

*Синтез и изследване на специализирани системи за близка радиолокация*

БЪЛГАРСКА АКАДЕМИЯ НА НАУКИТЕ  
ИНСТИТУТ ЗА КОСМИЧЕСКИ ИЗСЛЕДВАНИЯ И ТЕХНОЛОГИИ

---

гл. ас. Пламен Георгиев Трендафилов

**СИНТЕЗ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНИ  
СИСТЕМИ  
ЗА БЛИЗКА РАДИОЛОКАЦИЯ**

**АВТОРЕФЕРАТ**

**НА ДИСЕРТАЦИОНЕН ТРУД ЗА ПРИСЪЖДАНЕ НА  
ОБРАЗОВАТЕЛНА И НАУЧНА СТЕПЕН ”ДОКТОР”**

**Научна специалност: 02.21.07”Автоматизирани системи за обработка  
на информация и управление”(космически изследвания)**

**Научен консултант: доц. Петър Генов**

**София  
2020**

*Синтез и изследване на специализирани системи за близка радиолокация*

Дисертационния труд е докладван пред разширен семинар на научно направление «Аерокосмически системи за управление» - Институт за космически изследвания и технологии – БАН гр. София.

Докторантът работи като гл. асистент в секция «Аерокосмичека техника и технологии» в института за космически изследвания и технологии-БАН.

Защитата на дисертационния труд ще се състои на 28.01.2021 г. от ----- ч в зала 309 на блок 1, ул. “Акад. Г.Бончев”, Институт за космически изследвания и технологии - БАН.

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в сайта на института [www.space.bas.bg](http://www.space.bas.bg) и канцеларията на ИКИТ бл.1, ет.4

## **УВОД**

Радиолокацията е съвкупност от радиотехнически методи и средства за откриване на обекти, за определяне на техните координати и на параметрите на движението им. Посредством радиолокацията се решават разнообразни конкретни задачи.

Главната особеност на системите за близка радиолокация е, че имат далечина на действие, която е съизмерима с геометрическите размери на взаимодействащите си обекти и с грешките на взетите решения. Задачите на близката радиолокация се изпълняват в близост до насрещния обект и затова тези системи имат особен функционален характер, който съществено се различава от другите радиолокационни системи. Независимо от своите особености близката радиолокация използва принципите и методите на обикновената радиолокация, но се развива като особено направление на радиолокационната теория и практика.

В условията на обикновената (далечна) радиолокация отразяваният обект може да се разглежда като точка, но в условията на близката радиолокация разстоянията между обектите са съизмерими с техните геометрически размери и отражението има съществено множествен характер. Това значително усложнява структурата на отразения сигнал, в чието създаване решаващо значение имат не само амплитудните, но и фазовите съотношения между отраженията от отделните елементи на обекта. В резултат - за решаване на почти всяка практическа задача е необходимо да се синтезира конкретна структурна схема на системата и да се използват специфични методи за анализ на сигналите.

Настоящата работа си поставя за цел по-подробно изясняване на особеностите на определен клас системи за близка радиолокация (СБРЛ), синтез на структурни схеми за решаване на конкретни задачи, изследване на работата на тези системи и създаване на алгоритми за обработка на сигналите. Предмет на внимание в работата са най-вече СБРЛ, използвани за построяване на радиовзриватели, чието приложение води до многократно увеличаване на бойната ефективност на осколочно-фугасни изстрели при борба с жива сила и лекобронирани техника.

## **ГЛАВА 1**

### **ЛИТЕРАТУРЕН ОБЗОР И ОСНОВНИ СВЕДЕНИЯ ОТ ТЕОРИЯТА НА СИСТЕМИТЕ ЗА БЛИЗКА РАДИОЛОКАЦИЯ**

На системите за близка радиолокация (СБРЛ) предвид на тяхното разнообразно приложение е посветена литература, обосноваваща се на задълбочени теоретични и приложни изследвания. Разгледани са както основните принципи на работа, така и редица особености на системите при различно приложение.

Настоящата работа е посветена на приложението на СБРЛ за построяване на радиовзриватели, затова вниманието е насочено в тази посока.

Характерно и определящо за радиовзривателите е :

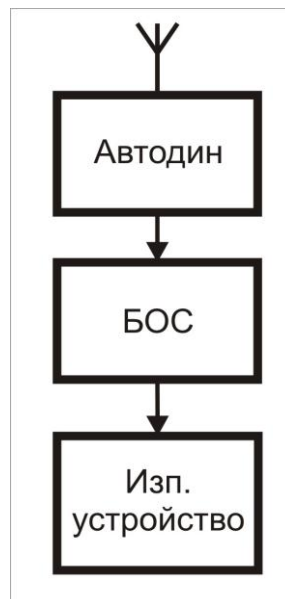
- работа на пределно малки разстояния до целта,
- силно ограничение по габарити,
- системата е поставена на бързо движещ се обект,
- системата по възможност трябва да е защитена срещу смущения,
- системата да осигури висока степен на надеждност и безопасност .

Най-широко приложение за откриване на близко разположена цел са намерили СБРЛ, работещи с непрекъснат сондиращ сигнал. От своя страна сондиращият сигнал може да е немодулиран или модулиран.

Системата работи като излъчва сондиращ сигнал, приема отразения сигнал, обработва го и взема решение за задействане на огневата верига. Предавателната и приемната част могат да са самостоятелни и тогава схемата се нарича хетеродинна.

Сондиращият сигнал, излъчен от радиопредавателя, се разпространява в пространството в съответствие с диаграмата на насочено действие на антената му. Отразените сигнали, които са насочени към радиоприемната антена, предизвикват появата на сигнал в изхода на радиоприемника. Този сигнал в идеалния случай е синусоидален с доплерова честота, която е следствие на това, че в процеса на работа СБРЛ се движи към обекта. Амплитудата на доплеровия сигнал зависи от условията на разпространение на радиосигналите до и от обекта (целта) и по принцип съдържа информация за разстоянието между СБРЛ и обекта. Така по амплитудата на приемания сигнал посредством блока за обработка на сигналите (БОС) СБРЛ прави оценка за отдалечеността на обекта, а по получената доплерова честота – за скоростта на сближение.

Най-голямо приложение поради пределната си простота има автодинната функционална схема (Фиг.1.1). В нея функциите на предавателя и приемника са обединени в т.н. "автодин", който по същество е автогенератор, чиято трептяща система е силно свързана с антената.



Фиг.1.1 Автодинна функционална схема

Теоритично в [2] се приема, че отразяващата повърхност е безкрайна хоризонтална равнина (огледална отразяваща повърхност – земен грунд). При това условие към СБРЛ от сумарния отразен сигнал **ще се върне само един лъч, който е перпендикулярен на отразяващата равнина** и системата ще реагира на **височината над земната повърхност**.

В случая на използване на автодин (в качеството на радиосензор) с немодулиран сондиращ сигнал в [2] е показано, че при огледална отразяваща повърхност изходящият сигнал на радиосензора (РС) ще има амплитуда :

$$U_s = \frac{S\lambda D F_{\perp}^2 N}{4\pi H} \quad (1.1)$$

Тук :

$S$  – радиочестотна чувствителност на сензора,

$\lambda$  – дължина на вълната на сондиращия сигнал,

$D$  – коефициент на насочено действие на антената,

$F_{\perp}$  – функция на насоченост на антената в посока на отразяващата повърхност

$N$  – коефициент на отражение на отразяващата повърхност,

$H$  – височина над отразяващата повърхност.

Вижда се, че в ( 1.1 ) се съдържа информация за  $H$ , на която системата ще се задейства:

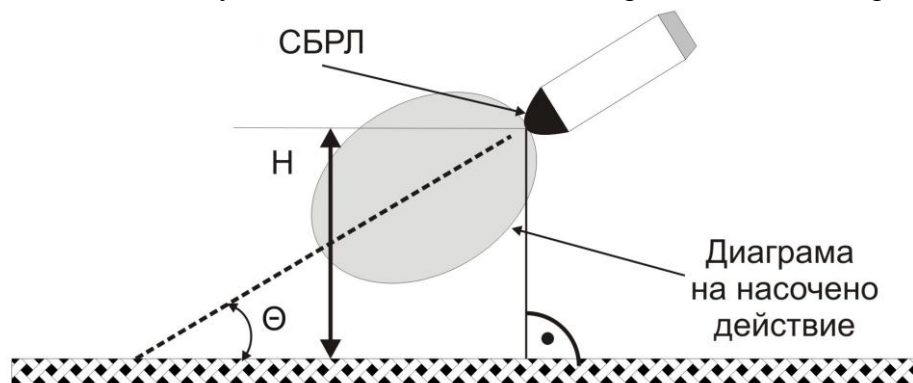
$$H = \frac{A}{U_s} \quad (1.2)$$

където:

$$A(S\lambda D F_{\perp}^2 N) = \frac{S\lambda D F_{\perp}^2 N}{4\pi}$$

Функцията  $A$  по принцип има непредсказуеми стойности най-вече заради отражателните свойства на целта. Така височината при твърд праг на реагиране не може да се определи с добра стабилност.

На Фиг.1.3 е показано взаимодействието на СБРЛ с отразяващата равнина и за илюстрация е начертана диаграмата на насочено действие на антената. Вижда се, че в зависимост от ъгъла на движение към целта и характера на диаграмата на насочено действие на антената амплитудата на сигнала може да се променя в големи граници.



Фиг.1.3 Взаимодействие на СБРЛ с отразяващата равнина

В процеса на работа на сензора величините  $S$ ,  $\lambda$ ,  $D$ ,  $F_{\perp}$  и  $N$  са практически неизменни и може да се приеме че, с приближаване към целта, амплитудата на изходния сигнал, който съдържа доплерова компонента, нараства обратно пропорционално на височината. Доплеровата компонента се усилва от блока за

обработка на сигналите, детектира се и се оценява по амплитуда. Ако се зададе някакъв праг  $U_S = U_N$  за задействане на системата, височината на взрива ще бъде

$$H_B = \frac{A}{U_N} \quad (1.3)$$

Последното означава, че при твърд праг височината на взрива ще е пропорционална на евентуални промени на  $A (S, \lambda, D, F_{\perp}, N)$ . Тези промени се предизвикват най-вече от отразяващите свойства на целта и от ъгъла на сближение. Например, коефициентът на отражение на типична земна повърхност най-често варира от 0,3 до 0,9. От своя страна при различни ъгли на стрелба характеристиките на антената ще са различни. Радиочестотната чувствителност на сензора се контролира в процеса на производството, но може да се очакват разлики от десетки процента. Единствено честотата на сондиращия сигнал е относително стабилна. Така съгласно (1.3) може да се очаква и на практика се получава **многократно изменение** на височината  $H_B$  при стрелба под различен ъгъл срещу разнообразни цели. Въпреки това простите доплерови СБРЛ са използвани широко за построяване на РВ, които трябва да сработват на височини от порядъка на няколко метра.

По принцип посредством усложняване на сондиращия сигнал може да се постигне по-висока точност в определяне на разстоянието между СБРЛ и обекта.

В системите с непрекъснат сондиращ сигнал най-често се използва честотна модулация (ЧМ), която може да се осъществи от различни по форма модулиращи сигнали. Обработката на получените сигнали може да се направи по т.н. спектрален или по т.н интегрален (времеви) метод.

Когато ЧМ е от **чисто хармоничен управляващ сигнал** [2], честотата на излъчваните радиовълни е

$$\omega_S = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \sin \Omega_M t \quad (1.4)$$

Тук :  $\omega_0$  - средна стойност на честотата,  $\Delta\omega$  – девиация,  $\Omega_M$  – честота на управляващия сигнал.

Ако отразяващата повърхност е хоризонтална и огледална, а разстоянието между СБРЛ и нея е  $H$ , приеманият (отразен от целта) сигнал е също хармоничен и закъснява спрямо излъчвания на  $\tau = 2H/c$ , където  $c$  е скоростта на светлината. В резултат на изхода на радиоблока се получава полезен сигнал, чийто спектрален състав зависи от разстоянието до целта и от скоростта на изменение на това разстояние  $v$ .

Нека 
$$\tau = \frac{2H_0}{c} - \frac{2vt}{c} = \tau_0 - \frac{2vt}{c}, \quad (1.5)$$

като  $H_0$  и  $\tau_0$  са начални стойности на  $H$  и  $\tau$ , а  $v$  е скорост на сближение.

Амплитудата на отделните компоненти от спектралния състав на полезния сигнал (от изхода на радиосензора) в процеса на сближение (времето  $t$ ) е

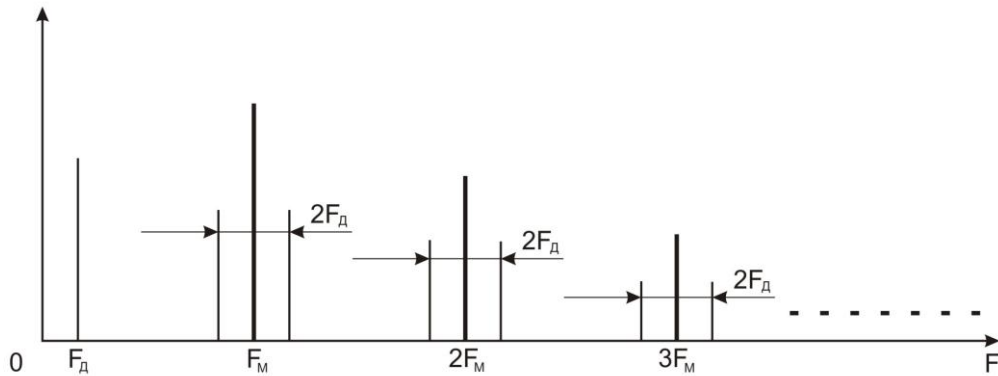
$$u = \frac{a(t)}{H},$$

където :

$$\begin{aligned}
 a(t) = & J_0(x) \cos(\Omega_D t - \omega_0 \tau_0) \\
 & - J_1(x) \{ \sin[(\Omega_M - \Omega_D)t + \omega_0 \tau_0] - \sin[(\Omega_M - \Omega_D)t - \omega_0 \tau_0] \} \\
 & + J_2(x) \{ \cos[(2\Omega_M - \Omega_D)t + \omega_0 \tau_0] + \cos[(2\Omega_M - \Omega_D)t - \omega_0 \tau_0] \} \\
 & + J_3(x) \{ \cos[(3\Omega_M - \Omega_D)t + \omega_0 \tau_0] + \cos[(3\Omega_M - \Omega_D)t - \omega_0 \tau_0] \} \dots
 \end{aligned} \quad (1.5)$$

Тук :  $J_0(x)$ ,  $J_1(x)$ ,  $J_2(x)$ ,  $J_3(x)$  .....  $J_n(x)$  при  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$  – функции на Бесел от първи ред с аргумент  $x = (2\Delta\omega/\Omega_M) \sin(\Omega_M\tau/2) \approx \Delta\omega\tau = 4\pi r/\lambda_M$ , като  $\lambda_M = c/\Delta f$  е т.н. “дължина на модулационната вълна”, а  $\Delta f$  е девиацията в херци,  $\Omega_D = 2\omega_0 v/c$  или  $F_D = 2f_0 v/c$  - честота на Доплер .

Вижда се, че полезният сигнал има дискретен спектър и че амплитудата на всички съставни зависи от закъснението  $\tau$  ( т.е. – от разстоянието до целта  $H$  ) съгласно функциите на Бесел. При това девиацията на честотата  $\Delta f$  оказва силно влияние върху аргумента. Тук е важно да се отбележи, че се избира  $\Omega_M \gg \Omega_D$  .



Фиг.1.4 Спектрални компоненти на полезния сигнал

В [3] е направен анализ и е указано, че в общия случай спектралните компоненти в страни от основните  $nF_M$  са с различна амплитуда. Независимо от това е налице амплитудна модулация с честотата на Доплер.

Амплитудата на приемания отразен сигнал зависи от разстоянието (височината)  $H$  и ако отражението се извършва от крупногабаритен обект (например – грунд) , амплитудата на полезния сигнал независимо от това дали има или няма модулация в процеса на сближение ще нараства обратнопропорционално на  $H$ . Така в крайна сметка за конкретен обект и при неизменен ъгъл на сближение амплитудата на всички компоненти от спектралния състав на полезния сигнал ще бъде пропорционална на  $a(t)/H$ .

Ако се отдели една от спектралните компоненти на сигнала и се сравни по амплитуда със зададен праг  $U_N$ , може да се дефинира височината на разрива :

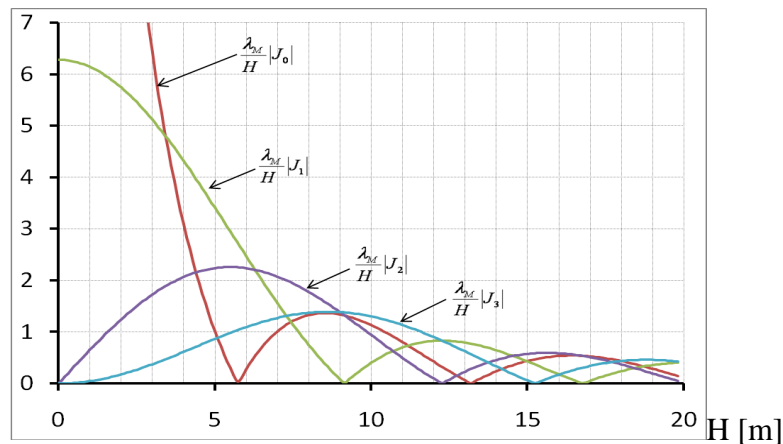
$$H_B = \frac{\left| J_n \left( \frac{4\pi H}{\lambda_M} \right) \right|}{K} \quad (1.6)$$

Тук  $K(S_n, \lambda, D, F_{\perp}, N, U_N)$  е теоритично определима функция от съответните величини .

За целите на следващите разсъждения е удобно ( 1.6 ) да се приведе във вида:

$$K^*(S_n, \lambda, \lambda_M, D, F_{\perp}, N, U_N) = \frac{\lambda_M}{H_B} \left| J_n \left( \frac{4\pi H_B}{\lambda_M} \right) \right| \quad (1.7)$$

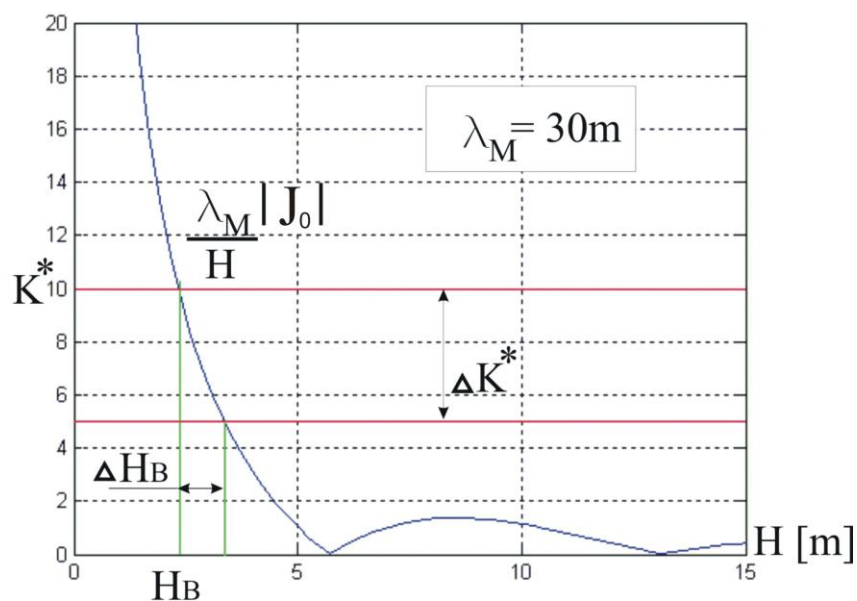
На Фиг.1.5 е показано семейство криви  $(\lambda_M / H) |J_n(4\pi H / \lambda_M)|$  в зависимост от височината при  $\lambda_M = 30 \text{ m}$  .



Фиг. 1.5 Семейство криви  $(\lambda_M / H) |J_n(4\pi H / \lambda_M)|$  в зависимост от височината при  $\lambda_M = 30 \text{ m}$

Лявата част на (1.7) не зависи от промяната на височината и може да се приеме като величина, определяща нормирания праг на задействане.

На Фиг.1.6 е показано графично решение на (1.7) за  $n = 0$  . Вижда се, че при двойна промяна на  $K^*$  (например, поради промяна на N) височината на задействане се променя с по-малко от 30% , а не два пъти , както е при най-простите доплерови системи.



