на модулацията („база“ на сигнала);
- $\omega_d = 2 \cdot \pi \cdot f_d$ – пълната честотна девиация.

При прехода към свръхширококоленовите ЛЧМ сигнали трябва да се разгледа възможността за описване на техния спектър чрез възможно по-точен израз, за разлика от изразите за описване

на спектъра на простите сигнали. Съгласно теорията, спектралната плътност на ЛЧМ сигнал се определя чрез преобразованието на Фурие на израз (2):

$$S(j\omega) = \frac{A_0}{2} \left(\int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[j \left\{ (\omega_0 - \omega)t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right\} \right] dt + \int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[-j \left\{ \omega_0 + \omega \right\} t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right] dt \right) \quad (3)$$

За теснолентовите сигнали, спектъра на ЛЧМ сигнал се определя от традиционния израз, получен след отчитането само на първото събираемо в израз (3) (за положителните честоти)[5]:

$$S(j\omega) = \frac{A_0 T}{2\sqrt{2m}} \exp \left(-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\alpha} \right) \cdot \{C(u_1) + C(u_2) + j(S(u_1) + S(u_2))\} \quad (4)$$

където:

$$C(u) \text{ и } S(u) \text{ се определят от интеграла на Френел: } C(u) + jS(u) = \int_0^u e^{j\frac{\pi z^2}{2}} dz,$$

$$u_1 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 + 2 \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right), \quad u_2 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 - 2 \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right) \quad (5)$$

В израз (4) второто събираемо, което определя спектъра в областта на отрицателните честоти не се отчита. С нарастване на коефициента на широколентовост трябва да се отчита и второто събираемо, което се обуславя от отрицателните честоти. Затова в [6. Мусатова М.М. с. 218,] е изведен уточнен израз за спектралната плътност на ЛЧМС:

$$S(j\omega) = \frac{A_0 T}{2\sqrt{2m}} \left[\exp \left(-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\beta} \right) \cdot \{C(u_1) + C(u_2) + j(S(u_1) + S(u_2))\} + \exp \left(j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\beta} \right) \cdot \{C(x_1) + C(x_2) - j(S(x_1) + S(x_2))\} \right] \quad (6)$$

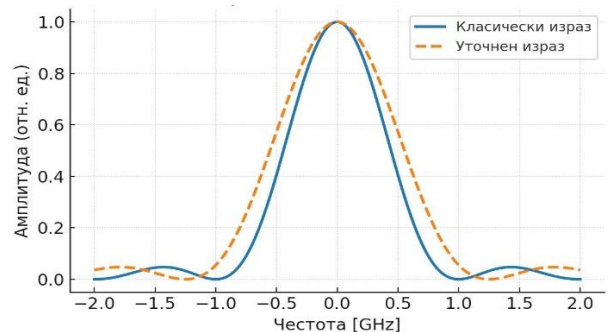
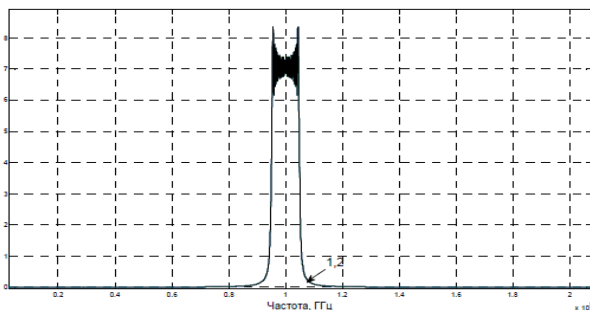
където:

- $x_1 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 - 2 \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right),$
- $x_2 = \sqrt{\frac{m}{2}} \left(1 + 2 \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right).$

На фиг. 1 а,б са показани различията в спектрите на ЛЧМ сигнал, построени по класическото (крива 1, от израз (4)) и уточненото (крива 2, от израз (5)) отношение.