Фиг.1.6 Графично решение на (1.7) за  $n = 0$



От Фиг.1.5 се вижда, че графиките на функциите  $J_n$  имат основен лист и множество странични. Последните при по-голяма отразяваща способност на земната повърхност могат да предизвикат задействане на системата на по-големи от зададената височина. Това е нежелателно, т.к. води до намаляване на бойната ефективност на изстрелите. В случая на  $n=0$  системата е от автокорелационен тип, което е предимство. Страничните листа могат да бъдат силно подтиснати, ако се използва подходящ псевдослучаен модулиращ сигнал [ 4 ].

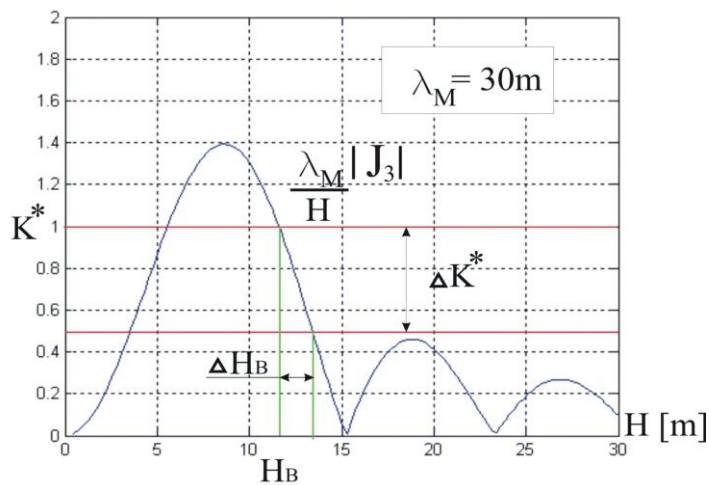
Пред вид на фиг.1.6 могат да се направят следните изводи относно възможностите и особеностите на СБРЛ, в които се обработват нулевата компонента на сигнала от радиосензора :

1. Системата определя разстояние с приемлива точност, независимо от отразителните свойства на целта, което се дължи на голямата стръмност на нарастване на сигнала за  $H < 0.15 \lambda_M$ .

2. Ако скоростта на сближение е малка, обработваната част от полезния сигнал може се намира в диапазона на собствените шумове (фликер шумове, вибро шумове) , намесват се шумовете на отразения сигнал и др. Последното значително снижава възможностите на системата да определя по-големи разстояния, ако скоростта на сближение е ниска.

3. Тази система е от автокорелационен тип, което позволява да се използва модулиращ сигнал с произволна форма. Последното дава възможност значително да се намали вероятността за вземане на неправилно решение на разстояния, които са значително по-големи от предварително зададеното. Управляващият сигнал се избира така, че автокорелационната функция на излъчвания сигнал да се характеризира с високо ниво на основния максимум и ниски нива на страничните максимуми, като основният максимум има стръмни скатове, да се увеличи защитата от радисмущения и да се маскира действието на системата чрез употреба на шумоподобни модулиращи сигнали.

При използване на висша компонента ( $n > 1$ ) , системата има възможност да определя по-големи разстояния т.к. честотата на обработваната част на полезния сигнал се намира далече от указаните по-горе шумове. На фиг.1.7 е показано графично решение на (1.7) за  $n = 3$  при двукратна промяна на  $K^*$ .



Фиг. 1.7 Графично решение на (1.7) за  $n = 3$  при двукратна промяна на  $K^*$

Вижда се, че зависимостта  $J_n(4\pi H/\lambda_M)$  престава крива с характерни нули и максимуми. Съответно височината на главния максимум е приблизително три пъти по-голяма от височината на предния максимум. Ако в качеството на анализираща схема се използва просто прагово устройство, тази сравнително малка разлика **не гарантира правилното определяне на разстоянието при всички възможни стойности на коефициента на отражение  $N$  и на ъгъла на сближение**, т.к. е възможно задействане на системата на значително по-големи от зададената височини. От друга страна, ако се работи само с първия лист на зависимостта, поради значителната стръмност на ската, определянето на разстоянието става с добра точност.

Обобщено, СБРЛ обработващи висши компоненти на полезния сигнал ( $n > 1$ ) при твърд праг на задействане притежават следните възможности :

1. В състояние са да откриват бавноподвижни обекти на сравнително големи разстояния (приложение в охранителната техника). В случая липсват изисквания за определяне на разстоянието до обекта.

2. В състояние са да определят по-точно разстоянието до цели (приложение за радиовзриватели) при условие, че отражателните свойства на целта са добре известни и не се изменят в широки граници.

Горните разсъждения се отнасят за СБРЛ с т.н. твърд праг на задействане. Независимо от предприетите мерки стабилността на височината на задействане не е достатъчна за осигуряване на максимална бойна ефективност. Освен това е много трудно да се определи амплитудата на сигнала по възходящата част от неговата зависимост.

За разлика от спектралния **интегралният метод** разглежда сигнала съвкупно. Съгласно този метод информация за разстоянието до целта се получава посредством индиректно измерване на времето  $\tau = 2H/c$ . В резултат, за разлика от спектралния метод, **отражателните свойства на грунда не влияят върху точността на отчетите, а само върху амплитудата на сигнала.**

При огледална отразяваща повърхност, пренебрежим ефект на Доплер, синусоидален модулиращ сигнал и липса на паразитна амплитудна модулация средната честота на трептенията от изхода на радиосензора  $F_\delta$  е пропорционална на измерваната височина :

$$F_\delta = 8\xi \left( \frac{H}{\lambda_0} \right) F_M, \quad (1.8)$$

Така, ако в течение на периода на модулиращия сигнал се преброят формираните изходни импулси, ще може да се определи текущата височина:

$$H = \lambda_0 \left( \frac{1}{8} \xi F_M \right) F_\delta \quad (1.9)$$

Характерно за този метод е че, точните отчети са дискретни. Теоритично е дефинирана [4] критична разлика във височината между точните отчети :

$$H_{кр} = c \left( \frac{1}{8} \Delta f \right) \quad (1.10)$$

Точните отчети са през  $\pm H_{кр}$ . Например, при  $\Delta f = 100$  MHz критичната разлики във височината ще е около 0.4 m. За да се намали грешката от дискретните отчети трябва да се увеличи абсолютната стойност на честотната девиация, което води до необходимост от работа на значително по-къси сондиращи вълни. По литературни данни [4] са разработени системи с повишена точност. Тези системи са сложни и не са подходящи за използване в радиовзривателите.

Ако системата работи от достатъчна височина, може да се организира (цифрово) прогнозиране на реалната височина и така да се осигури добра точност.

Прилагат се и управляващи сигнали с трионообразна форма. Там разликвата честота е по-ярко изразена.

Съществува сериозен проблем с възможността за отчитане на разликвата честота (импулси). Той е следствие на неизбежната паразитна амплитудна модулация. Този проблем би могъл да се разреши с цифрова обработка на сигналите и с усложняване на схемата на радиосензора.

Също така, там където ефектът на Доплер се проявява съществено, за постигане на реални резултати е необходимо неговото неутрализиране. Това е сериозен проблем, който може да се реши софтуерно и с усложняване на схемата на радиосензора.

**Преди всичко поради своята хардуерна сложност системите, работещи по интегралния метод, практически не намират приложение в малогабаритните радиовзриватели.**

## **ОСНОВНИ ИЗИСКВАНИЯ КЪМ СЪВРЕМЕННИТЕ РАДИОВЗРИВАТЕЛИ**

Съвременните електронни взриватели са **многофункционални** (Multi-Option Fuze – MOF, съответно : за артилерия – MOFA, за минометни изстрели – MOFM) и използват практически всички начини на задействане, както за постигане на зададени бойни резултати, така и за повишаване на сигурността на поражение.

Типичен пример на съвременен многофункционален взривател за мини (MOFM) е **M734A1**. Той е оптимизиран за постигане на максимална бойна ефективност при неконтактно действие. Взривателят има четири начина на задействане : **PRX** (на височина от 1÷3 m над целта), **NSB** (на височина от 0÷1 m), **IMP** (мигновено ударно) и **DLY** /забавено 0.5s след контакт с целта/. Задействането **NSB** се включва автоматично, ако по някаква причина не се е осъществило задействането **PRX**. Електрониката на взривателя използва блок за обработка на сигналите, построен посредством микроконтролер и компактен радиосензор с печатна антена, работещ със съвременен Галиево-арсениев прибор. Електрическите връзки се осъществяват чрез меки лентови съединения. Този взривател се характеризира с повишена точност на височината на разривите : за 60/81mm мини ~ 7 фута, а за 120mm мини ~ 14 фута. Взривателят е одобрен за производство през 1996 г. До днес той се използва успешно, като демонстрира висока надеждност – статистически установена вероятност за безотказна работа 0.994. Опростена версия на M734A1 е взривателят **FMU-160/B**, който е по-евтин и със запазена висока устойчивост срещу радио смущения. Тези съвременни радиовзриватели се произвеждат от “KDI Precision Products, Inc” (САЩ).

Тук е удачно да се обърне внимание и на още една възможна функция на електронните взриватели – **дистанционно (Т)** задействане след определено време от момента на изстрела ( Electronic Time). Това са т.н. електронни запалки. Функцията

може да се добави към изброените по-горе и се използва за постигане на различни цели

Характерно за съвременните разработки е че целят постигане на **стабилна височина на разривите** независимо от отражателните свойства на целта за най-добра бойна ефективност. Възможността за реализиране на тази цел е зависима преди всичко от използвания метод за определяне на разстоянието до целта и обработката на сигналите. Най-широко приложение, и не без основание, намира използването на непрекъснат сондиращ сигнал, който може да бъде немодулиран (най-прост метод) или модулиран. В случая изходният сигнал на радиосензора съдържа компоненти с честотата на Доплер. Също така може да се приложи импулсен сондиращ сигнал при условие, че той е достатъчно високочестотен (например – лазерен). Лазерен импулсен взривател **PX581** е разработен от немската фирма “Junhans”. Лазерният радио взривател силно се влияе от състоянието на атмосферата, което в бойни условия е изключително сложно.

Всеобща тенденция е прилагане на **върховите постижения на микроелектрониката**, особено при построяване на блока за обработка на сигналите и на сензорния блок. Стремех е използване на нискоенергийна електроника и се извършва разработка и приложение на специализирани микросхеми за построяване на МОФ-взриватели. Тенденция е съвременните радиосензори да работят в микровълновия диапазон и да притежават миниатюрни широколентови печатни антени.

## **ФУНКЦИОНАЛНИ БЛОКОВЕ НА СБРЛ**

От изложеното до тук и съобразяване с военните стандарти се вижда, че радио взривателната СБРЛ съдържа следните функционални блокове :

- Радиосензор,
- Блок за обработка на сигналите,
- Изпълнително устройство,
- Устройство за безопасност,
- Захранващ блок.

Най-широко приложение като радиосензор намира автодинът. Той е изучен достатъчно добре [3 и др.]. Дефинирани са условията за постигане на добра чувствителност и е показано наличието на паразитна амплитудна модулация. Също така са добре изучени устройствата, влизащи в състава на хетеродинната схема на СБРЛ.

Блокът за обработка на сигналите се строи в съответствие с избрания метод. В достъпната литература се намират преди всичко фундаментални структурни схеми за устройството на този блок. Причината вероятно е свързана с конфиденциални съображения. От друга страна погледнато, най-важните параметри на функционирането на СБРЛ се определят от начина на обработка на сигналите и съответно от структурата на БОС. В работата на БОС пред вид развитието на технологиите е задължително да се включи цифрова обработка на сигналите, което е основна задача на настоящата работа.

Изпълнителното устройство е предназначено да задейства огневата верига и да допринесе за по-добрата безопасност на системата. Тук принципни проблеми няма. Неговото реализиране не е технически проблем.

Устройството за безопасност е предназначено да осигури безопасно служебно боравене със системата . Към него се предявяват особено високи изисквания,

залегнали в стандартите, като функционирането му трябва да използва както електронен, така и механичен принцип.

Захранващият блок има особено важно място в структурата на системата, т.к. осигурява нормалното функциониране на електрониката и има отношение към безопасността. Освен това той трябва да функционира нормално в широк температурен диапазон и да запазва работоспособност след продължително складово съхранение. Има два основни начина за построяване на захранващия блок : химичен и аеродинамичен. Всеки един от тях има своите предимства и недостатъци. Двата вида захранващи блокове се използват масово.

## ГЛАВА 2

### ИЗУЧАВАНЕ НА РЕАЛНИТЕ СИГНАЛИ

#### 2.1 Сигнали в идеализирани условия

В основната теория на близката радиолокация [2] е разгледано приложението на честотно модулираните сондиращи сигнали в идеализирани условия, които на практика трудно се постигат. В [3] с използване на символическите окъсени уравнения е представен анализ на честотно модулиран автодин и за направени изводи относно оптималния работен режим и за характера на изходния сигнал. Тези изводи са важни за проектирането на системата, но изискват по-конкретно практическо изясняване.

Принципно погледнато т.к. изходният сигнал на автодинния сензор в реални условия съдържа силна компонента от паразитна амплитуда модулация (ПАМ), а освен това и зависи от чувствителността му, **предварително не е ясно какъв ще е характерът на сигнала при промяна на височината**. Очевидно, ако изходният сигнал съдържа паразитни компоненти, това може да доведе до проблеми в определяне на достигнатата височина. Такава ситуация ще се получи, ако модулиращият сигнал има сложен спектър и ако модулационните характеристики на сензора са дълбоко нелинейни. Така се стига до извода, че модулиращият сигнал трябва да е **максимално близък до синусоида**.

В лабораторни условия е изследван транзистовен автодин с работна честота 1.2 GHz, който е построен съгласно горните съображения. В него честотната модулация се извършва с варикап, а изходният сигнал се получава след амплитудно детектиране на генерираните трептения.

Снети са статичните модулационни характеристики, които се указаха практически линейни. Направеният анализ показва наличието на два компонента на изходния сигнал ( както в [ 3 ] ). Първата съставна  $a(t)$  отразява работата на автодина без ПАМ, а втората  $b(t)$  дава представа за влиянието на ПАМ върху спектъра на сигнала.

Спектърът на  $a(t)$  е известен от [2] и при изменение на разстоянието до целта със скорост  $v$  се представя с израза ( 1.5 ).

Спектърът на  $b(t)$  има по-сложен състав, но в общи линии се приближава до спектъра на  $a(t)$ , като изходният сигнал допълнително е модулиран по амплитуда с честота  $\Omega_M$ . Съгласно (2.4), ако паразитната модулация е по-силна, ще се появи допълнителна паразитна компонента с честота  $2\Omega_M$ , т.к.  $\sin\Omega_M t \sin\Omega_M t = (1 - \cos 2\Omega_M t)/2$ . Затова не е желателно да се използва втора хармонична.

От направените до тук разсъждения може да се стигне до следните по-важни **изводи и препоръки** :

1. В спектъра на изходния сигнал присъства силна паразитна компонента с модулационната честота  $\Omega_M$ , което налага вземане на сериозни мерки за нейното филтриране преди входа на усилвателя на полезния сигнал. В противен случай усилвателят може да навлезе в нелинеен режим и да започне да генерира изключително вредни хармонични.

2. За честоти  $n\Omega_M$ , където  $n = 2, 3, 4, \dots$  допълнително се появяват паразитни компоненти, които са пренесени от спектъра на управляващия сигнал или са следствие на нелинейни процеси в автодина. Тези компоненти са особено вредни, т.к. директно внасят шум от източника на управляващия сигнал, а при голяма собствена амплитуда могат да подавят полезния сигнал. **Налага се използването на модулиращ източник с минимално ниво на хармоничните и нисък собствен шум, а автодинът да има максимално близки до линейните модулационни характеристики.**

3. За най-добри резултати обработката на сигнала трябва да е цифрова, като се търси и открива стръмният участък на основния лист. Така ще се постигне по-добра стабилност на височината на задействане на системата в условията на променящи се отражателни свойства на земната повърхност [4].

## 2.2 Изучаване на реалните сигнали от изхода на радиосензора

### 2.2.1 Организация на експеримента

В редица конкретни случаи е невъзможно непосредственото изучаване на сигналите от изхода на радиосензора и затова е необходимо тяхното регистриране и запаметяване със специално устройство. Синтезиран и е построен цифров рекордер.

Рекордерът е реализиран с оглед поставянето му в обема на 62 mm мина и е залят с епоксидна смола – виж фотографията от Фиг.2.1. На Фиг.2.2 е показана снимка на сборки между рекордер и радиосензор, подготвени за изпитателна стрелба, а на Фиг.2.3 - снимка на мина с поставена сборка за запис на сигналите.



*Фиг. 2.1 Записващо устройство*



*Фиг. 2.2 Специална сборка със записващо устройство*



*Фиг. 2.3 Мина с поставена сборка за запис*

Разглеждането и анализът на записаната от рекордера информация се осигурява от специализиран софтуерен модул .

Построени са експериментални сборки, които са пуснати от виадукта Бебреш върху силно наклонен терен, обрасъл с дървета и храсти. Снимката на тези сборки е показана на Фиг.2.4.



*Фиг. 2.4 Експериментални сборки*

### *Синтез и изследване на специализирани системи за близка радиолокация*

Освен това за по-детайлно изучаване на сигналите от автодинен сензор с честотна модулация са построени специализирани сборки, в които се обработва една от спектралните компоненти на сигнала. Тези сборки са пуснати от височина около 100m с помощта на дрон. Посредством специално разработена телекомандна система експерименталният модул се пуска за свободно падане от избрана височина. На Фиг.2.5 е показана снимка на дрона и сборката.



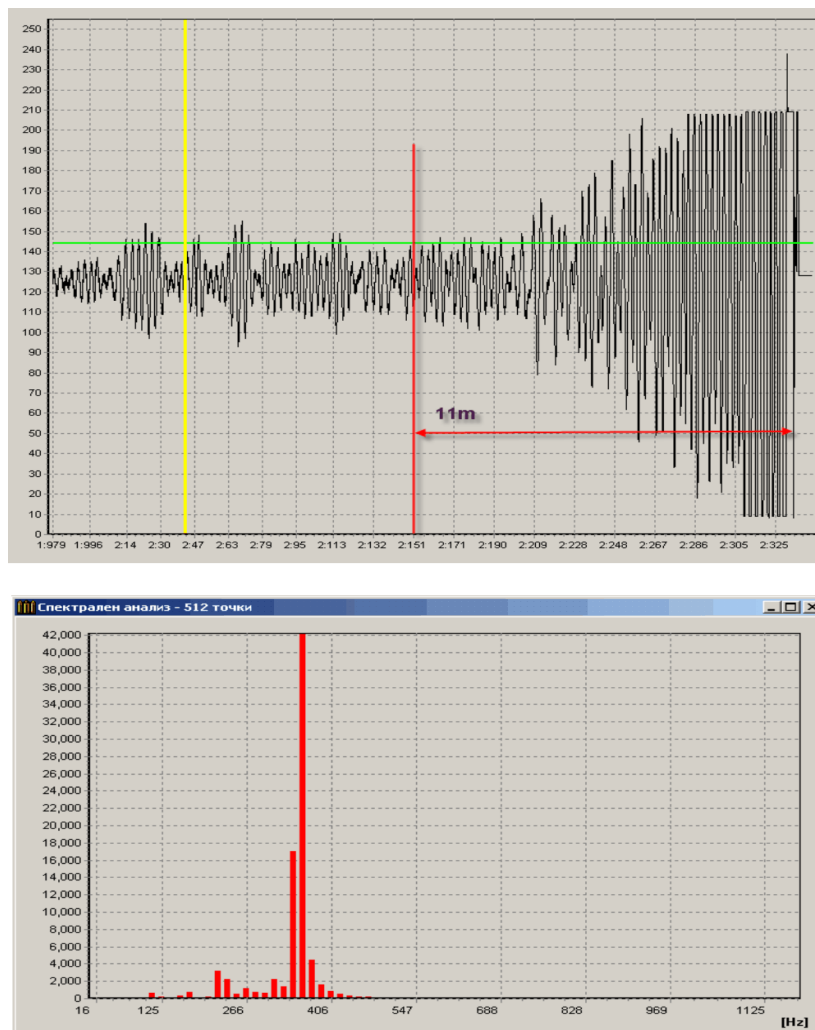
*Фиг.2.5 Специализирана сборка за изследване с дрон*



## 2.2.2 Резултати от експеримента

Експериментът е поставен с цел да се анализира разликата между сигналите, намерени теоретично [2] и тези в реални условия. Теорията е построена при условие за хоризонтална огледална отразяваща повърхност, което на практика е почти непостижимо. Затова са направени множество записи на сигнали при различни реални отразяващи повърхности, най характерните от които са показани в следващото изложение.

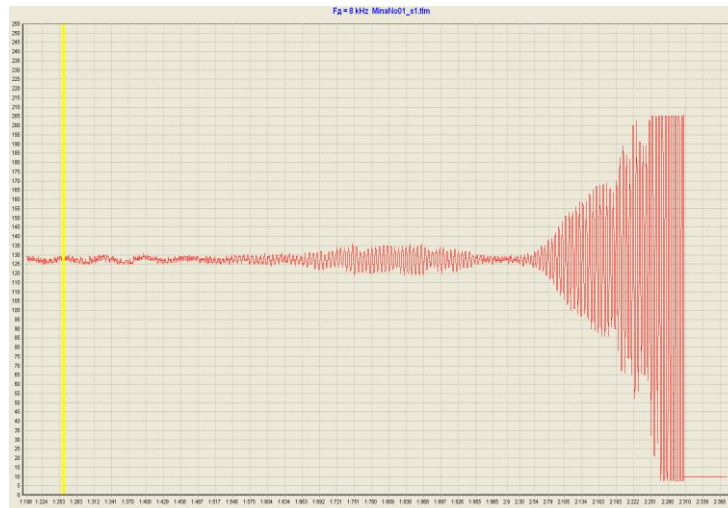
С помощта на дрона е пуснати сборки, в които сензорът е автодин без модулация на сондиращия сигнал. Теренът върху който са пуснати тези сборки е близък до теоретично приетия - хоризонтален, равен, но силно затревен. На Фиг.2.12 е показан характерен запис от тази част на експеримента.



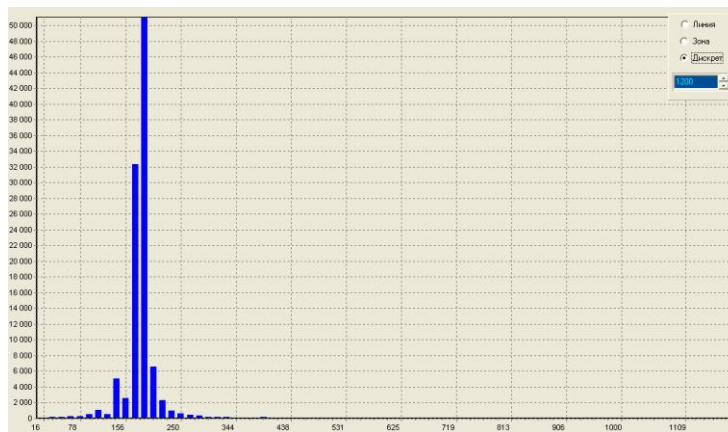
Фиг.2.6 Запис на автодин без модулация със спектър на сигнала

На Фиг.2.6 е показана и спектрограмата на сигнала в последната част от траекторията, получена след компютърен анализ със специализиран софтуер.

Направено е пускане на автодинен радиосензор с честотна модулация от синусоидален управляващ сигнал при  $\lambda_M \approx 30m$ . На Фиг.2.7 е показан полученият запис.

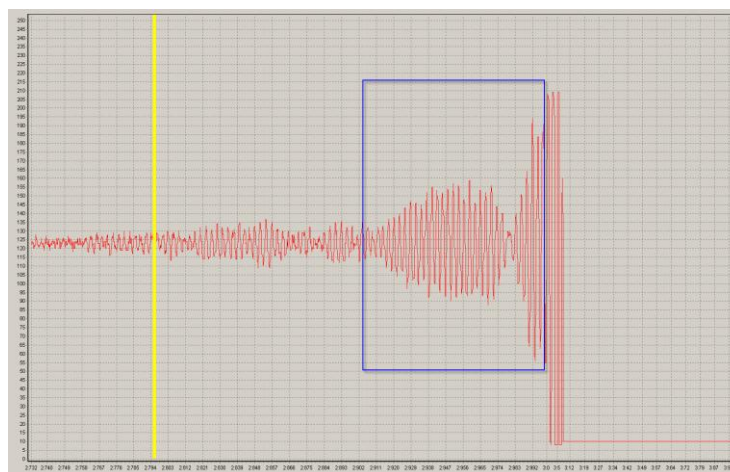


Фиг.2.7 Запис при честотна модулация от синусоидален управляващ сигнал  $\lambda_M \approx 30m$



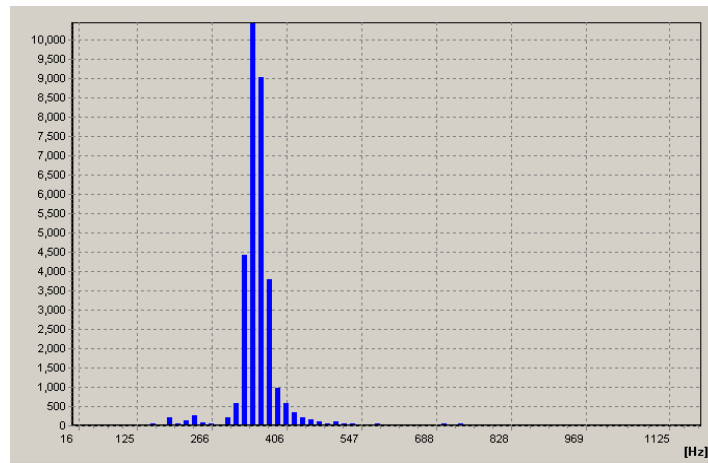
Фиг.2.14 Спектър на сигнала при честотна модулация от синусоидален управляващ сигнал  $\lambda_M \approx 30m$

При друга стрелба мината падна на няколко метра от телена ограда. Радио сензорът е без модулация. На Фиг.2.15 показан запис от този случай.



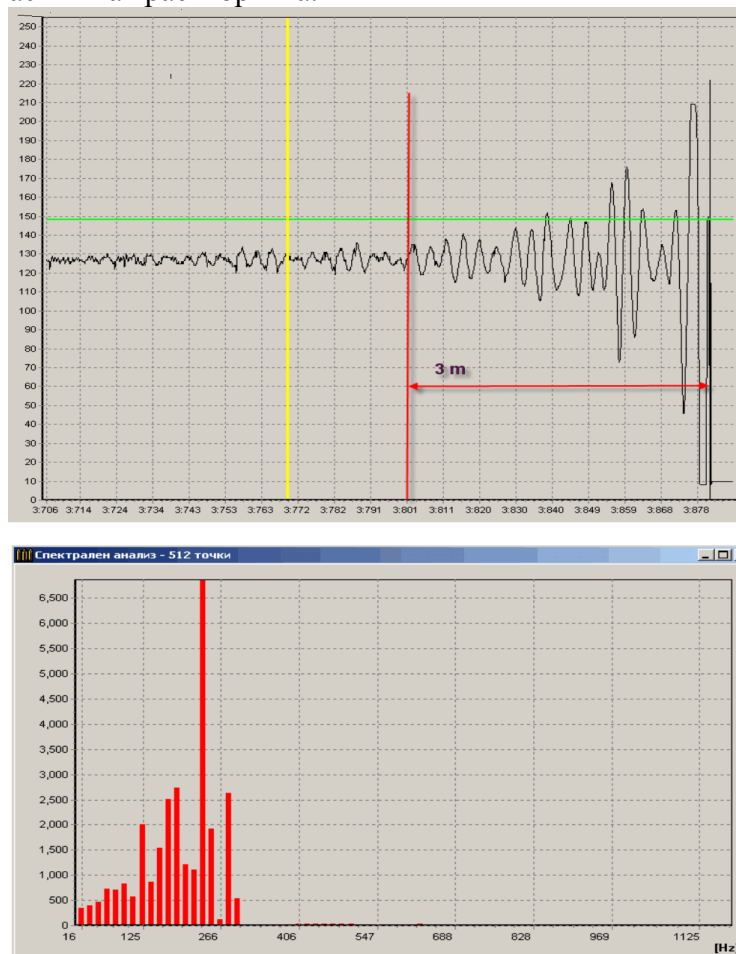
Фиг.2.15 Запис с наличие на близки силно отразяващи радиосигнала обекти

На Фиг.2.16 Е представена спектрограмата на сигнала в крайния участък на траекторията, отбелязан на Фиг.2.15



Фиг. 2.16 Спектър на сигнала от Фиг.2.15

С цел получаване на по-широки резултати е направено пускане на сборките, показани на Фиг.2.4, от виадукта Бибреш. Теренът е силно наклонен, обрасъл с храсти и дървета. На Фиг.2.17 е показан полученият запис и спектрограмата на сигнала в последния участък на траекторията.

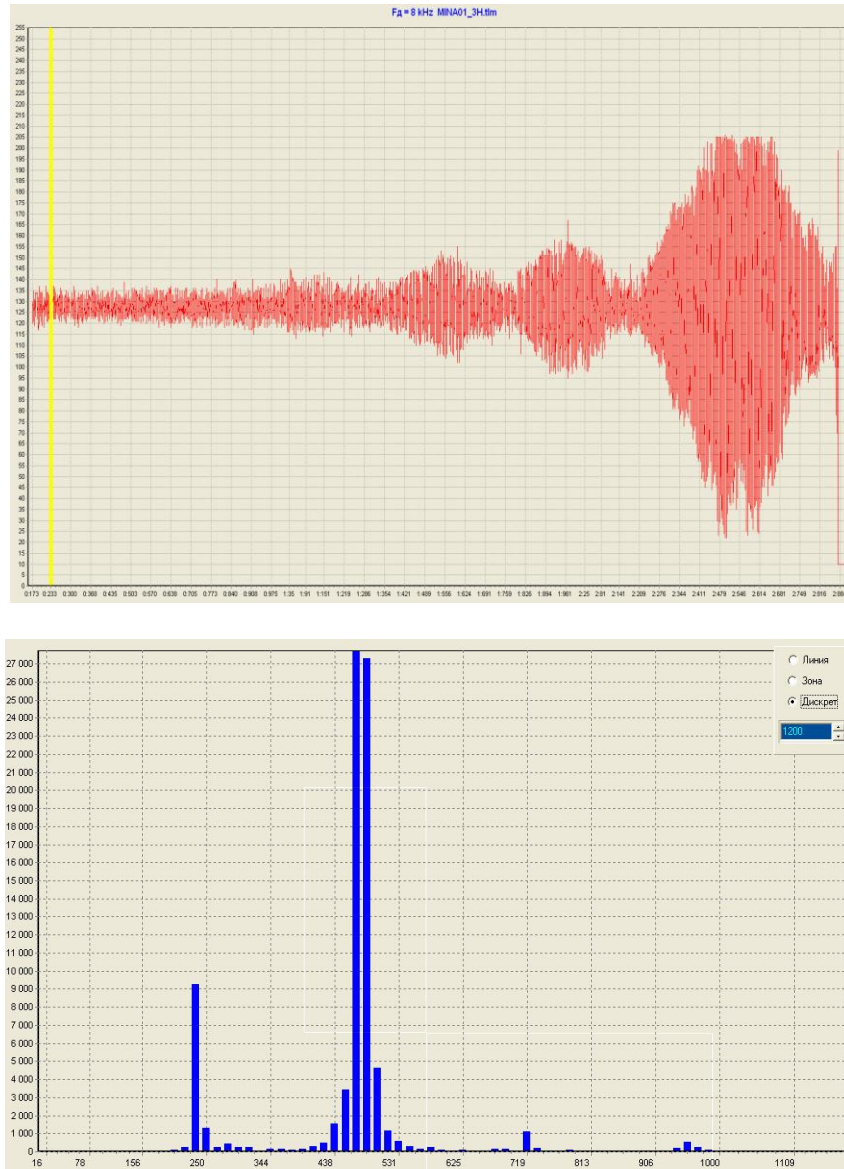


Фиг.2.17 Запис на сигнал при силно наклонен терен и гъста растителност

## Синтез и изследване на специализирани системи за близка радиолокация

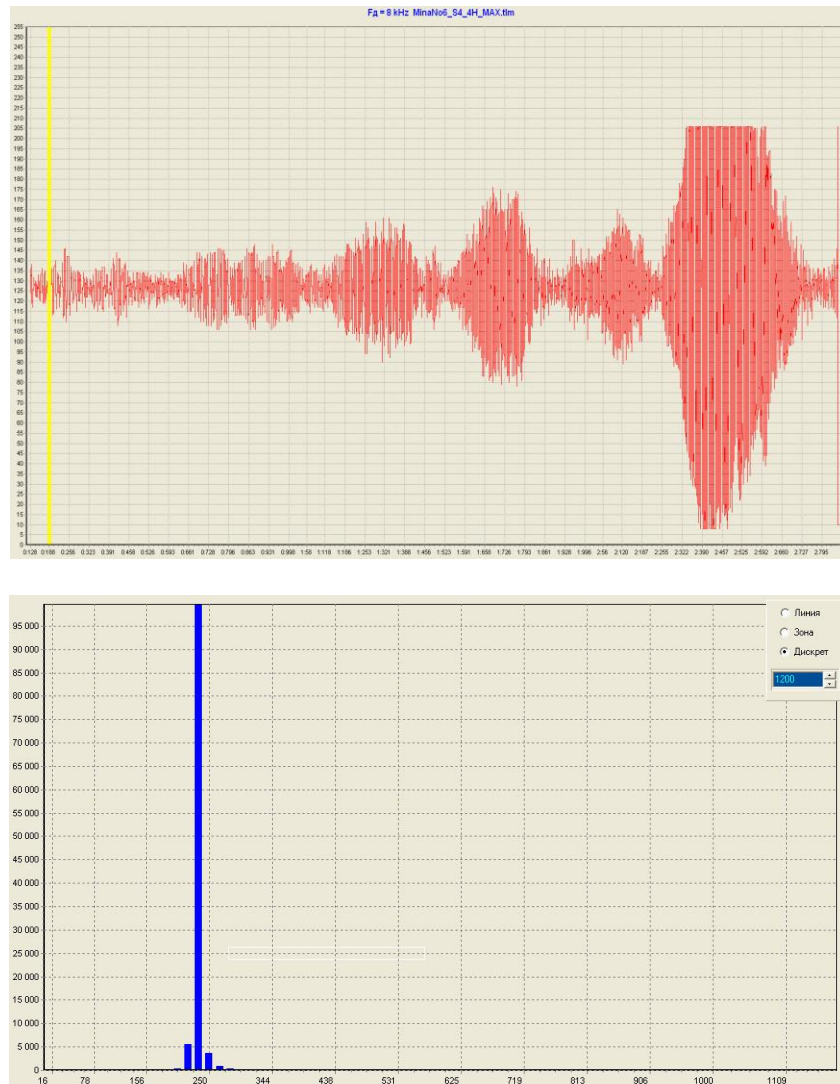
Прави впечатление богатият спектрален състав на сигнала. Това явно се дължи на сложния характер на терена.

Направено е пускане на автодинен радиосензор с честотна модулация при  $\lambda_M \approx 30m$  и синусоидален управляващ сигнал. Отделена е третата хармонична на сигнала. На Фиг.2.18 е показан полученият запис и спектрограмата на сигнала.



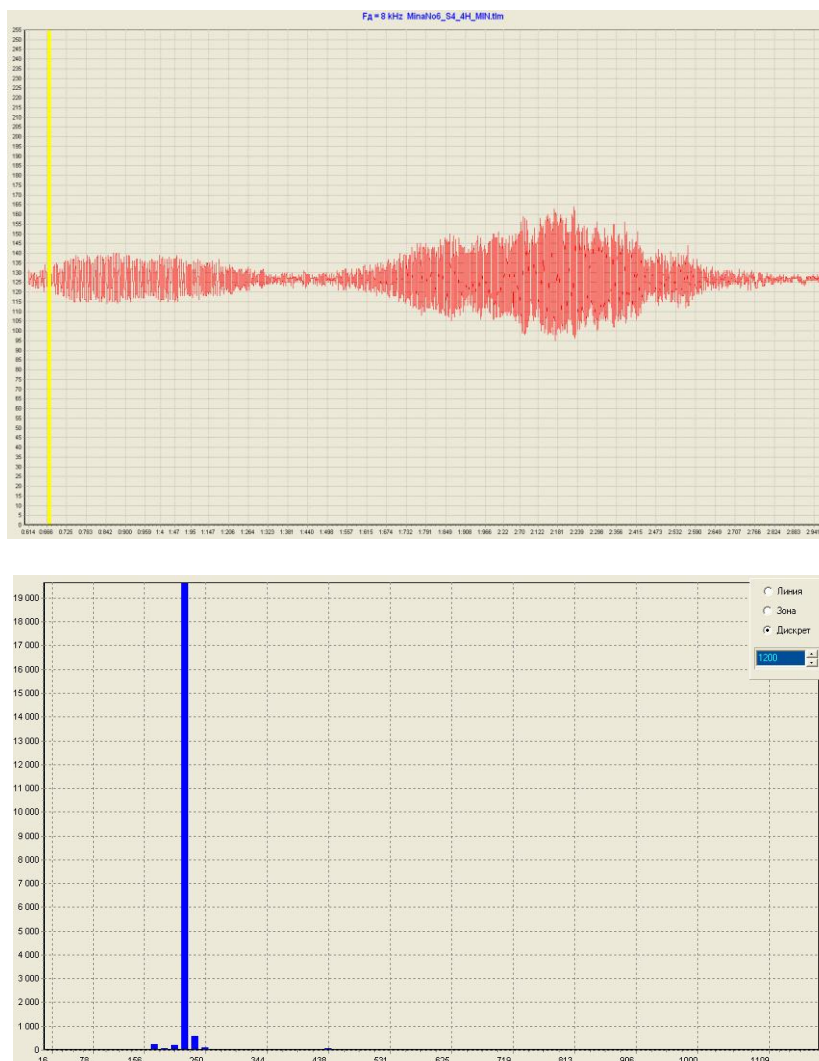
Фиг.2.18 Запис на третата хармонична на сигнал и спектр при модулиращ сигнал с  $\lambda_M \approx 30m$

Направено е пускане на друг автодинен радиосензор с честотна модулация при  $\lambda_M \approx 30m$  и синусоидален управляващ сигнал. Отделена е четвъртата хармонична на сигнала. На Фиг. 2.19 е показан полученият запис и спектрограмата на сигнала-



Фиг.2.19 Запис на четвърта хармонична на сигнал и спектър при модулиращ сигнал с  $\lambda_M \approx 30t$

Направено е пускане на автодинен радиосензор с честотна модулация при  $\lambda_M \approx 60t$  и синусоидален управляващ сигнал. Отделена е четвъртата хармонична на сигнала. На Фиг.2.20 е показан полученият запис и спектрограмата на сигнала.



Фиг.2.20 Запис на четвърта хармонична на сигнал и спектър при модулиращ сигнал с  $\lambda_M \approx 60m$

### 2.2.3 Анализ на резултатите

Направените множество записи на реални сигнали от изхода на радио сензора водят до много сериозни за практиката изводи. В 2.2.2 са показани най-характерните записи, които са основание за анализ.

Когато теренът е равен и хоризонтален ( записи от Фиг.2.6 и Фиг.2.14 ) сигналите са близки до теоретично предвидимите.

Съвсем естествено при по-сложен терен характерът на сигналите се променя. Най-малкото, което се появява са кратковременни отскоци (Фиг.2.6), които най-вероятно са резултат на малки по размери неравности или растителност. Спектрограмата показва поява на компоненти, различни от основната с честотата на Доплер. Тези отскоци могат да повлияят отрицателно на амплитудната оценка на сигнала от СБРЛ при вземане на решение за задействане на изпълнителното устройство. Затова се налага тяхното отстраняване.

Използването на цифрова теснолентова филтрация в радиовзривателите е неприложимо по две причини:

1. Поради широкия диапазон на скоростта на носителя е невъзможно филтърът да се адаптира към стойността на честотата на Доплер.
2. Цифровият филтър е бавен .

Друга много важна особеност на направените записи е следствие на многолъчево приемане на отразените сигнали. Най-ярко това се вижда на Фиг.2.17ю. При хоризонтална огледална отразяваща повърхност към СБРЛ има само един отразен лъч. При наклонена огледална повърхност към системата липсва отразен сигнал. Трябва да се отбележи, че в реални условия многолъчевото приемане е неизбежно и непредвидимо.

В случая, показан на Фиг.2.15, мината падна на няколко метра от телена ограда, а в случая, показан на Фиг. 2.17, сборката падна между две дървета върху наклонена под близо 45 градуса повърхност. Така при Фиг. 2.17 сигналът явно е получен само от растителността. Принципно многолъчевото приемане в различна интензивност е винаги налично. Това се вижда от направените спектрограми на сигналите. **Поради многообразието на реалните терени и разположените върху тях предмети е невъзможно да се предвиди крайният ефект от многолъчевото приемане.**

При използване на висша хармонична на сигнала ( Фиг.2.18, Фиг.2.19, Фиг.2.20) също са налице отскоци и неравномерности, но тук най-характерно е че с приближаване към целта сигналът се променя, преминавайки през максимуми и минимуми. За вземане на решение за задействане на системата е необходимо да се открие най-големият лист на зависимостта.