Изчисленията са проведени при следните параметри на ЛЧМС:

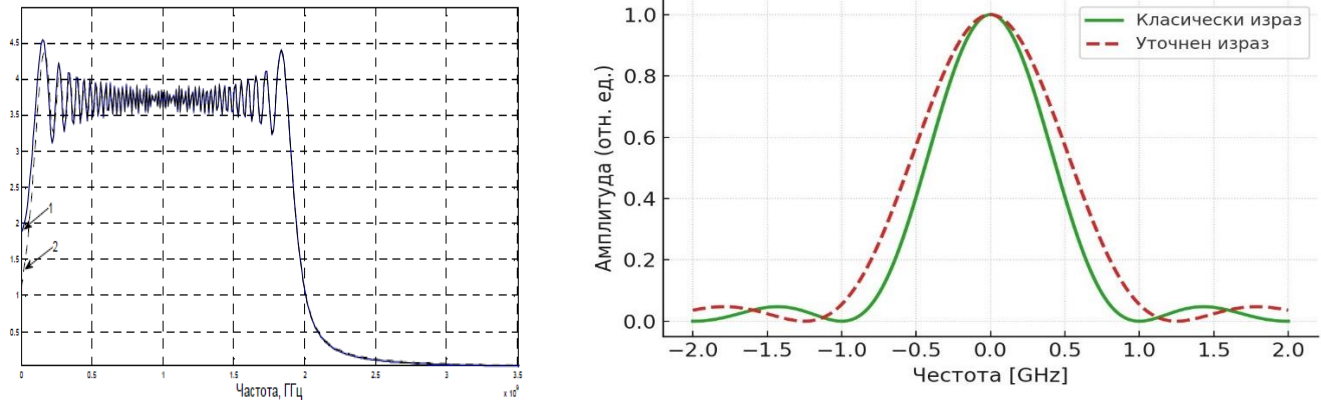
- $f_0 = 1 \text{ GHz};$
- база на сигнала - $m = 200;$
- честота на девиацията - $f_d = 0,1 \text{ GHz}$ (фиг. 1.а) и $f_d = 1,8 \text{ GHz}$ (фиг. 1.б).



Фиг.1.а. Различия в спектрите на ЛЧМ сигнал, построени по класическото (крива 1, от израз (4)) и уточненото (крива 2, от израз (5)) отношение.

От показаните графики се вижда, че за СШЛ сигнали, спектрите, изчислени по приблизителния израз - (4), и по точния израз - (5), в обхвата на ниските честоти, т.е. тези

честоти, приближаващи се към 0 се различават видимо, докато за теснолентовите сигнали – напълно съвпадат.



Фиг1.6 Различия в спектрите на ЛЧМ сигнал, построени по класическото (крива 1, от израз (4)) и уточненото (крива 2, от израз (5)) отношение.

Зависимостите, показани на фиг.1.а,б потвърждават, че спектрите на линейно-честотно модулираните сигнали при голям индекс на модулация – $m > 100$, се приближават до правоъгълната форма.

В този случай, ширината на спектъра – $\Delta\omega$ (1), може да се счита за равна на ширината на правоъгълника, който апроксимира спектъра на ЛЧМ сигнал, т.е. с честота на $\omega_d = 2 \cdot \pi \cdot f_d$. Затова, за разгледаният модел на СШЛ с ЛЧМ и с голям индекс на модулацията, коефициента на широколентовост се определя от отношението $\nu = \omega_d / \omega_0$.