## ГЛАВА 3

### СБРЛ, работещи по спектралния метод

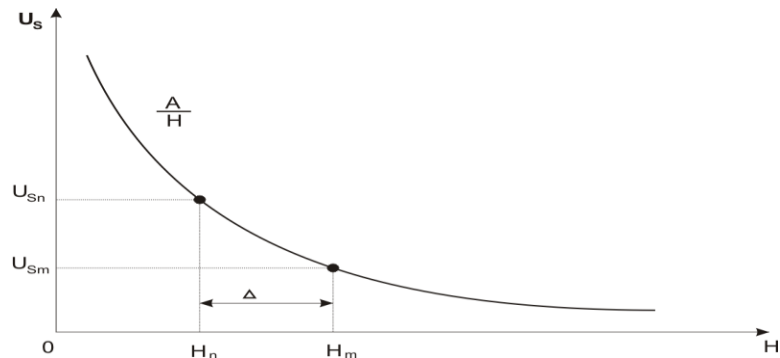
#### 3.1 Системи без модулация на сондиращия сигнал

В най-простия и масово използван случай **сондиращият сигнал е немодулиран**, а решението се взема, когато сигналът достигне зададена стойност (твърд праг). Добре е това да стане след отстраняване на отскоците (осредвяване).

**За стабилизиране на височината на разрывите се предлага адаптивен метод**, който използва цифрова обработка на сигнала при продължително измерване на амплитудата му и непрекъснато сравняване на получените стойности за две последователни височини с постоянна разлика.

При огледална отразяваща повърхност, ако две измервания на  $U_S$  (Фиг.3.1) с номера  $n$  и  $m$  се правят при разлика на височините  $H_n - H_m = \Delta H$ , съгласно (1.2) височината при последното измерване се определя от израза (3.1) . Съставните са изобразени на Фиг.3.1 .

$$H_n = \Delta H \frac{1}{\frac{U_{Sn}}{U_{Sm}} - 1} . \quad (3.1)$$

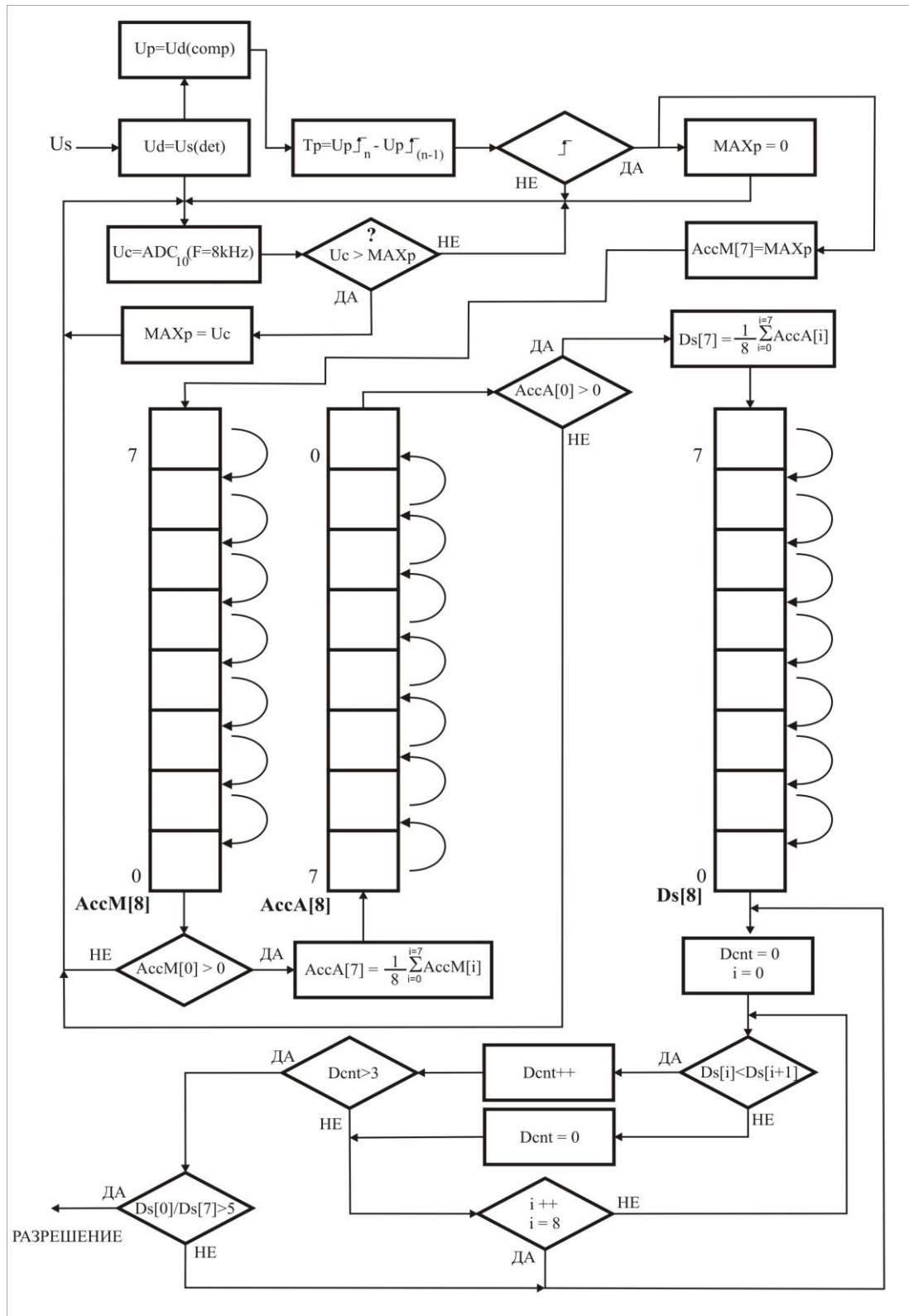


Фиг. 3.1 Графика за определяне на текущата височина

За един период на доплеровия сигнал височината ще се променя с половин дължина на работната вълна. Така чрез задаване и преброяване на определено количество периоди на доплеровия сигнал може да се дефинира  $\Delta H$ . В течение на измерването отношението  $U_{Sn}/U_{Sm}$  нараства и за всяка височина  $H_n$  има определена стойност. Например, ако  $H_n = 3\text{m}$  и  $\Delta H \approx 1\text{m}$  е необходимо да се достигне  $(U_{Sn}/U_{Sm}) \approx 1.3$ . Следенето на текущата височина по (3.1) се извършва през  $\lambda/2$  и така се постига достатъчно висока детайлност. Методът при огледална отразяваща повърхност формално трябва да работи прецизно.

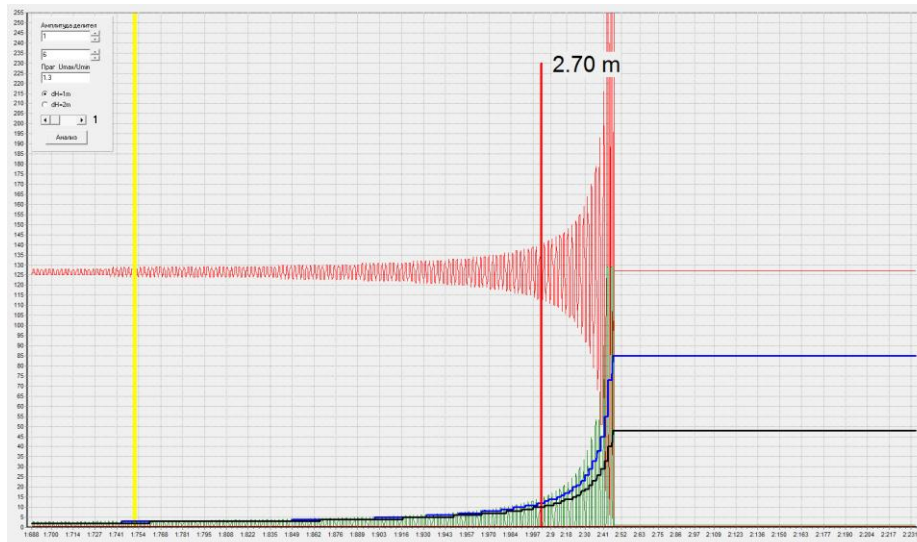
Разработен е алгоритъм ( алг.А ) за обработка на сигнала, структурата на който е представена на Фиг.3.2.



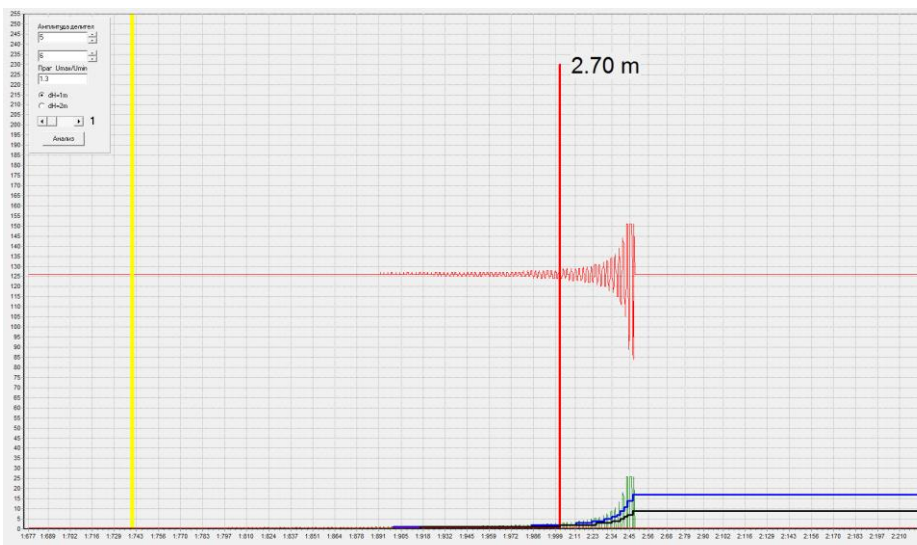


Фиг.3.2 Алгоритъм (алг.А) за обработка на сигнала

Работата на алгоритма е проверена с теоритично построен отразен сигнал при многократно промяна на амплитудата на сигнала. На Фиг.3.3 е резултатът. Вижда се прецизната работа на метода и на софтуера.



Фиг.3.3 Теоретичен отразен сигнал



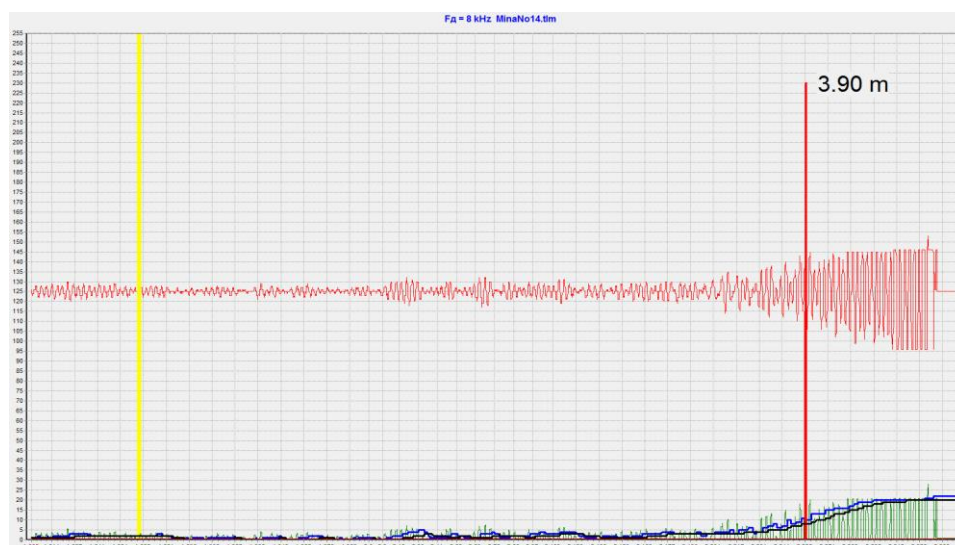
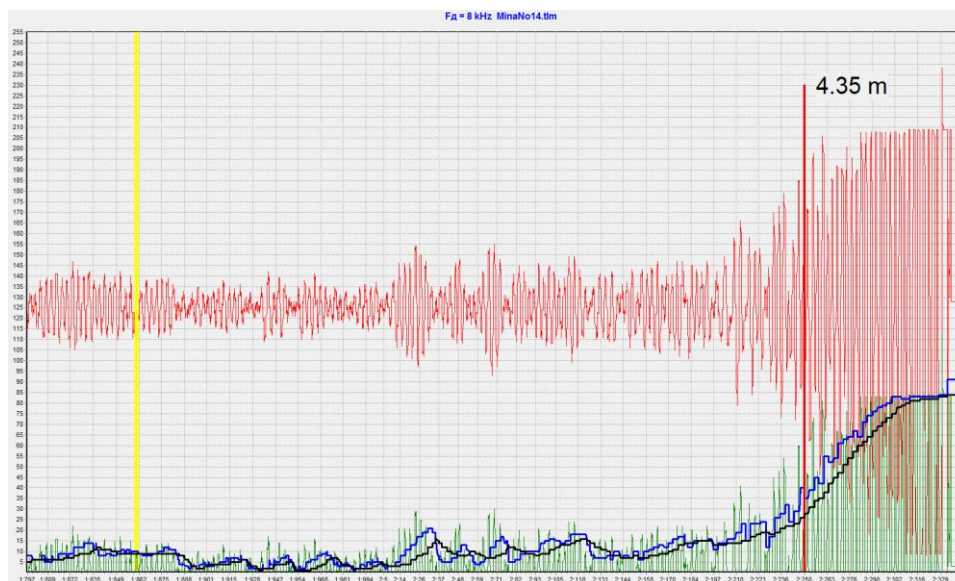
Фиг.3.3 Теоретичен отразен сигнал с многократна промяна на амплитудата

## Синтез и изследване на специализирани системи за близка радиолокация

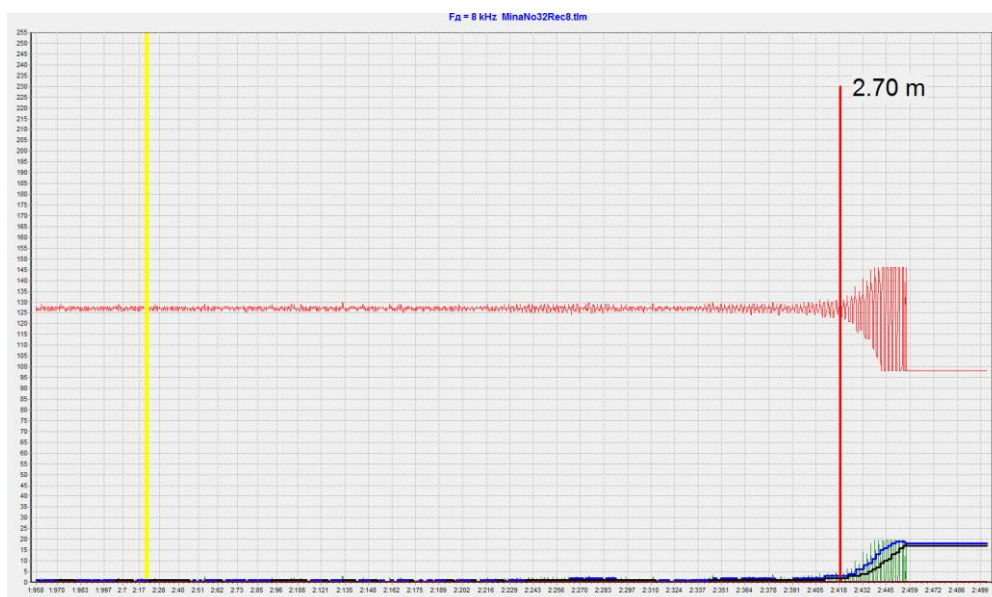
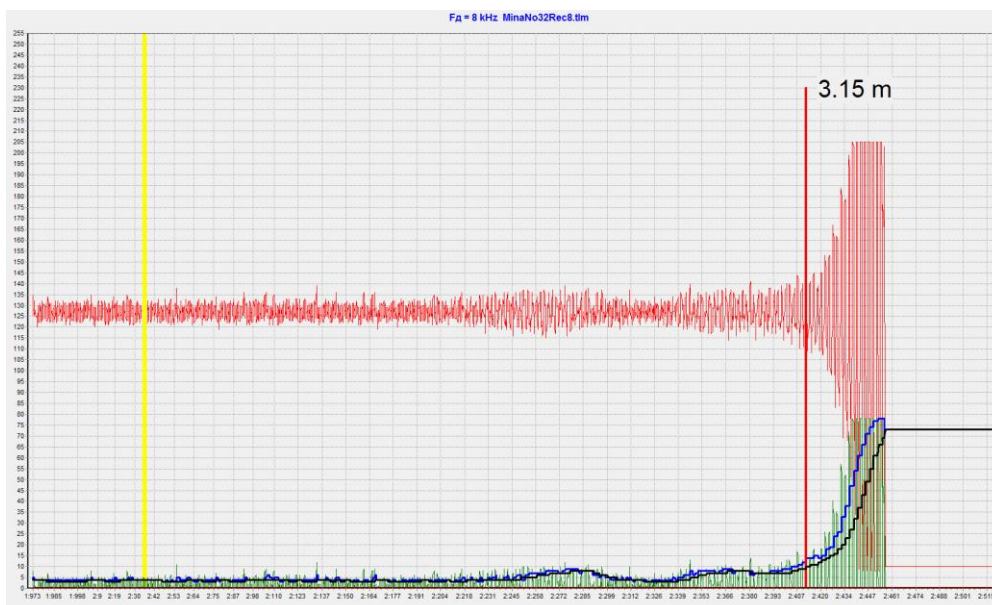
Направена е проверка на работата на алгоритъма с реален сигнал. На Фиг.3.4 е показан резултатът при четирикратна промяна на амплитудата. Вижда се отклонение на височината на сработване с 0.45 метра. Това е около 10 % от номинала.

На фиг.3.5 е показан резултатът от работата на алгоритъма с друг сигнал при четирикратна промяна на амплитудата. Наблюдава се практически същото отклонение на височината на сработване.

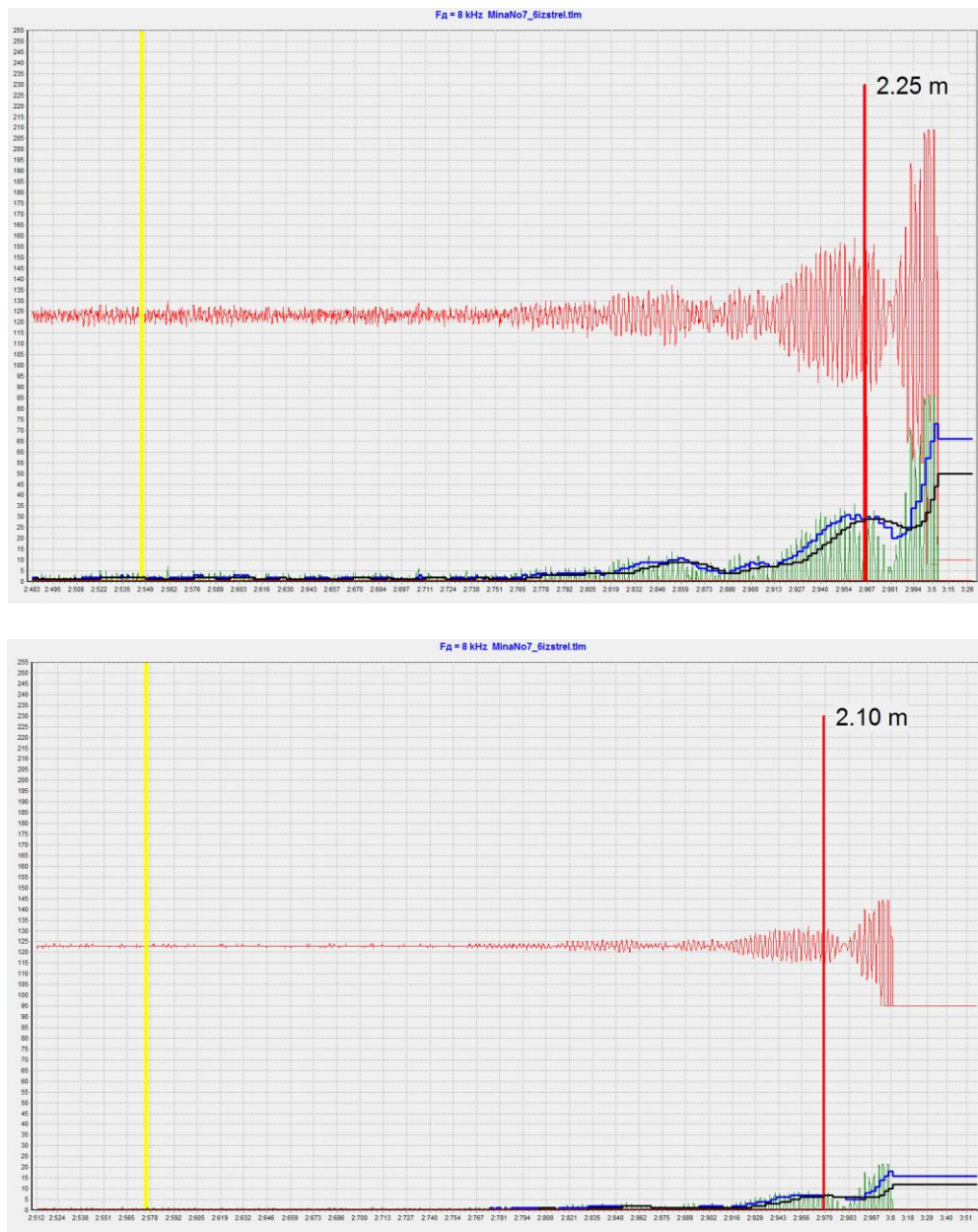
Проверките с много други сигнали (например особеният случай на Фиг.2.6) дават подобни резултати. Важното е, че отклонението на височината на сработване е значително по-голяма от тази при работа с теоретично генерирания сигнал. Това може да се обясни с деформирането на обвиваща следствие на осредняването и с принципните разлики между идеалните и реалните сигнали. Резултатите от осредняването се показват в долната част на фигурите. Важно е че, отклонението при реалните сигнали е в границите на изискванията за стабилност на височината на сработване.



Фиг.3.4 Резултат от работата на алгоритъма с реален сигнал



Фиг. 3.5 Резултат от работата на алгоритъма с реален сигнал



Фиг.3.6 Резултат от работата на алгоритъма с реален сигнал

Като основен извод може да се твърди, че е налице сериозна стабилизация на височината на сработване, която при твърд праг би се променила няколкократно .

### 3.2 Системи с честотна модулация на сондиращия сигнал

Когато сондиращият сигнал е модулиран, се създават нови възможности. Най-често се използва честотна модулация (ЧМ) от хармоничен управляващ сигнал. В [2] при огледална отразяваща повърхност е показано, че сигналът от изхода на радиосензора има богат състав, състоящ се от една нискочестотна доплерова компонента и безкрайно много компоненти с честоти, кратни на честотата на модулирещия сигнал ( $F_M, 2F_M, 3F_M, \dots, nF_M$ ), които са амплитудно модулирани с доплеровия сигнал. Ако се отдели (използва) една от тях, амплитудата на получения сигнал ще се променя съгласно израза:

$$U_S^* = \frac{B(S_n, \lambda, D, F_{\perp}, N)}{H} \left| J_n \left( \frac{4\pi H}{\lambda_M} \right) \right| \quad (3.4)$$

Тук :

$J_n(4\pi H/\lambda_M)$  – функции на Бесел от първи ред,

$n$  – номер на обработваната хармонична на управляващия сигнал,

$\lambda_M = c/\Delta f$  – “дължина на модулиращата вълна”,

$\Delta f$  – девиация на ЧМ,

$S_n$  – радиочестотна чувствителност относно  $n$ ,

$B(S_n, \lambda, D, F_{\perp}, N)$  – функция от съответните величини, участващи в (1.1).

За целите на следващите разсъждения е удобно (3.4) да се приведе във вида:

$$U_S^* = \frac{B^*(S_n, \lambda, \lambda_M, D, F_{\perp}, N)}{H} \left| J_n(4\pi H) \right| \frac{1}{\lambda_M} \quad (3.5)$$

На Фиг 3.7 е показано семейство криви, изобразяващи изменението на  $(\lambda_M/H) |J_n(4\pi H/\lambda_M)|$  в зависимост от височината при  $\lambda_M = 30$  m.

Сега, ако се работи с  $n$  – та компонента на сигнала и се правят две измервания на  $U_S^*$  с номера  $n$  и  $m$  ( алг. А ), при зададена височина на разрива  $H_n$  и разлика на височините  $\Delta H$ , трябва да се изпълни условието :

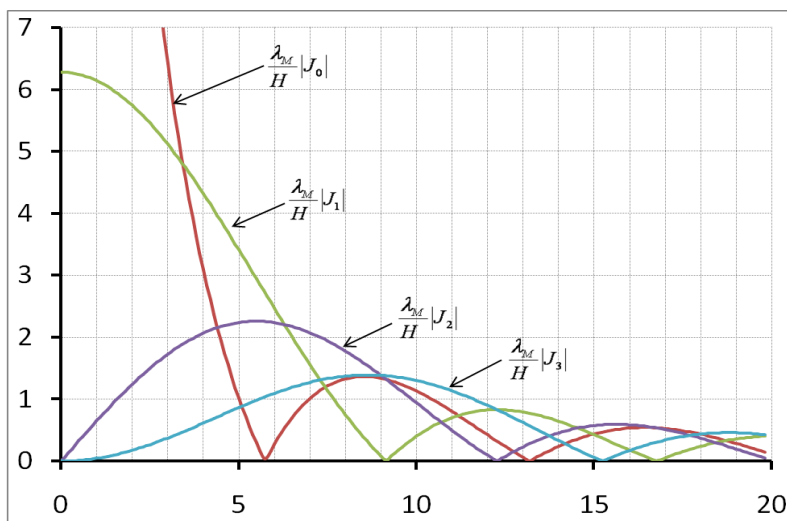
$$\frac{U_{S_n}^*}{U_{S_m}^*} = K, \quad (3.7)$$

където

$$K = \frac{\frac{\lambda_M}{H_n} \left| J_{nn} \left( \frac{4\pi H}{\lambda_M} \right) \right|}{\frac{\lambda_M}{H_n} \left| J_{nm} \left( \frac{4\pi H}{\lambda_M} \right) \right|}. \quad (3.8)$$

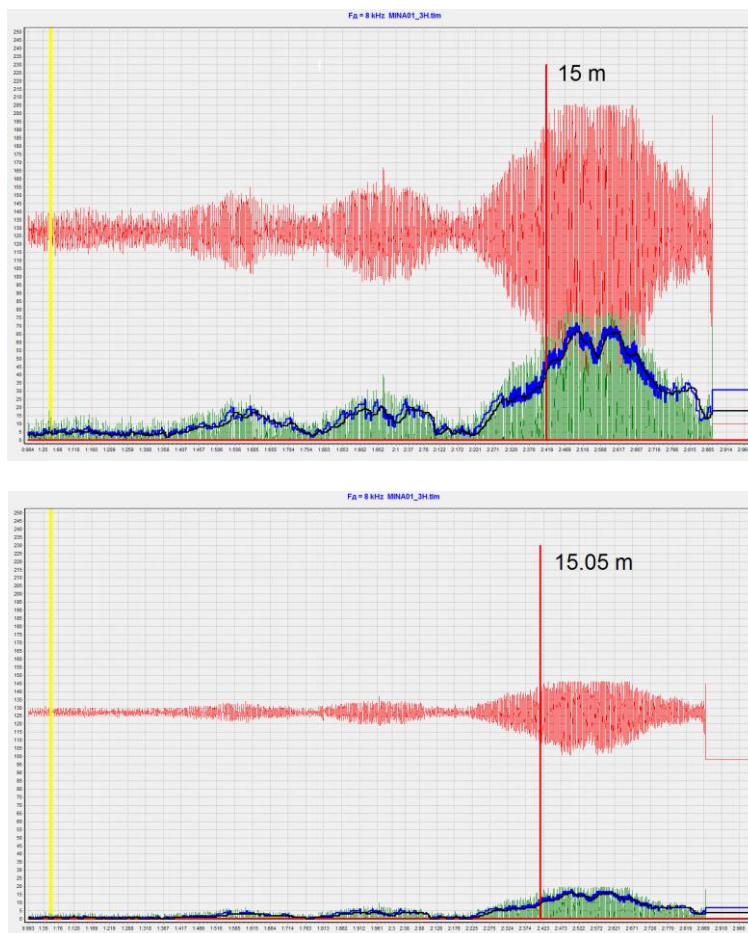
Стойността на  $K$  може да се намери от Фиг.3.7 при зададени  $H_n$  и  $\Delta H$ . Например, ако се обработва „нулевата“ компонента за височина  $H_n = 3$  m и  $\Delta H \approx 1$  m се получава  $K \approx 6/2 = 3$ . Това е резултат, силно различаващ се от стойността  $4/3$ , получена за случая на работа без модулация на сондиращия сигнал. Последното, както и характерът на функцията  $(\lambda_M/H) |J_n(4\pi H/\lambda_M)|$ , дават основание да се очаква, че работата на системата ще бъде много по-слабо повлияна от многолъчевото приемане, особено ако в качеството на модулиращ сигнал се използва псевдослучайна поредица от импулси [4].

Ако е необходимо да се получи  $H_n \approx 8$  m и се обработва втората компонента, за височина и  $\Delta H \approx 2$  m, от Фиг. 3.7 се получава  $K \approx 1,5$ .



Фиг.3.7 Семейство криви  $(\lambda_M/H) |J_n(4\pi H/\lambda_M)|$  в зависимост от височината при  $\lambda_M = 30$  m

Направена е проверка на работата на алг.А при обработка на трета хармонична на реален сигнал – Фиг.3.8 . Сондиращият сигнал е честотно модулиран при дължина на модулиращата вълна близко, но под 30 метра. Разликата на амплитудите на сигналите е три пъти. Отчетите се правят през два метра. Търси се разлика в амплитудата 30 % . Според Фиг.3.8 е налице изключително стабилизиране на височината на задействане.



Фиг.3.8 Работа на алг.А при обработка на трета хармонична на реален сигнал

Разполагаме с достатъчно записи на реални сигнали, които ни дават основание за важни

**ИЗВОДИ :**

1. Отделим от шумовете доплеров сигнал се получава под някаква характерна височина, която преди всичко се определя от качествата на радиосензора.
2. Ефектът от многолъчевото приемане се проявява по-силно с приближаване към целта.
3. Налице са случайни кратковременни отскоци на амплитудата.

За отстраняване на кратковременните отскоци и други промени на амплитудата е добре да се използва осредняване в течение на избран брой доплерови периоди.

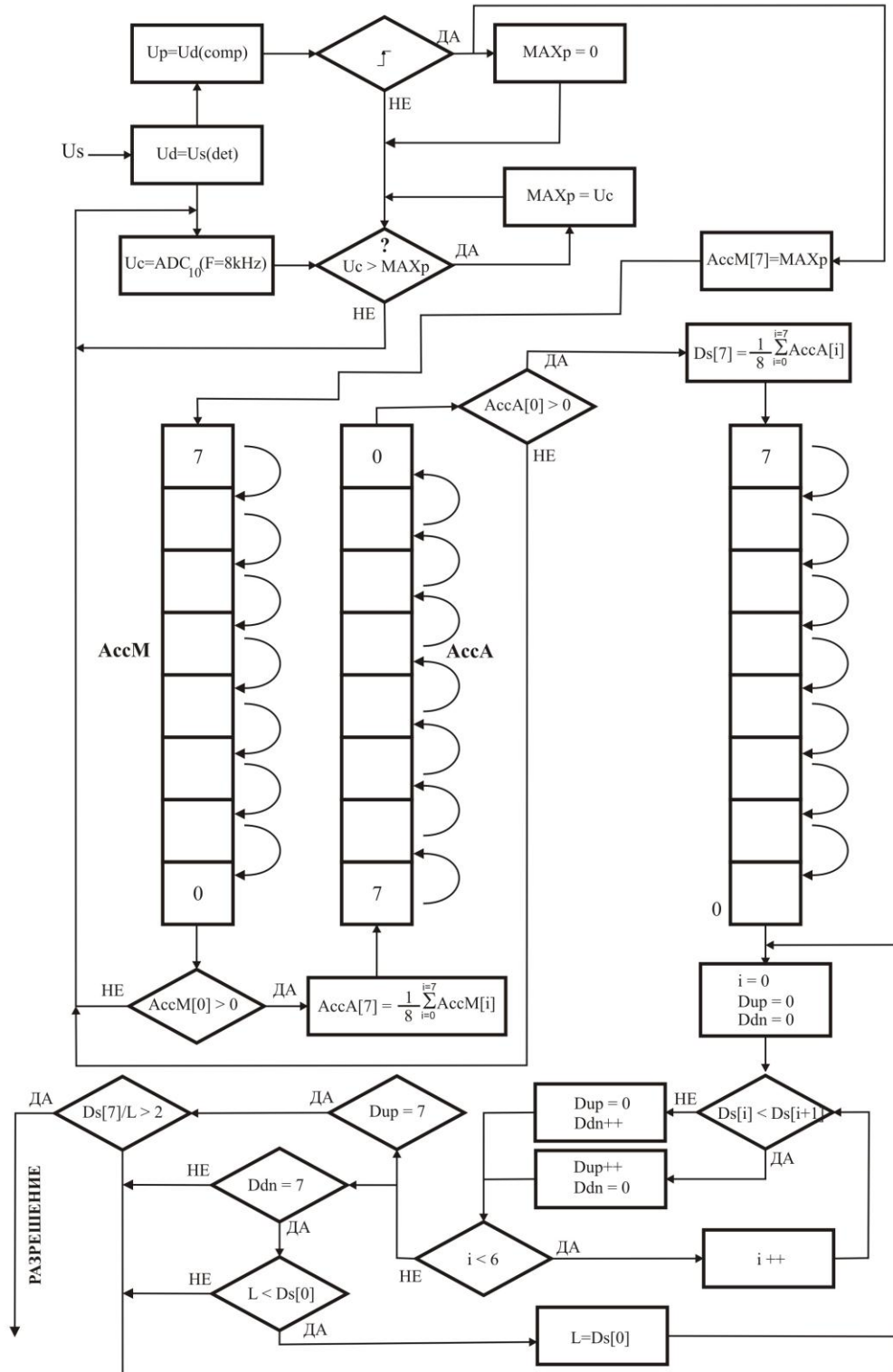
Както бе показано в 2.1 за минимизиране на отрицателното влияние на паразитната амплитудна модулация, модулацията трябва да се извършва от максимално чист хармоничен управляващ сигнал. Също там се стига до извода, че при относително плитка и линейна ПАМ характерът на промяната на амплитудата на спектралните компоненти на сигнала от сензора следва характера на функциите на Бесел. Това е проверено със записи на реални сигнали .

**Важна характеристика на функциите на Бесел е, че зависимостите при промяна на височината преминават през множество минимума и максимуми. С намаляване на височината стойността на максимумите расте ( виж Фиг. 3.7).**

При такава връзка между височината и амплитудата, ако се работи с твърд праг на задействане, не може да се гарантира правилна работа на системата в условията на променящи се свойства на целта и при различни ъгли на сближение. За постигане на устойчиви резултати е необходимо да се намери начин **за откриване на основния лист на функциите.**

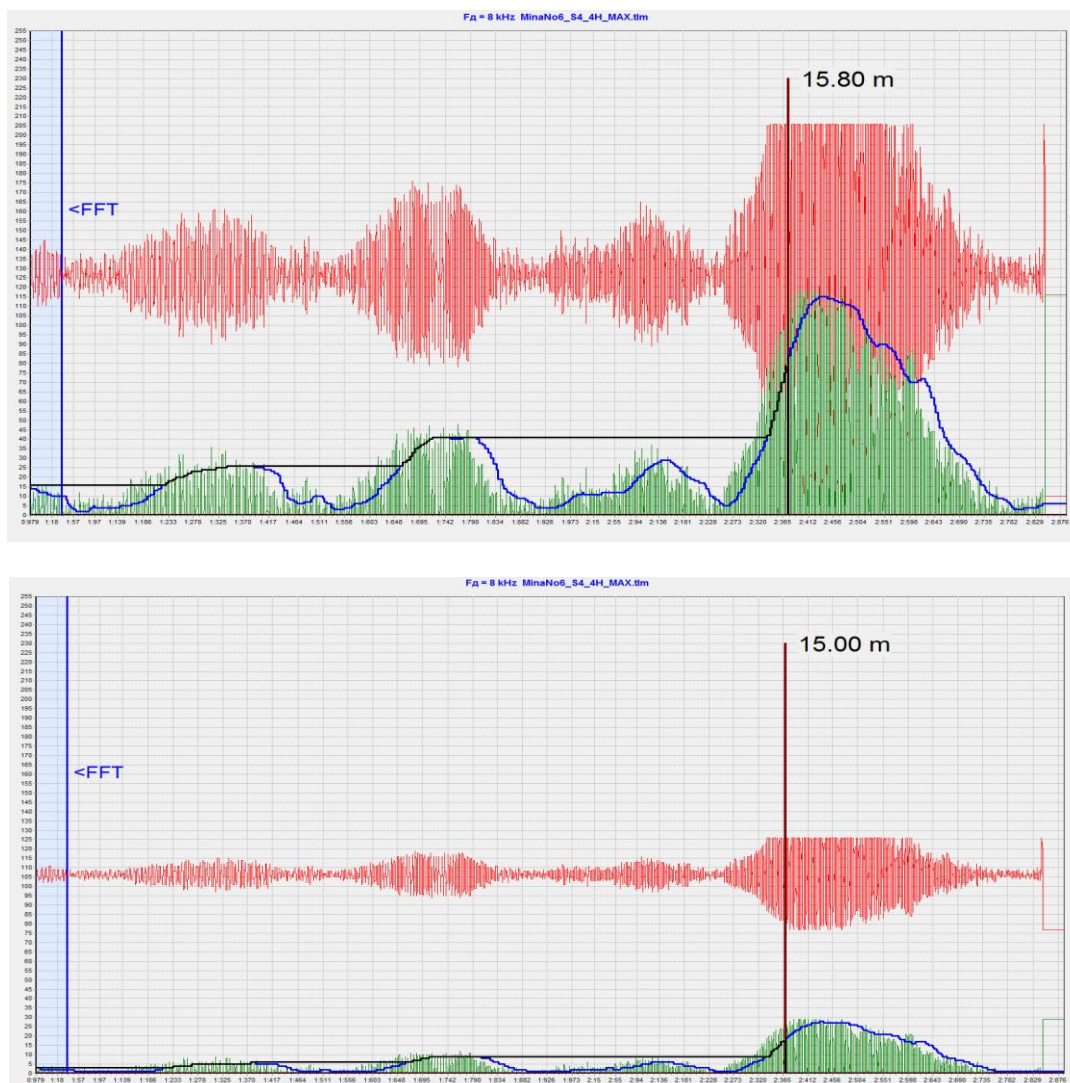
**Предложен е метод за стабилизиране на височината на развите. Методът открива главния лист на функцията на Бесел. От графиката ( Фиг.3.7 ) е пределно ясно, че основният лист съществено се отличава по амплитуда от останалите и това може да се използва за неговото откриване. Създаден е алгоритъм ( алг. В ) за откриване на основния лист на функцията (1.5) и за вземане на решение за задействане на системата, независимо от условията на взаимодействие с целта. Неговата структурна схема е показана на Фиг.3.9.**





Фиг.3.9 Алгоритъм ( алг. В ) за откриване на основния лист на функцията на Бесел.

На Фиг.3.10 е показан запис на реален сигнал, и се илюстрира работата на алгоритма при петкратно отклонение на амплитудата на сигнала от изхода на радиосензора. Проверката е извършена от компютър. Обработка се четвъртата хармонична при дължина на модулационната вълна около 30 метра. Вижда се, че се реализира много добра стабилност на височината на задействане, която напълно отговаря на съвременните изисквания.