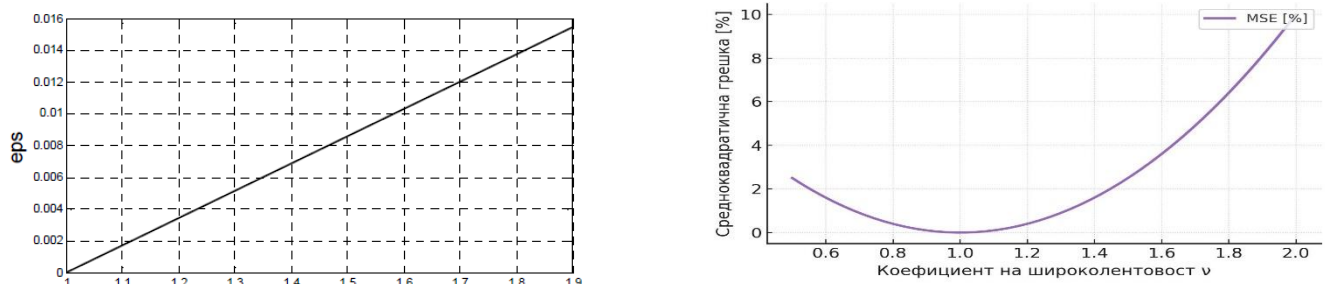
При пресмятането на спектъра на ЛЧМ сигнал по традиционната и по уточнената формули се допускат грешки, като средноквадратичната грешка, която се изчислява от следния израз (7):

$$\varepsilon_1^2 = \frac{\int_0^\infty (|S_1(j\omega)| - |S(j\omega)|)^2 d\omega}{\int_0^\infty |S_1(j\omega)|^2 d\omega}; \quad (7)$$

където:

- $S_1(j\omega)$ – е спектрална плътност на ЛЧМ сигнал, определен по традиционния израз;
- $S(j\omega)$ - е спектрална плътност на ЛЧМ сигнал, определен по уточнения израз.

Резултатите от пресмятането на допусканата средноквадратична грешка – (7), в зависимост от коефициента на широколентовост ν са показани на фиг. 2.



Фиг.2. Средноквадратична грешка – от (7), в зависимост от коефициента на широколентовост - ν .

При анализа на графиката се вижда, че средноквадратичната грешка се увеличава при нарастване на коефициента на широколентовост, и при $\nu > 1.6$ надвишава 1%.

Затова, при $\nu > 1.6$ е целесъобразно да се използва уточнената формула за изчисляване на спектралната плътност на ЛЧМ сигнал. Видно е също, че дори приблизителния израз (4) е достатъчно сложен за практическо приложение, и затова е актуално по-детайлното изследване на възможностите за апроксимиране на спектъра на ЛЧМ сигнали при големи стойности на коефициента на модулация чрез спектъра на правоъгълен сигнал:

$$|S_{\text{ПР}}(j\omega)| = \begin{cases} \frac{A_0}{2} \sqrt{\frac{T}{f_d}}, & \omega_H < \omega < \omega_B, \\ 0, & \omega < \omega_H, \omega > \omega_B \end{cases}, \quad (8)$$

където:

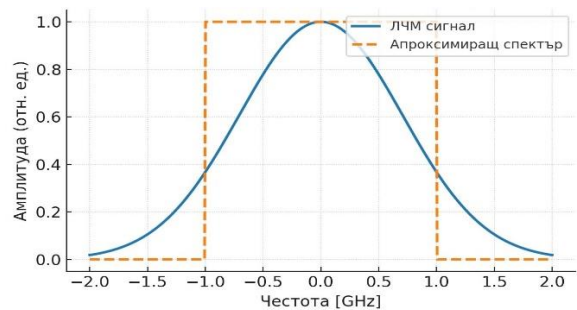
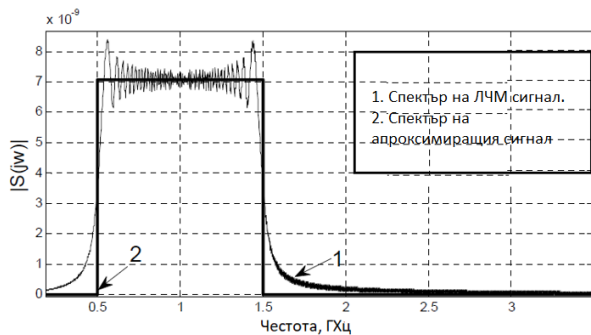
- $\omega_B = \omega_0 + \Delta\omega/2$,
- $\omega_H = \omega_0 - \Delta\omega/2$,
- ω_0 – централна честота на сигнала,
- $\Delta\omega = \omega_d$,
- A_0 – амплитуда на ЛЧМ сигнал.