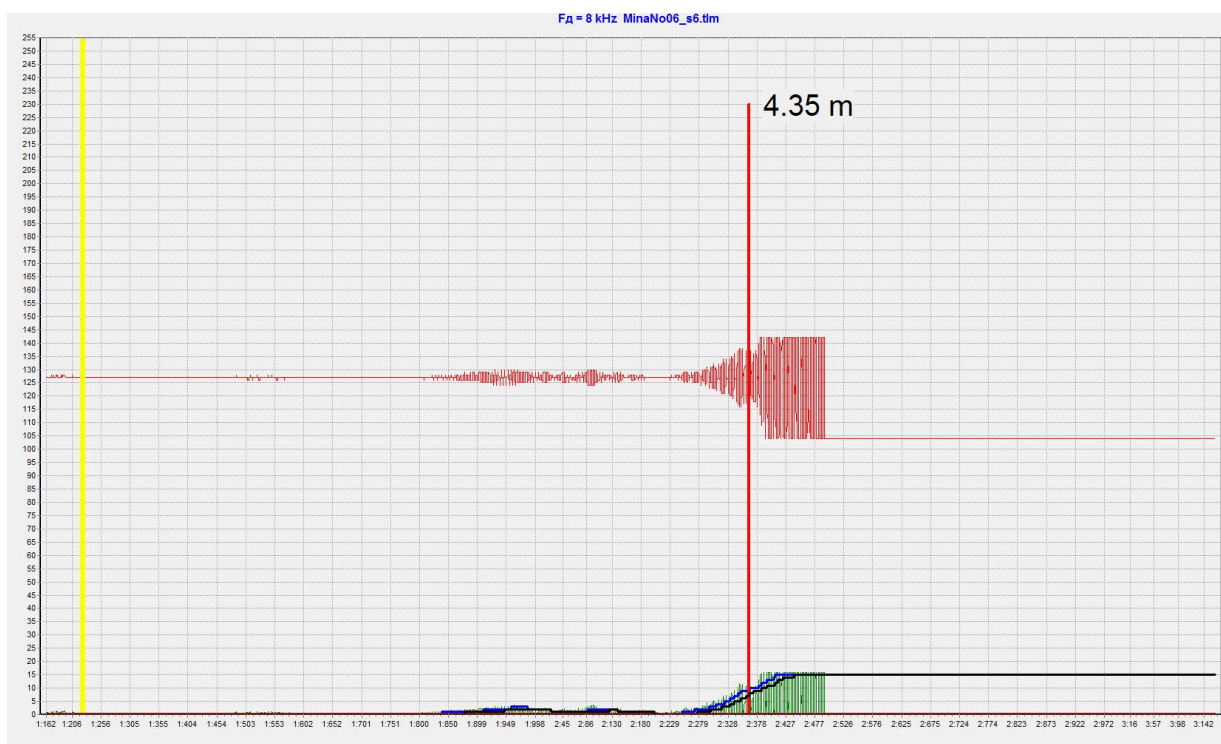
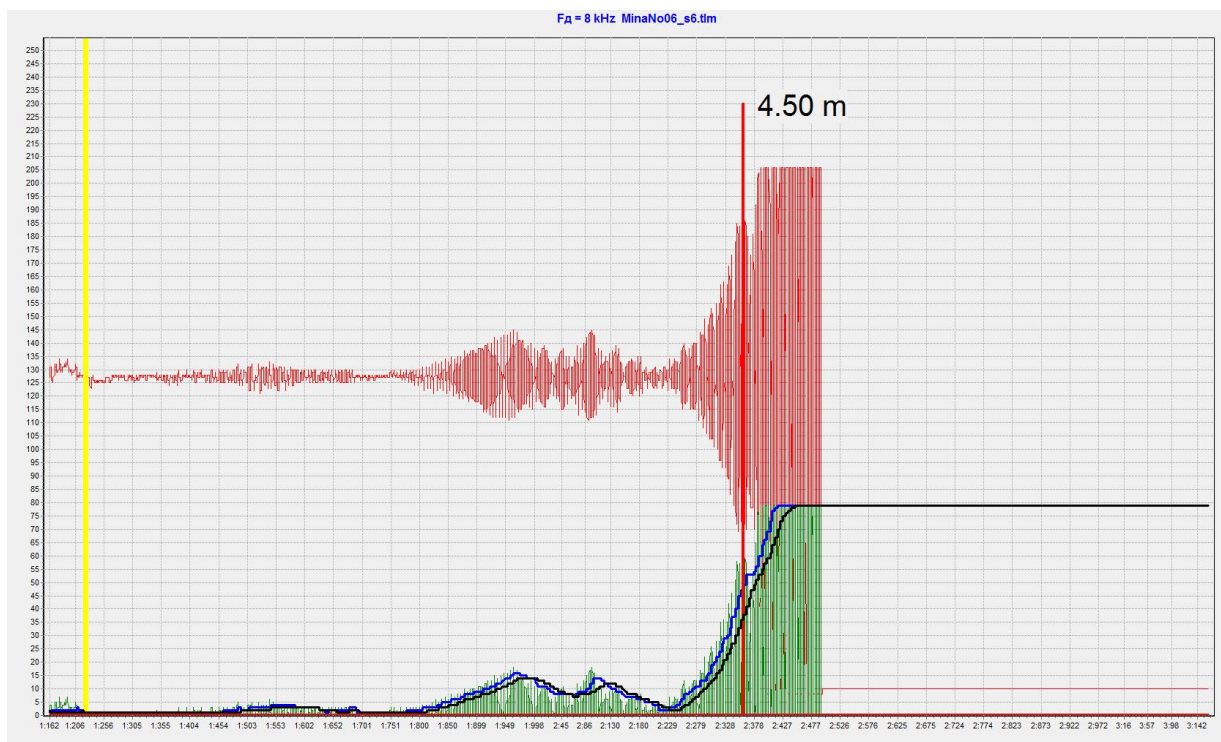
Фиг.3.10 Работата на алгоритъма при петкратно отклонение на амплитудата на сигнала

Направени са още проверки с други реални сигнали при обработка на трета и четвърта хармонични и резултатите са подобни.

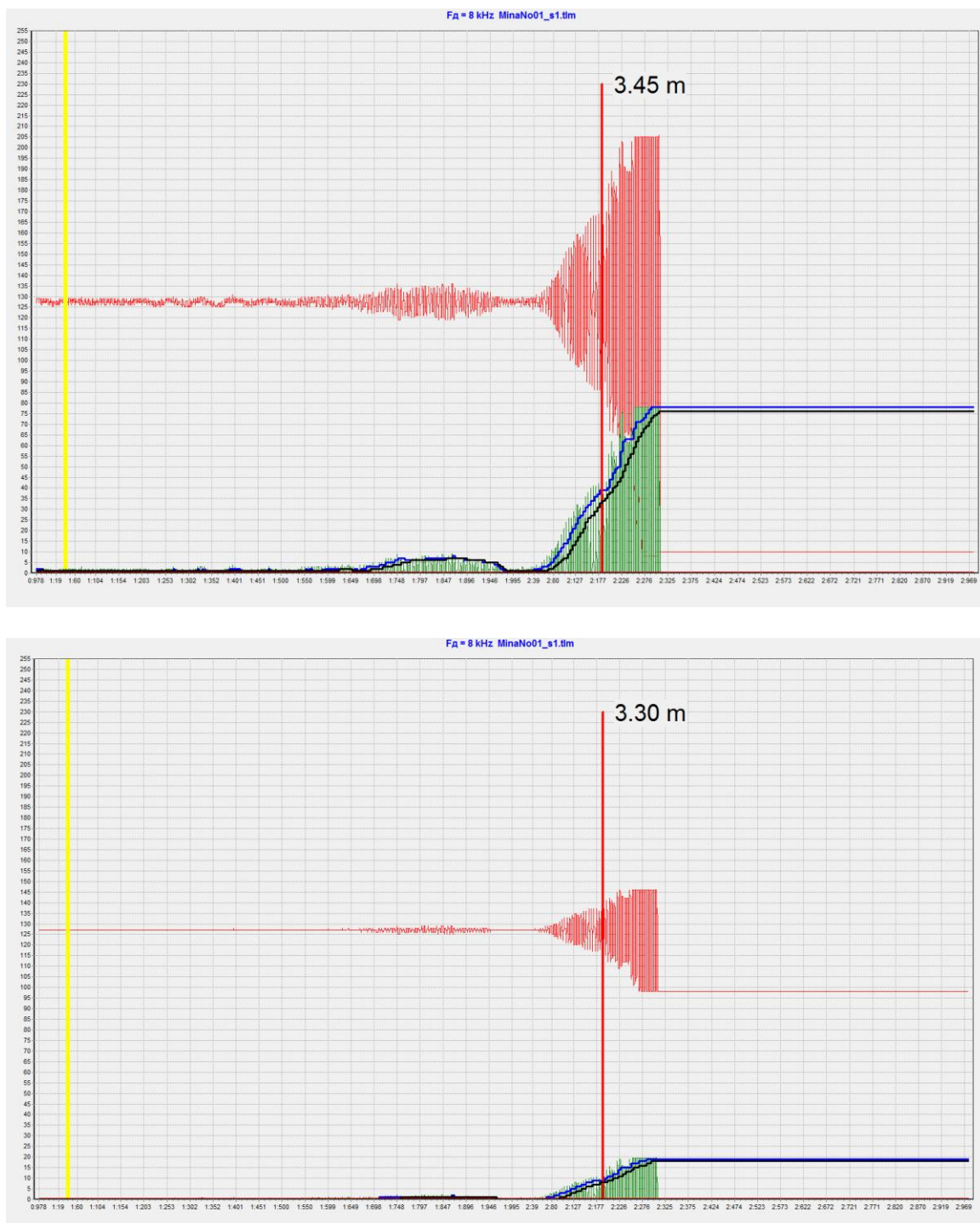
**Основен извод :** Алгоритъмът дава възможност за ефективно стабилизиране на височината на задейване на системата.

### 3.3 Системи с честотна модулация на сондиращия сигнал, използващи нулевата компонента от спектъра.

За работа на малки височини е подходящо да се обработва нулевата компонента на сигнала. От Фиг.3.7 се вижда, че основният лист на Беселовата функция в случая има висока стръмност. Това предполага добра стабилност на височината на задейване.



Фиг.3.11 *Работата на алгоритъма при петкратно отклонение на амплитудата на сигнала*



Фиг.3.12 *Работата на алгоритъма при петкратно отклонение на амплитудата на сигнала*

## ГЛАВА 4

### Устойчивост срещу смущения

Освен изискването за стабилизация на височината на задействане към съвременните радиовзриватели се предявява изискване за устойчивост срещу смущения. Смущенията могат да предизвикат задействане на недопустимо по-голяма от оптималната височина, което води до практически нулева бойна ефективност. Смущенията са пасивни или активни, също така те са неорганизирани или организирани.

Пасивните смущения се предизвикват от различни по характер отразяващи радиосигналите обекти, като облаци, дъжд, снеговалеж, образувания или предмети върху грунда. Те не излъчват радиосигнали, а отразяват сондиращия сигнал на СБРЛ и водят до промяна в характера на изходния сигнал на радиосензора. Активните смущения се предизвикват от източници, които излъчват електромагнитни вълни. Неорганизираните активни смущения могат да се предизвикат от гръмотевична дейност, битови или промишлени устройства.

Организираните пасивни смущения могат да се създадат от нарочно поставени върху терена отражатели. Те действат като предизвикват значителни по интензитет отразени сигнали или като водят до появата на многолъчево приемане. Целта е да се получи задействане на СБРЛ на големи височини. Преди всичко организираните активни смущения се създават от системите за радиоелектронна борба на противника. Те могат да са заградителни (широколентови) или прицелни (върху работната честота на радиосензора). Особено опасни са имитиращите прицелни смущения. Те предизвикват сигнал, който е аналогичен на сигнала от целта и могат да доведат до задействане на системата на значителни височини. Тяхната организация изисква наличието на доста сложна система за активна радиоелектронна борба. Към прицелните смущения могат да се причислят тези, които се създават от отражатели или крупни предмети (в това число и бойна техника), разположени върху терена. Те са особено опасни за СБРЛ без модулация на сондиращия сигнал.

За борба срещу организираните и част от неорганизираните смущения преди всичко се прави така, че радиосензорът да се активизира максимално близко до целта. Това най-вече затруднява откриването и анализирането на сигналите на СБРЛ от страна на противника. Освен това веднага след включването на сензора се дава отрязък от време за „ослушване”, през който ако се появи изходен сигнал, това ще е следствие на смущения и неконтактното задействане на системата се забранява. Този подход е изключително ефективен.

Включването на радиосензора в подходящ момент може да се организира чрез въвеждане на данни за време преди изстрела, но това усложнява izdelieto и неговото обслужване. Включването може да е автоматично, например при използване на алтернатор в качеството на захранващ токоизточник. Алтернаторът служи и като датчик на скоростта на движение .

На Фиг4.1 е изобразена балистичната траектория на движението на носителя. Прието е, че той излита под ъгъл към хоризонта  $\theta$  с начална скорост  $v_0$ , чиято хоризонтална компонента е  $v_{0x}$ , а вертикалната компонента е  $v_{0y}$ . Без отчитане на аеродинамичното съпротивление са в сила зависимостите:

$$v^2 = v_{0x}^2 + (v_{0y}^2 - gt)^2 \text{ за } 0 \leq t \leq T \quad [75]$$

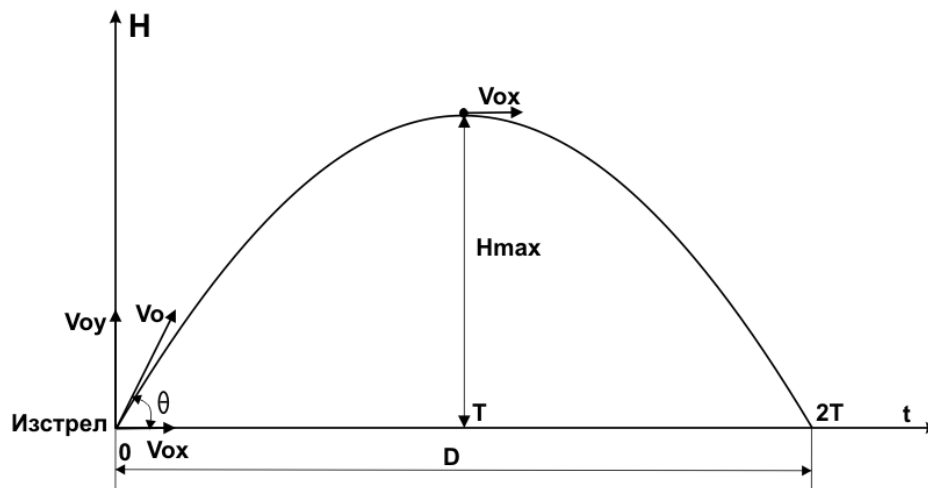
като

$$v_{0x} = v_0 \cos(\theta), v_0 \sin(\theta)$$

$g$  - земно ускорение.

Моментът, в който носителят се намира в апогея на траекторията,

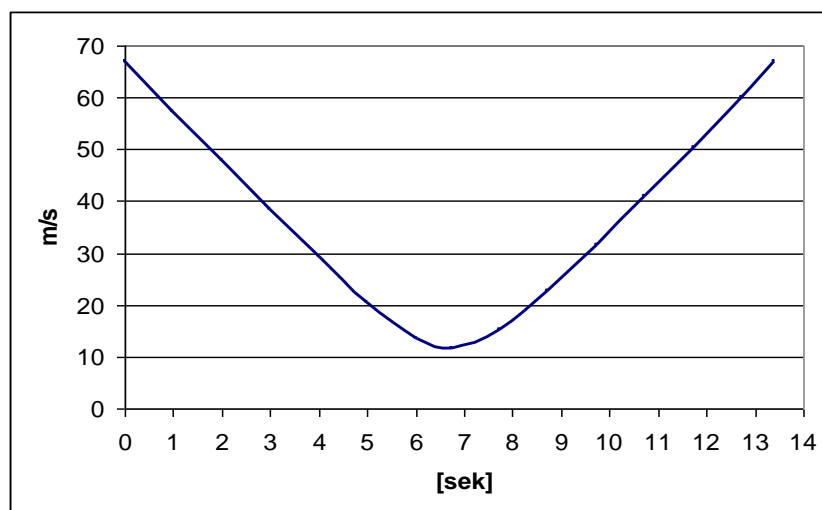
е обозначен с 
$$T = \frac{v_0 \sin(\theta)}{g} .$$



Фиг.4.1 Траектория на тяло, изстреляно под ъгъл спрямо хоризонта

Реално е възможно  $v_0$  да има стойности от няколко десетки метра в секунда до такива, които надвишават стотици метра в секунда (Фиг.1). Съответно  $\theta$  може да има максимална стойност около  $80^\circ$ , а минималната дори да е под  $45^\circ$ . Следователно както  $v$ , така и  $v_{min} = v_0 \cos \theta$ , могат да приемат стойности, лежащи в твърде широки граници.

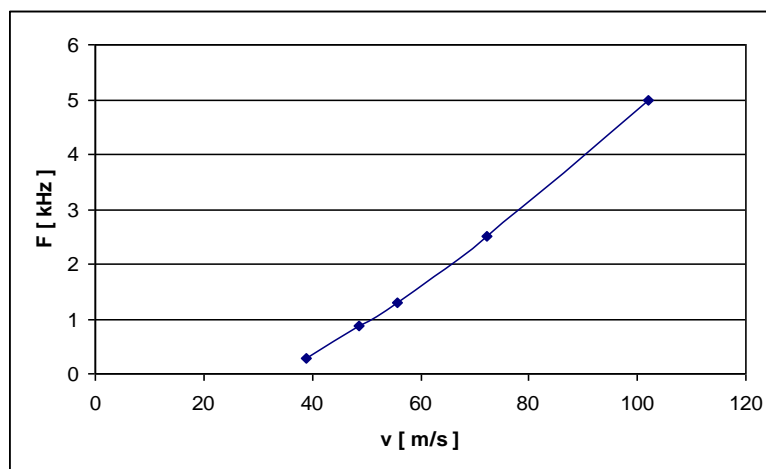
На Фиг.4.2 е показана крива, изобразяваща зависимостта  $v(t)$  при  $\theta = 80^\circ$  и  $v_0 = 67 \text{ m/s}$ . Това е един граничен случай в практиката, когато  $v_{min}$  приема най-малка стойност.



Фиг.4.2 Зависимост на  $v(t)$  при  $\theta = 80^\circ$  и  $v_0 = 67 \text{ m/s}$

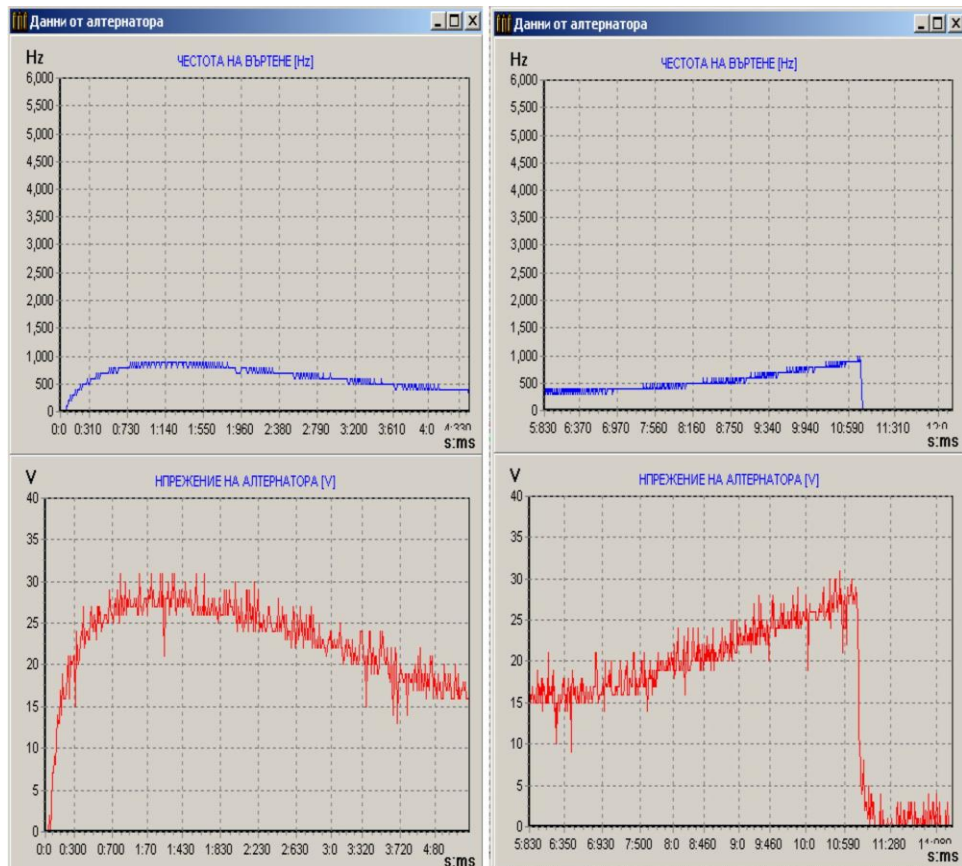
Турбината се завърта от преминалия през входното устройство въздушен поток. Принципно при липса на насищане алтернаторът генерира променливо електродвижещо напрежение, чиито амплитуда  $U$  и честота  $F$  са пропорционални на скоростта на въртене (оборотите) на турбината. Въртенето на турбината зависи от скоростта на въздушния поток, т.е. от скоростта на движение на носителя. При по-големи ъгли на стрелба и по-слаби заряди е възможно преди апогея на траекторията турбината да спре и след това в низходящия участък отново да се завърти. Това може да създаде проблеми в работата на СБРЛ.