На фиг. 3 е показан вида на спектъра на ЛЧМ сигнал и неговият апроксимиращ спектър при следните основни параметри на ЛЧМ сигнал:

$$f_0 = 1 \text{ GHz}, \quad f_d = 1 \text{ GHz}, \quad m = 200.$$

Ако се оцени само модула на спектрите на ЛЧМ сигнал и на радиоимпулса с правоъгълен спектър от фиг.3 може да се направи извода, че те са достатъчно близки при еднаква основна честота - f_0 и ширина на спектъра - Δf .

Фазовите съотношения при апроксимацията на комплексната спектрална плътност на ЛЧМ сигнал може да не се отчита, т.к при оптимална филтрация, на изхода на съгласувания филтър, спектъра на “святия” ЛЧМ сигнал е действителен и съвпада с квадрата на модула на входния спектър. $S(j\omega)^2$.



Фиг. 3. Вид на спектъра на ЛЧМ сигнал – 1 и неговият апроксимиращ спектър – 2, при следните основни параметри на ЛЧМ сигнал: $f_0 = 1 \text{ GHz}$, $f_d = 1 \text{ GHz}$, $m = 200$.

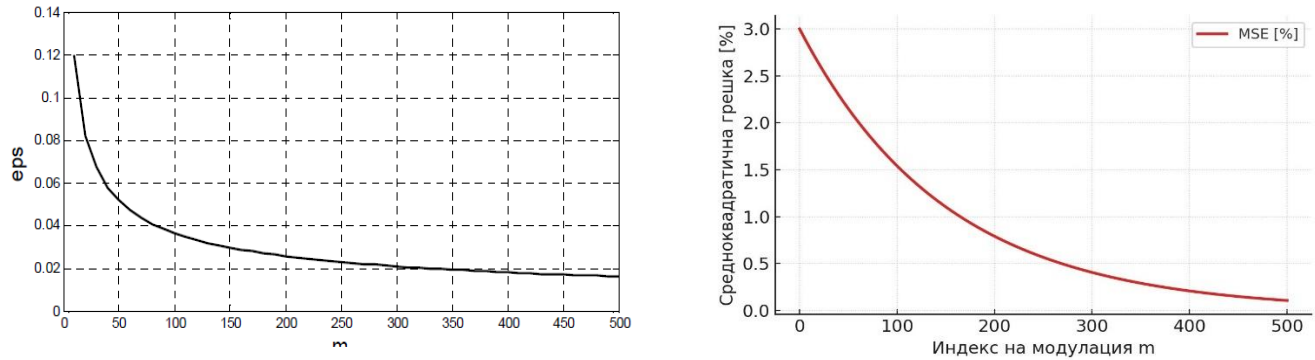
На фиг. 4 е приведена графика на зависимостта на промените на средноквадратичната грешка от апроксимация (7) при промяна на индекса на модулация m от 0 до 500 за сигнали с $f_0 = 1 \text{ KHz}$.

От графиките, показани на фиг.4 може да се направи извода, че: Средноквадратичната грешка, допускана при апроксимацията - ϵ^2 на реален ЛЧМ сигнал чрез прост радиоимпулс с правоъгълен спектър при коефициент на модулацията $m > 150$ е по-малка от 3%.

Възможностите за апроксимиране на спектъра на ЛЧМ сигнали с по-прости, с правоъгълна форма на спектъра, опростява значително решаването на задачата по намирането на основните параметри на ЛЧМ отразен сигнал.

При преминаването през преграда се получава честотно зависимо поглъщане на електромагнитната енергия на сондиращия СШЛ сигнал. Затова формата и параметрите на отразения сигнал се различават значително от параметрите на сондиращия сигнал – израз (2).

Нивото на поглъщане на енергията при преминаване през препятствия може да се отчете като коефициент на поглъщане [7. Махонин Г.М., Черниховская Г.Л. с. 52 – 57]:



Фиг.4. Зависимост на промените на средноквадратичната грешка от апроксимация (5), при промяна на индекса на модулация - m от 0 до 500, за сигнали с $f_0 = 1 \text{ KHz}$.

$$K_c(\omega) = e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \mu |\omega|} \quad (9)$$

където:

- $\mu = \lambda d$, като μ – е обобщен параметър на средата (препятствието),
- a – таблична стойност на затихване [dB /m· KHz] в препятствието;
- d – дебелина на препятствието.

Спектъра - $S(j\omega)$ на отразения ехо сигнал се определя като резултат от умножението на спектъра на сондиращия сигнал - $S(j\omega)$ с честотната характеристика на средата – (9)

$$S_3(j\omega) = S(j\omega) \cdot K_c(\omega). \quad (10)$$

За сигнал с правоъгълен спектр в [8] са предложени уравнения, показващи зависимостта на основните параметри на отразения сигнал от параметрите на средата на разпространение μ :

- енергия на ехосигнала:

$$E_3(h) = \frac{A^2 e^{-1,83 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot (\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2})}}{3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \pi} \cdot (1 - e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}); \quad (11)$$

- отношение на енергията на ехосигнала към енергията на сондиращия сигнал:

$$\frac{E_3(h)}{E_{\text{сонд}}} = \frac{e^{-\frac{\beta \cdot d}{2} (\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2})}}{7,32 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega} \cdot (1 - e^{-\beta \cdot d \cdot \Delta\omega}); \quad (12)$$

- энергийна ширина на спектъра:

$$\Delta\omega_3 = \frac{1 - e^{7,32 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}}{3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu}; \quad (13)$$

- квадратичен интервал на корелация

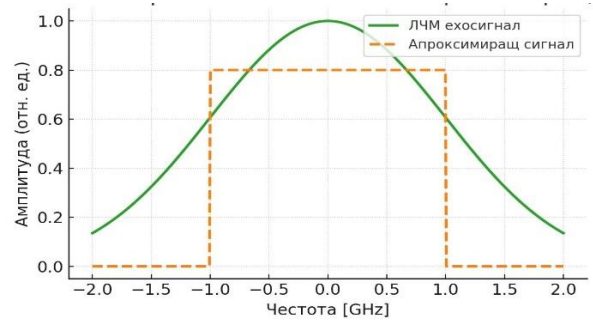
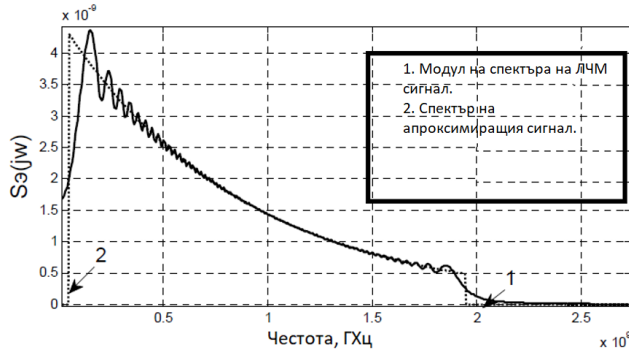
$$\tau_k = \frac{3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega \cdot \pi}{2} \cdot \frac{1 + e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}}{1 - e^{-3,66 \cdot 10^{-11} \cdot \mu \cdot \Delta\omega}} \quad (14)$$

Тези няколко уравнения може да се използват при определянето на съответните параметри на ЛЧМ ехосигнали, тъй като спектъра на такъв вид сондиращи сигнали - с ЛЧМ, може да се

апроксимира със спектър на отразения сигнал, съответстващ на спектъра на правоъгълен импулс, както е показано на фиг.5.