На Фиг.4.3 е показана експериментално снета зависимост между скоростта на носителя и честотата на генерираното от реален турбинен алтернатор напрежение. Практическата линейност на  $F(v)$  от фигурата показва, че входното устройство и турбината в конкретния скоростен диапазон също се държат като почти линейни звена. С увеличаване на  $v$  следствие на характерни аеродинамични процеси, както входното устройство, така и турбината могат да се държат като нелинейни звена и  $F$  да започне по-слабо да зависи от  $v$ . От друга страна конкретният алтернатор съгласно Фиг.4.3 се „развъртва“ при скорост на въздушния поток около 35 m/s, което означава че, след евентуално спиране на турбината, е необходимо низходящото движение на носителя да започне от достатъчна височина, за да може турбината да влезе в нормален работен режим. Ясно е, че към аеродинамичните и механични качества на алтернатора стоят сериозни изисквания, ако той се използва в изделия с големи ъгли на стрелба и слаби заряди, например - малокалибрени мини.



Фиг.4.3 Зависимост на честотата на въртене от скоростта на входящия въздушен поток

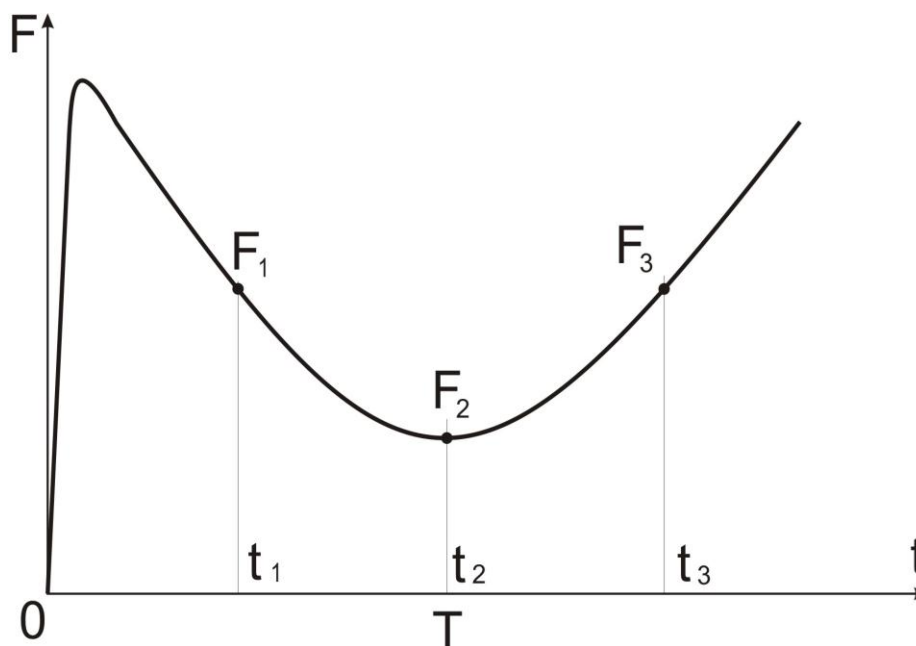
На Фиг.4.4 е показан запис, направен за реален полет при  $\theta = 45^\circ$  и  $v_0 = 67$  m/s. Вижда се, че след изстрела оборотите на турбината бързо нарастват, добиват някаква максимална стойност и след това следват характера на зависимостта от Фиг.4.2.



Фиг.4.4 Запис на честотата на въртене и генерираното напрежение във функция на времето на полета при  $\theta = 45^\circ$  и  $v_0 = 67\text{m/s}$

Осигуряване включването на радиосензора колкото е възможно по-близо до целта е важна задача, която системата трябва да реши. Това може да стане ако по някакъв начин системата успее да оцени кога носителят приближава края на траекторията. Принципно има два подхода : 1). Да се открие моментът на преминаване през апогея и по измереното време  $t_2 = T$  да се предвиди кога ще настъпи търсената близост ; 2). Да се измери честотата  $F_1$  на генерираното захранващо напрежение след определен времеен интервал  $t_1$  от началото на полета и след непрекъснато следене на  $F$  да се предвиди кога ще настъпи търсената близост. На Фиг.4.5 върху една примерна траекторна зависимост  $F(t)$  са илюстрирани двата подхода. При първия подход времето за включване на радиосензора  $t_3 = t_{VRF} = (1 + m) t_2$ , а при втория  $t_{VRF}$  съответства на  $F_3 = k F_1$ . Числата  $m$  и  $k$  се избират по целесъобразност.



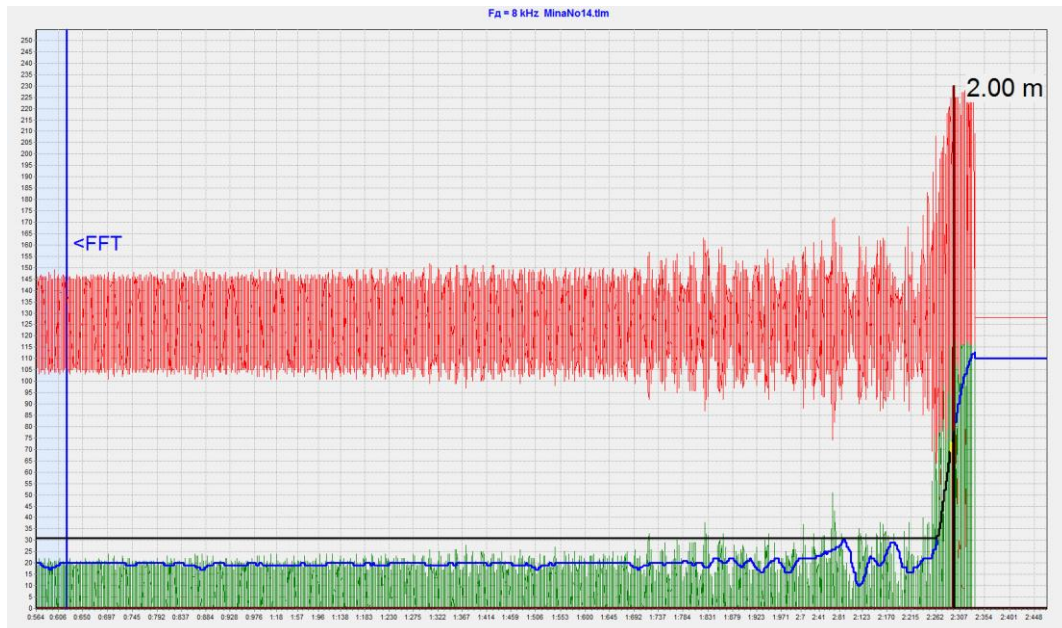


Фиг. 4. 5 Зависимост на честотата на въртене на алтернатора от времето по траекторията на полета

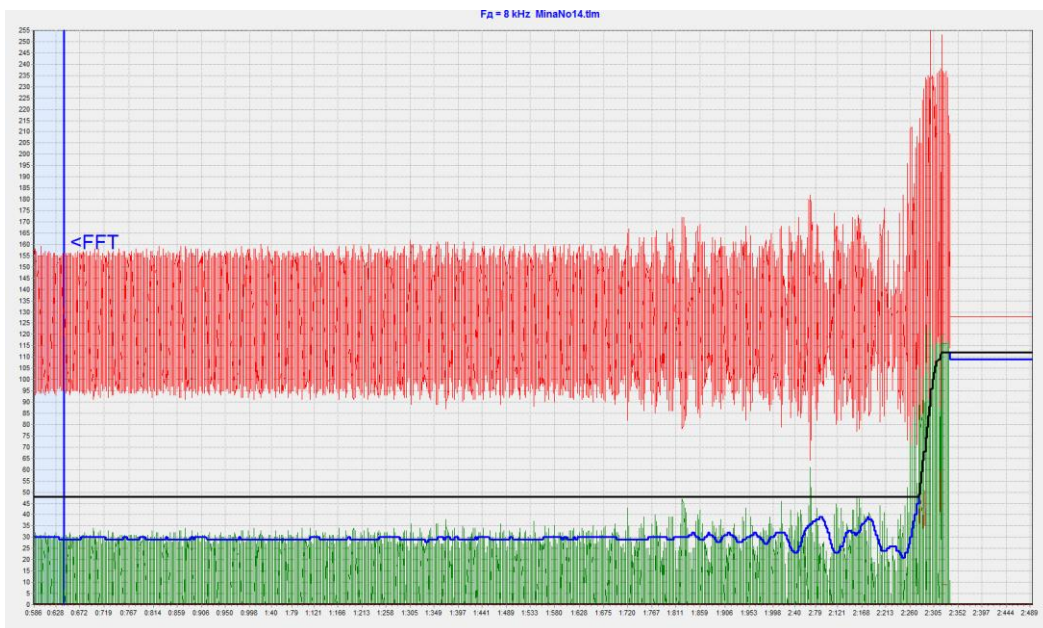
Първият подход изисква спазване на условието работата на алтернатора да не прекъсва по цялата траектория. Както бе установено, последното не винаги е изпълнимо. Освен това при малки стойности на  $\theta$  билото на траекторията е почти плоско и намирането на  $T$  чрез оценка на  $F(t)$  става с недостатъчна точност. По втория подход задачата може да се реши както аналогово, така и цифрово. Освен това той работи и при наличие на прекъсване на захранването, възможно при работа с малки начални скорости на носителя и по-големи стойности на ъгъла на излитане.

Самата система трябва да има способност за защита от смущения. Това може да стане посредством обработката на сигналите. Най-податлива на смущения е системата с твърд праг на задействане. Тук единствено ефективно противодействие може да се осъществи срещу широколентови смущения посредством паралелен на основния канал с по-високочестотна лента. При наличие на сигнал в този канал задействането се забранява.

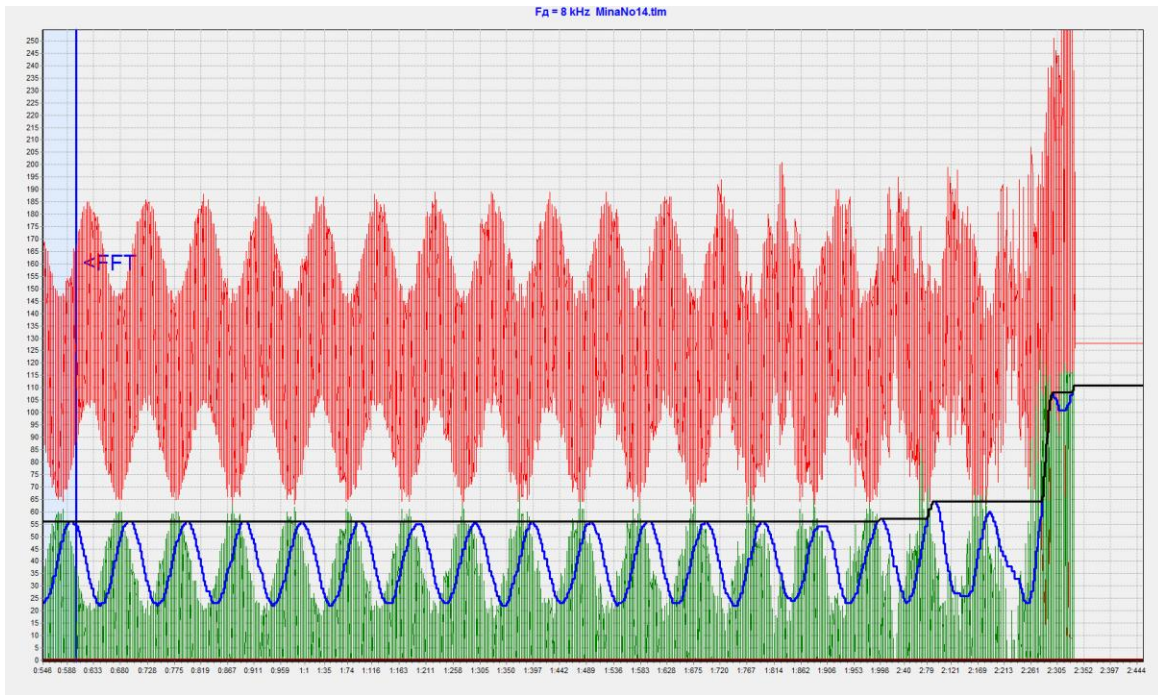
Предизвиква интерес оценката за устойчивост срещу смущения на предложените алгоритми за обработка на сигналите. За целта са направени компютърни имитации на смущения. Преди всичко е важно да се оцени реакцията на алгоритмите на различни смущаващи сигнали. Предварително е ясно, че смущаващи сигнали с постоянна амплитуда няма да задействат системата за разлика от случая с твърд праг. Затова се провеждат проверки на работа с модулирани смущаващи сигнали.



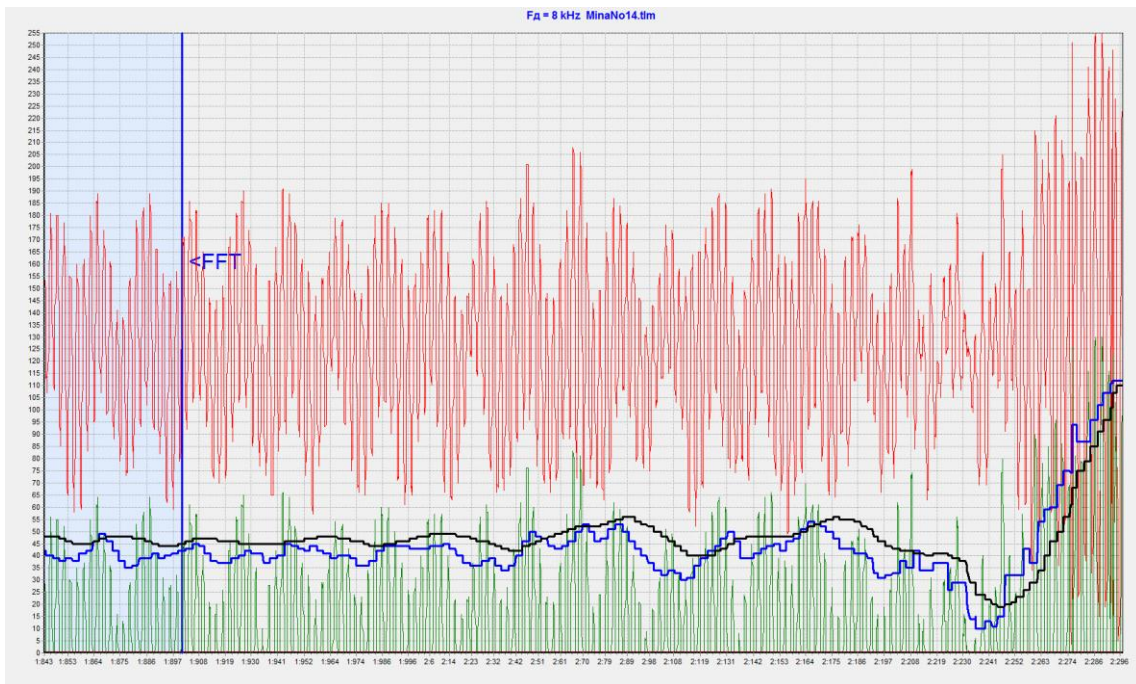
Фиг-4.8 Работа на алгоритъм В при не модулирано смущение с амплитуда 40mV



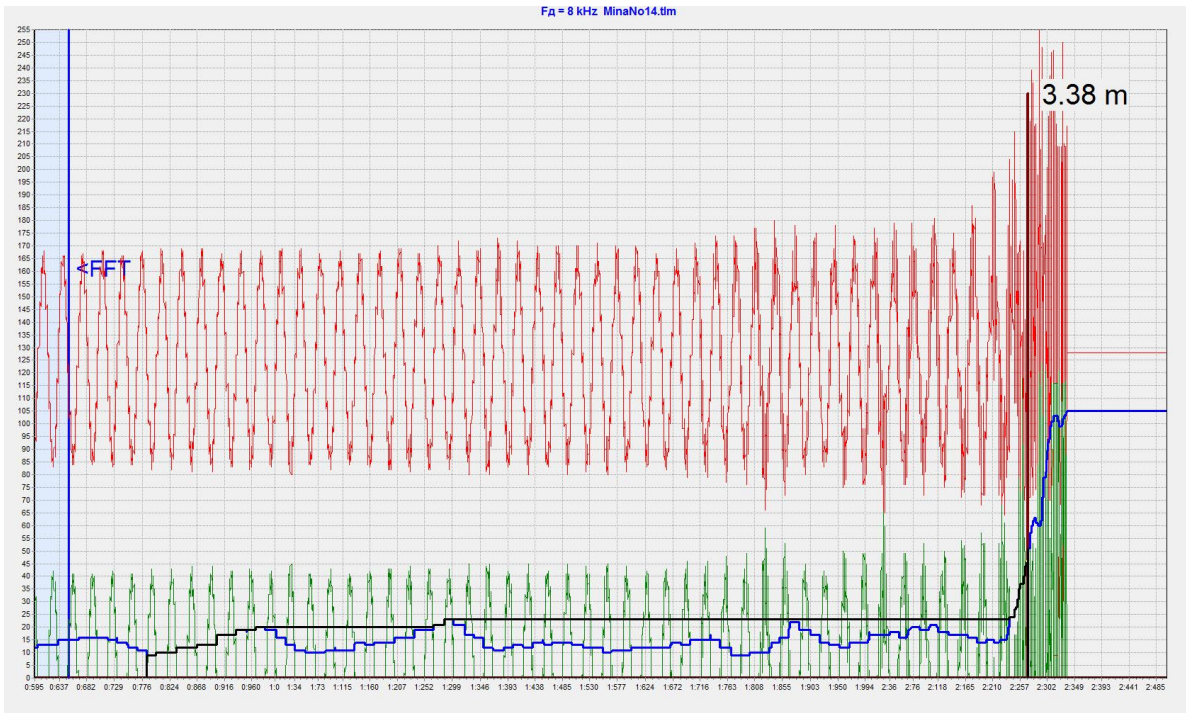
Фиг-4.8 Работа на алгоритъм В при не модулирано смущение с амплитуда 60mV



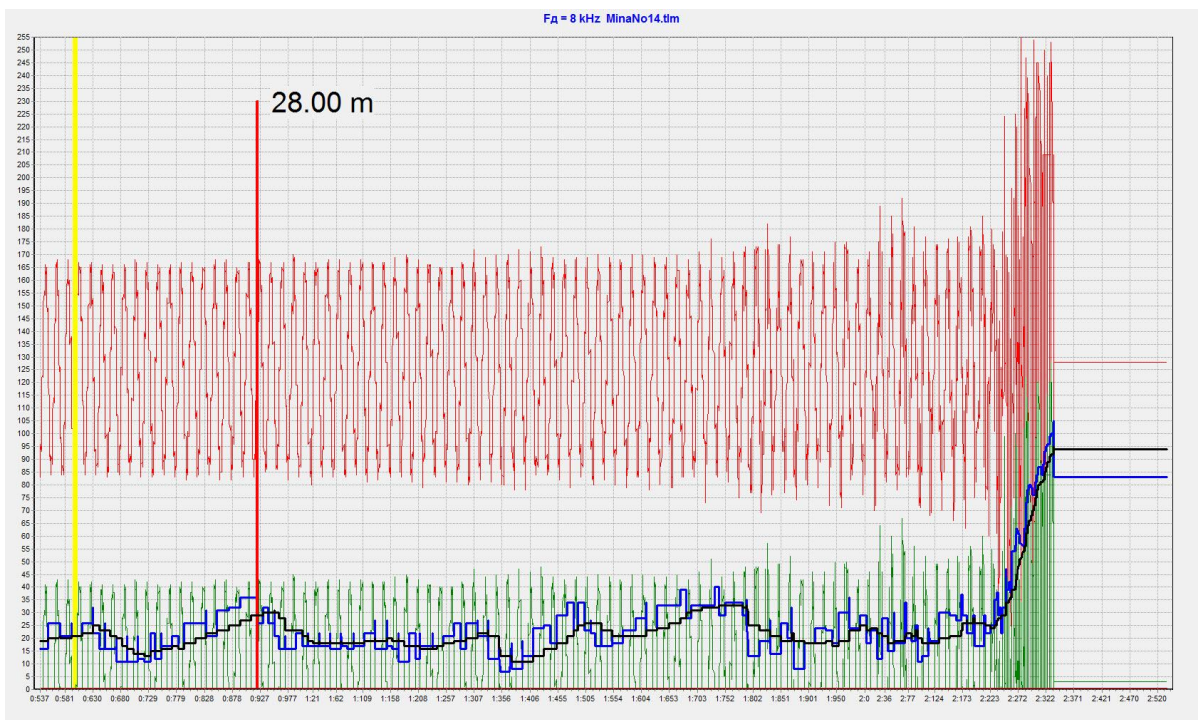
Фиг-4.8 Работа на алгоритъм В при модулирано смущение