На фиг. 5 е показан и вида на модула на спектъра на ЛЧМ ехосигнал и на апроксимиращия сигнал със следните параметри - $f_0=1\text{ GHz}$, $f_d=1\text{ GHz}$, $m=200$, $\nu=1,9$.

Както се вижда, графиките на двата спектъра са достатъчно близки, като средноквадратичната грешка при такава апроксимация се определя от израз (15):



Фиг.5. Вид на модула на спектъра на ЛЧМ ехосигнал и на апроксимиращия сигнал със следните параметри - $f_0 = 1\text{ GHz}$, $f_d = 1\text{ GHz}$, $m = 200$, $\nu = 1,9$.

$$\varepsilon_1^2 = \frac{\int_0^\infty (|S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)| - |S_{\text{ПР}}(j\omega)|)^2 d\omega}{\int_0^\infty |S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)|^2 d\omega} \quad (15)$$

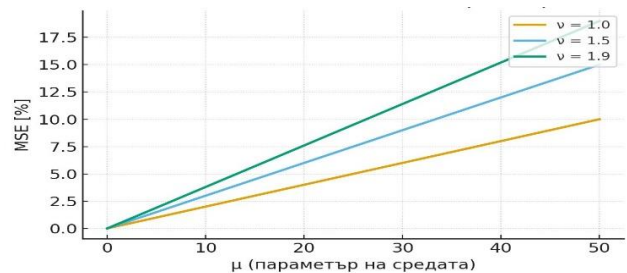
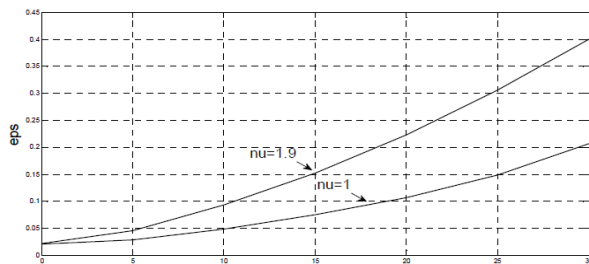
При оптимална обработка, на изхода на съгласувания филтър за „свитите“ грешката се определя като:

$$\varepsilon_2^2 = \frac{\int_0^\infty (|S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)|^2 - |S_{\text{ПР}}(j\omega)|^2)^2 d\omega}{\left(\int_0^\infty |S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)|^2 d\omega\right)^2} \quad (16)$$

където:

- $S_{\text{ЛЧМ}}(j\omega)$ –спектрална плътност на ЛЧМ ехосигнал ;
- $S_{\text{ПР}}(j\omega)$ - спектрална плътност на апроксимиращия сигнал с правоъгълен спектър;

На фиг. 6 са изобразени графиките, показващи зависимостта на изменението на средноквадратичната грешка от апроксимация на входа на съгласувания филтър (15) при изменение на параметрите на средата – μ , при различни коефициенти на ширококоленост.

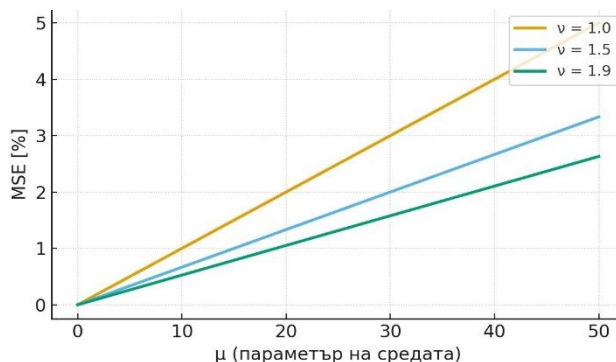
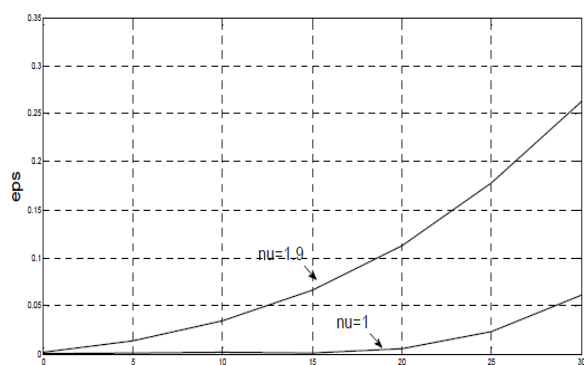


Фиг.6. Зависимост на изменението на средноквадратичната грешка от апроксимация на входа на съгласувания филтър (15) при изменение на параметрите на средата – μ , при различни коефициенти на ширококоленост.

Както се вижда от гафиките на фиг.6., средноквадратичната грешка нараства, при нарастване на коефициента на ширококоленост. При $\nu = 1$ и параметъра на средата е – $\mu = 25$, грешката от апроксимация е 15%, със същите параметри при $\nu = 1.9$, грешката нараства до 26%.

На фиг. 7 са изобразени графиките на зависимостта на измененията на средноквадратичната грешка при апроксимиране, на изхода на съгласувания филтър – израз (16), при изменение на параметъра на средата - μ и различни коефициенти на широколентовост. Както се вижда от фиг.7, на изхода на съгласувания филтър грешката значително намалява - при $\nu = 1$, с параметър на средата – $\mu = 25$, грешката от апроксимация е 2,5%. При същите входни параметри, но при $\nu = 1.9$, грешката нараства до 17%.

За това е целесъобразно да се използват коефициенти на широколентовост не по-големи от 1.5.



Фиг.7. Зависимост на измененията на средноквадратичната грешка при апроксимиране на изхода на съгласувания филтър (16) при изменение на параметъра на средата - μ и различни коефициенти на широколентовост.

III ИЗВОД

При големи индекси на модулация – $m > 100$ и коефициент на широколентовост – $\nu \leq 1.5$ е възможно апроксимирането на сложния израз за спектъра на ЛЧМ ехо сигнал с по-прост израз, описващ апроксимиращия спектър.

IV ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Тази замяна е възможна при произволни преобразувания, свързани с пресмятане на енергийни спектри, при които не се отчитат фазовите изменения и отношения. При това, основните характеристики: енергийна ширина на спектъра и квадратичния интервал на корелация напълно съвпадат със съответните характеристики на прост сигнал с правоъгълен спектър при условие, че: $A = \frac{A_0}{2} \sqrt{\frac{T}{f_d}}$

V БЛАГОДАРНОСТИ.

Научните изследвания и резултатите в настоящата публикация са финансирани от проект по НИС на ТУ – София - 2024 г „В помощ на докторанта“ № 242ПД0018-04

ЛИТЕРАТУРА:

1. Покровский Ю. О. Применение радиоимпульсов с прямоугольной огибающей для обнаружения объектов в среде с поглощением // *Материалы международной научной конференции «Информационный подход в естественных, гуманитарных и технических науках. Часть 4: «Информационный анализ радиотехнических систем и устройств»* – Таганрог: ТРТУ, 2005. с. 43-50.
2. Покровский Ю. О. Анализ моделей локационных сверхширокополосных сигналов. *Материалы международной научной конференции «Информационные технологии в современном мире»*. Часть 4: «Информационный анализ радиотехнических систем и устройств» – Таганрог: ТРТУ, 2006. с. 49-57.