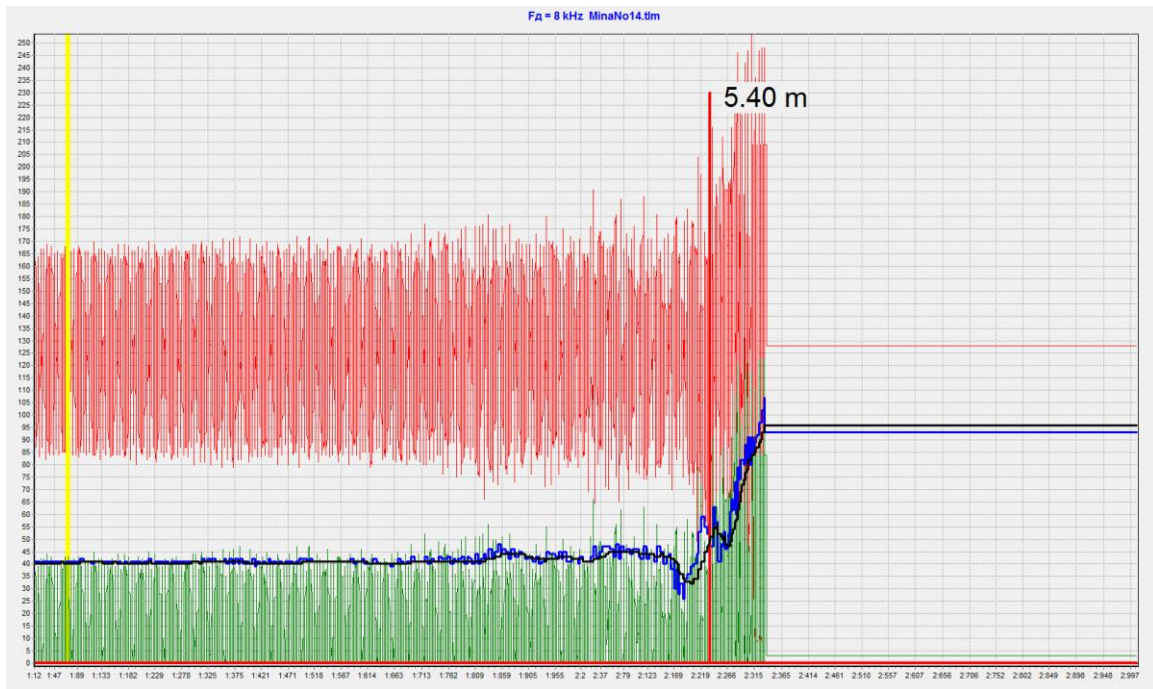
Фиг.4.9 Работа на алгоритъм А с модулирано смущение с честота 50 Hz



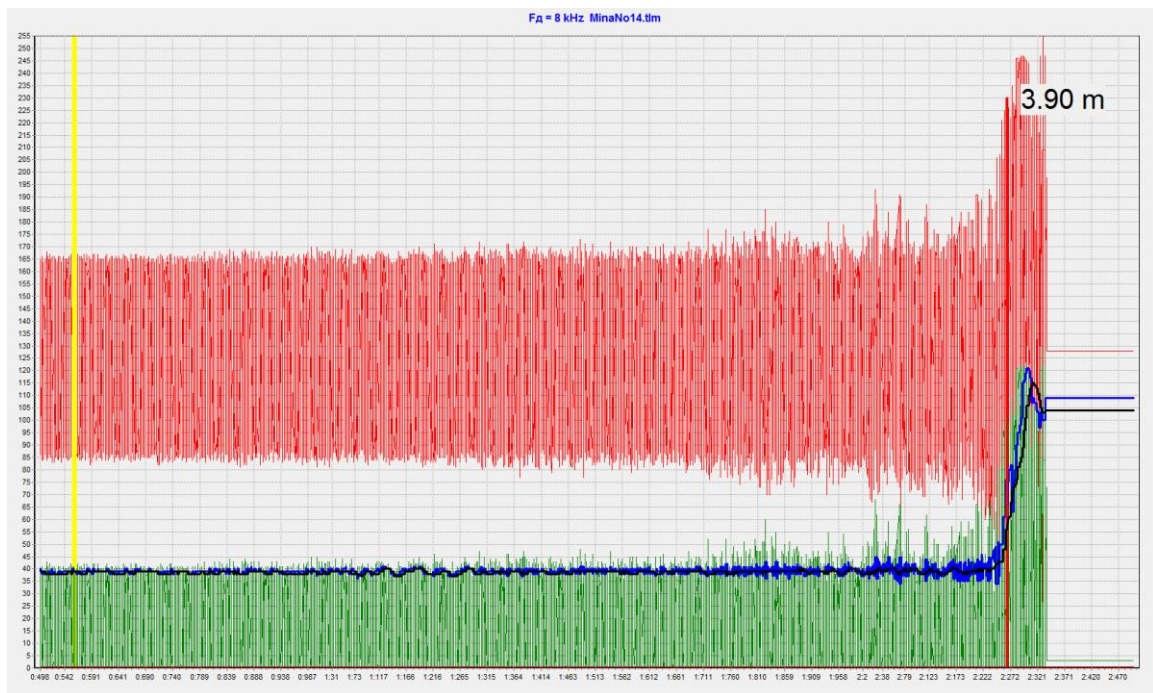
Фиг-4.10 Работа на алгоритъм В при немодулирано смущение с честота 30 Hz



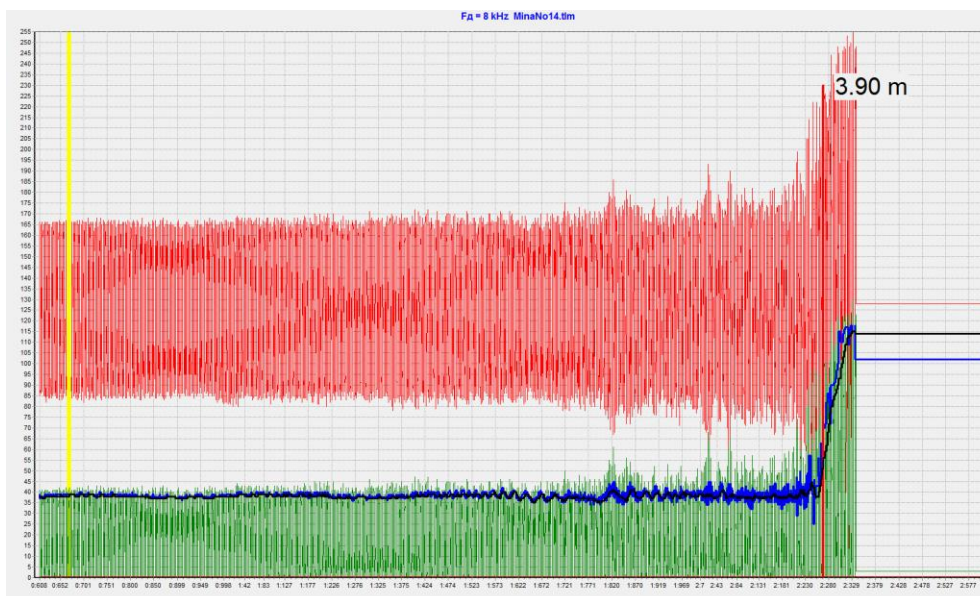
Фиг.4.11 Работа на алгоритъм А с немодулирано смущение с честота 50 Hz



Фиг.4.12 Работа на алгоритъм А с немодулирано смущение с честота 200 Hz



Фиг.4.13 Работа на алгоритъм А с немодулирано смущение с честота 700 Hz



Фиг.4.14 Работа на алгоритъм А с немодулирано смущение с честота 1 kHz

## ИЗВОДИ

1. Приетото в основната теория [2] условие за хоризонтална огледална отразяваща повърхност е само ограничен частен случай. Така тази теория може да послужи само за фундаментални но ориентировъчни практически решения.

2. Реално отразяващата повърхност е сложна, което води до големи особености на изходния сигнал от радиосензора. Последното изключва като сериозно използването на т.н. твърд праг за задействане на системата и налага приложение на цифрова обработка на сигналите, която да отчита особеностите на реалните сигнали и да води до стабилизация на височината на задействане.

3. Значителна разлика на реалните от теоретично предполагаемите сигнали има поради многогълчево приемане, което е следствие на непредсказуемия характер на отразяващата повърхност.

## ПРИНОСИ

1. Изучени са реалните сигнали от изхода на автодинен радиосензор при разнообразни цели. Показана е разликата на реалните сигнали от тези, които са следствие на идеализираната теория. От това изследване основен извод е, че използването на фиксиран праг за задействане води до недопустимо голяма нестабилност на височината.

2. Предложен е метод за адаптивно задействане на системата най-вече при работа без модулация на сондиращия сигнал. Разработен е софтуер за приложение на метода. Изследвана е устойчивостта на задействане по височина със записани реални сигнали и са получени положителни резултати.

3. Предложен е метод за откриване на главния лист на функцията на Бесел с цел постигане на по-добра стабилност на задействане по височина. Разработен е софтуер за приложение на метода. Изследвана е устойчивостта на задействане по височина със записани реални сигнали и са получени положителни резултати.

4. Чрез компютърна симулация и използване на записи на реални сигнали е установено, че предложените методи водят до висока устойчивост на системата срещу смущения.

## **ПУБЛИКАЦИИ ПО ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД**

1. Пламен Г. Трендафилов , Стоян К.Танев , Петър Г. Генов . Метод за стабилизиране на височината на разрывите при радиовзривателите. Юбилейна научна конференция ”100 години авиационно образование в България” 9-10 октомври 2014 г., стр. 107-115.

2. Пламен Трендафилов . Метод за измерване на автомобилния трафик, базиран на система за близка радиолокация. SES 2014 Tenth Scientific Conference with International Participation Space Ecology Safety 12-14 November 2014 Sofia, стр. 227-230.

3. Трендафилов Пл. Г., Танев Ст. К. Адаптивен метод и алгоритъм за обработка на сигналите в един клас системи на близката радиолокация. Научна конференция 2017 ”Съвременни тенденции в авиационното обучение” 18-19 май 2017 г. гр. Долна Митрополия, стр. 166-172.

4. P. Genov, S. Tanev, P. Trendafilov . Burst altitude with radio proximity fuzes . Military Technologies and Systems Conference . Sofia 2011 .

5. P. Genov, S. Tanev, P. Trendafilov. Основни изисквания към съвременните неконтактни взриватели и проблеми при тяхното изпълнение. Basic requirements for modern Proximity Fuzes and problems in implementation. Scientific Conference. Bulgarian Air Force Academy. D. Mitropolia 2008г., стр. 332-345.

6. P. Genov, S. Tanev, P. Trendafilov. Adaptable Threshold Device for Proximity Radiolocation System Scientific Conference “SENS” with International Participation. Varna 2008 г., стр. 229-233.

## **ЛИТЕРАТУРА:**

1. Н.В.Зернов, В.Г.Карпов. Теория радиотехнических цепей. . “Энергия” 1973.
2. И. М. Коган . Ближняя радиолокация – теоритические основы. М . “Сов. Радио” 1973.
3. С.М.Смольский. Некоторые вопросы теории и расчета частотно-модурованных автодинных систем ближней радиолокации. Доклад ЦИНТИ
4. European patent application . Publ. number 0 247 981 A2
5. Г.П.Астафиев, В.С.Шевшатиевич, Ю.А.Юрков. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. “Соф. Радио” 1962
6. Хр. Шинев, А. Сладкаров. Техника на СВЧ и квантова радиотехника ”Техника”1981 г.

7. М. Абдюханов, Л. Биргер, И. Болошин. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах “Советское Радио” 1969.
8. Ф. Черный. Распространение радиоволн “Советское Радио” 1962.
9. И.Делухин О.И. Радиосистемы ближнего действия: — М.: Радио и связь, 1989.. .
10. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров, и др.; Под ред. И.Я. Кремера. М.: Радио и связь, 1984.
11. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981-
12. Обработка сигналов в радиотехнических системах: Учеб. Пособие/Далматов А.Д., Елисеев А.А., Лукошкин А.П., Оводенко А.А., Устинов Б.В.; Под ред. А.П. Лукошкина. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987..
13. Развитие методов расчета эффективной площади отражения радиолокационных целей / Ю. Ф. Нотт. ТИИЭР: Пер. с англ., 1985, т. 73, № 2,
14. Эффективная площадь отражения сложных радиолокационных целей / Н. Н. Юссеф. ТИИЭР: Пер. с англ., 1989,
15. Tsang L, Kong J, Ding K. Vol. 1. Scattering of electromagnetic waves. Theories and applications. — 2000, John Wiley & Sons, Inc
16. Tsang L, Kong J, Ding K. Vol. 2. Scattering of electromagnetic waves. Numerical simulations. 2000, John Wiley & Sons, Inc.
17. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяжённых целей. — М.: Радио и связь, 1982
18. Фельдман Ю.И., Мандуровский И.А. Теория флуктуации? локационных сигналов, отраженных распределёнными целямиш Под ред. Ю.И. Фельдмана.-М.:Радио и связь, 1988.
19. А.Б.Борзов, А.В.Соколов, В.Б.Сучков. Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен.// Успехи современной радиоэлектроники, № 9-10, 2004.
20. Бакулев П.А., Стёпин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986.
21. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк, 1970. Пер. С англ. (в 4 томах) под общей ред. К.Н. Трофимова. Том 2. Радиолокационные антенные устройства. Под ред. П.И Дудника. М.: Сов. Радио, 1977.



22. Advanced Optical Fuzing Technology . Christian M. U.S. Army Armament Research Development and Engineering Center AMSRD-AAR-AEP-F(A), Adelphi, MD 20783 J. Jiang Liu, Keith Aliberti, Gerard Dang, Wayne Chang, Paul Shen, and George Simonis U.S. Army Research Laboratory, AMSRD-ARL-SE-EM, Adelphi, MD 20783
23. Pitch for Optical Fuze as Application for Phase II of DARPA 3-D VLSI Fouad Kiamilev June 9, 2005
24. Fuzes Go Multi-role and Smart. Doug Richardson, inputs by Johnny Kegglar.-In: ARMADA International, Issue 4/2002,
25. XM784/XM785 ETFM . Development Program . Alliant Precision Fuze Company . 6 April, 2005 Фукс И.М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М., «Наука» (Главная редакция физико-математической литературы), 1972.
26. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк, 1970. Пер.с англ. (в 4 томах) под общей ред. К.Н. Трофимова. Том 1. Основы радиолокации. Под ред. Я.С. Иццоки. М.: Сов. Радио, 1976,
26. Винницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Сов. Радио., 1961 496 с.
27. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Сколника. Нью-Йорк, 1970. Пер.с англ. (в 4 томах) под общей ред. К.Н. Трофимова. Том 3. Радиолокационные устройства и системы. Под ред. А.С. Винницкого. М.: Сов. Радио, 1978.-528 с.
28. Смирнов П.Т. Цифровые фазометры. JL; Энергия, 1974.
29. Галахова О.П., Котик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии. JL; Энергия, 1976.
30. Пановко Я. Г. Введение в теорию механических колебаний. Изд.3. 1991.
31. Матвиенко А.Е., Лебедев Л.Е., Чураков П.П. Функция рассогласования по дальности радиолокационного устройства ближнего действия на основе ЛЧМ. Инфокоммуникационные технологии, 2008, т.6, Спец. выпуск «Технологии безопасности и охраны». с. 91-96.
32. А.Б.Борзов, К.П.Лихоеденко, И.В.Муратов, Г.Л.Павлов, В.Б.Сучков . Пути развития систем ближней радиолокации миллиметрового диапазона волн. МГТУ им. Н.Э.Баумана III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 26-30 октября 2009 г.
33. И. Н. Прудюс , В. Д. Голинский .Транзисторные антенны-генераторы СВЧ-диапазона .Украина „Львовская политехника” 2007 .

*Синтез и исследование на специализированные системы за близкая радиолокация*

34. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
35. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация.–М.:Радио и связь, 1993–416 с.
36. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. - М.: Радио и связь, 1989. - 440 с.
37. Орлова М.В. Обработка сигналов в комплексированных системах ближней локации: учеб. пособие.– Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007.– 76 с.
38. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: учеб. для вузов. М.: Радио и связь, 1983.
39. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
40. Вексин С.И. Обработка радиолокационных сигналов в доплеровских головках самонаведения. М.: Изд-во МАИ, 2005. 304 с.
41. Астапов Ю.М., Козлов В.И., Соболева Н.С., Хохлов В.К. Автономные информационные и управляющие системы. В 4 т. Т. 1: Труды кафедры «Автономные информационные и управляющие системы» МГТУ им. Баумана / под ред. А.Б. Борзова. М.: ООО НИЦ «Инженер», ООО «Оникс-М», 2011. С. 409-464.
42. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы/В. А. Чердынцев. – Минск: Вышэйшая школа, 1988.
43. Радиотехнические системы: [учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» /Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.]; под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – 495 с.: ил.
44. Бакулев П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. – М.: Радио и связь, 1986г.
45. Вакин С. А. Основы радио противодействия и радиотехнической разведки/ С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. М.: Советское радио, 1968.
46. Защита от радиопомех/ под ред. Максимова М. В. – М.: Советское радио, 1976г.
47. Васин В. В. Справочник-задачник по радиолокации/ В. В. Васин, Б. М. Степанов. – М.: Советское радио, 1977 г.
48. Справочник по элементам полосковой техники (направленные ответители 1-3 класса) / Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 428 с.
50. Малорадский А. Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – М.: Советское радио, 1972. – 232 с.

51. Конструирование и расчет полосковых устройств /Под ред. И.С. Ковалева. – М.: Советское радио, 1974. – 295 с.
52. Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление /Под ред. Е.П. Котова и В.Д. Каплуна. – М.: Советское радио, 1979. – 243 с.
53. Абрамов В.П., Дмитриев В.А., Шелухин С.А. Невзаимные устройства на ферритовых резонаторах. – М.: Радио и связь, 1989. – 200 с.
54. Активные фазированные решетки /В.Л. Гостюхин, В.Н. Трусов, К.Т. Климов, Ю.С. Данич; Под. ред. В.Л. Гостюхина. – М.: Радио и связь, 1993. – 270 с.
55. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование ФАР /Под. ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – 431 с.
56. Поуторжков О.М., Воробьева З.М. Печатные микрополосковые антенны. // По данным зарубеж. печати за 1965 – 1982 г. / – М.: ЦНИИ «Электроника», 1982. – 54 с.
57. Мещанов В.П., Фельдштейн А.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ. – М.: Связь, 1980.
58. Коган И.М. Проектирование радиовзрывательных устройств. -М.-МВТУ им. Н.Э.Баумана.-1964.-228с.
59. Максимов М.В. Защита от радиопомех.-М.- "Советское радио".-1976.-496с.
60. Оленин, Ю. А. Двухпозиционные радиолокационные системы обнаружения ближнего действия: основы электродинамики формирования информационных признаков сигнала / Ю. А. Оленин // Проблемы объектовой охраны : сборник научных трудов. – Пенза : Информационно-издательский центр ПензГУ, 2001. – Вып. 2. – 176 с.
61. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М. : Сов. радио, 1975. – 391 с.
62. Семенов Д. В., Ткачев Д. В. Нелинейная локация: концепция NR. Специальная техника, № 1-2, 1999 г.
63. Калабухов В. А., Ткачев Д. В. Нелинейная радиолокация: принципы сравнения. Специальная техника, № 2, 2001 г.
64. Томас Джонс. Обзор технологии нелинейной локации. Специальная техника, № 4-5, 1998 г.
65. Щербаков Г. Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов. Специальная техника, № 6, 1999г.
66. Коваленко И. Н., Филиппова А. А. Теория вероятности и математическая статистика: Учебное пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. – Высш. Школа, 1982. – 256с.

*Синтез и исследование на специализирани системи за близка радиолокация*

67. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехн. спец. вузов. - М.: Высшая школа, 1988.
68. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1992.
69. Справочник по радиолокации. Том 1. Основы радиолокации; Под ред. М. Скольникова. - М.: Сов. радио, 1976.
70. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983.
71. Barton D. K. Radar System Analysis and Modeling. Norwood, MA: Artech House, 2004.
72. Сборник задач и упражнений по курсу «Радиоприемные устройства. Учеб. пособие для вузов; Под ред. В. И. Сифорова. М.: Радио и связь, 1984.
73. Теоретические основы радиолокации; Под ред. В. Е. Дулевича. - М.: Сов. радио, 1978.
74. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели. - М.: Сов. радио, 1975.
75. Дж. Орир. Популярная физика – Издательство "МИР" Москва 1964г.