3. Лезин Ю.С. *Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов*. Издание второе, перераб. и дополн. Изд-во «Советское радио» 1969, с. 448.
4. *Справочник по специальным функциям* под ред. Абрамовича М., Стиган И. М.: Наука, 1979г. с. 832.
5. Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. – М.: Радио и связь, 1986. с. 512.
6. Мусатова М.М. «Разработка и исследование алгоритмов обнаружения локационных объектов с помощью сверхширокополосных сигналов в поглощающих средах» - Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2007 с. 218.
7. Махонин Г.М., Черниковская Г.Л. О расчете поглощения энергии сверхширокополосных сигналов в среде с потерями. *Материалы международной научной конференции «Методы и алгоритмы принятия эффективных решений»*. – Часть 4 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009, с. 52 – 57

REFERENCES

1. Pokrovskii, Yu. O. Primenenie radioimpulsov s pryamougol'noi ogibayushchei dlya obnaruzheniya ob'ektov v srede s pogloshcheniem. In *Materialy mezhdunarodnoi nauchnoi konferentsii «Informatsionnyi podkhod v estestvennykh, gumanitarnykh i tekhnicheskikh naukakh»*. Chast' 4: «*Informatsionnyi analiz radiotekhnicheskikh sistem i ustroystv*». Taganrog: TRTU. 2005. p. 43–50.
2. Pokrovskii, Yu. O. Analiz modelei lokatsionnykh sverkhshirokopolosnykh signalov. In *Materialy mezhdunarodnoi nauchnoi konferentsii «Informatsionnye tekhnologii v sovremennom mire»*. Chast' 4: «*Informatsionnyi analiz radiotekhnicheskikh sistem i ustroystv*». Taganrog: TRTU. 2006 p. 49–57.
3. Lezin, Yu. S. *Optimal'nye fil'try i nakopiteli impul'snykh signalov* (2nd ed., rev. and enl.). Moskva: Sovetskoe radio. 1969 p. 448.
4. *Spravochnik po spetsial'nym funktsiyam*. Pod. Red. Abramovicha, M., & Stigan, I. (Eds.). (1979). M.: Nauka. 1979 p.832.
5. Gonorovskii, I. S. (1986). *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly*. Moskva: Radio i svyaz'. 1986. P. 512.
6. Musatova, M. M. *Razrabotka i issledovanie algoritmov obnaruzheniya lokatsionnykh ob'ektov s pomoshch'yu sverkhshirokopolosnykh signalov v pogloshchayushchikh sredakh*. Taganrog: TTI YuFU. 2007– 218с.
7. Makhonin, G. M., & Chernikhovskaya, G. L. O raschete pogloshcheniya energii sverkhshirokopolosnykh signalov v srede s poteryami. In *Materialy mezhdunarodnoi nauchnoi konferentsii «Metody i algoritmy prinyatiya effektivnykh reshenii»*. Chast' 4. Taganrog: TTI YuFU. 2009. p. 52–57

POSSIBILITY OF APPROXIMATING THE SPECTRUM OF A COMPLEX REFLECTED RADAR SIGNAL

Abstract: The aim of this study is to demonstrate the possibility of optimizing the process of approximating the spectrum of a complex reflected radar signal by means of a simplified “approximating signal.” As a processing model, an ultra-wideband (UWB) reflected signal with linear frequency modulation is chosen. During the process, error values arising from approximating a UWB reflected signal with an “echo signal” of rectangular spectrum were calculated. The simulation procedures included various input parameters describing the propagation medium, as well as different values of the “broadband coefficient.” It has been proven that, under certain conditions – specifically, high values of the broadband coefficient – the complex expressions for calculating the spectrum of a reflected UWB signal can be replaced with a simple ratio.

Keywords: ultra-wideband reflected signal; linear frequency modulation; signal spectrum; approximating function.

Sofia S. Uzunova PhD Student
Department of Air Transport
Faculty of Transport
Technical University of Sofia
Kliment Ohridski blw. 8
Sofia, 1000, Bulgaria
e-mail: suzunova@tu-sofia.bg,

Mihail P. Zhelyazov Assoc. Prof.
Department of Air Transport
Faculty of Transport
Technical University of Sofia
Kliment Ohridski blw. 8
Sofia, 1000, Bulgaria
e-mail: mikael@tu-sofiq.bg,