

## ВАРИАНТ НА ДОПЛЕРОВСКИ ОТКРИВАТЕЛ ЗА БЛИЗКО РАЗСТОЯНИЕ С ПОВИШЕНА ЧУВСТВИТЕЛНОСТ

Теодора Петрова, Михаил Желязов

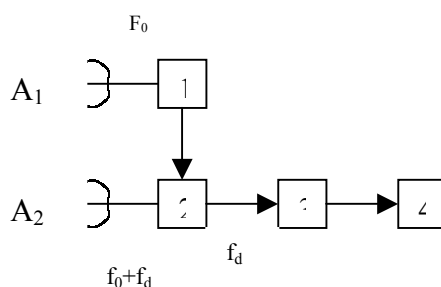
РУ "Ангел Кънчев", гр. Русе, ул. "Студентска" № 8  
Факултет ЕЕА, Катедра КТТ  
e-mail: mjeliazov@mail.bg

**Ключови думи:** доплеровски откривател, отношение сигнал/шум, близка радиолокация

**Резюме.** В доклада е предложен импулсен метод за борба със собствените смущения с честота  $1/f$  в откриватели на радиолокационни сигнали от доплеровски тип. Синтезиран е модел на устройство за реализиране на метода в системите за близка радиолокация. В доклада е показано, че в радиолокационните системи, при които честотата на доплеровия сигнал не превишава няколко десетки килохерца отношението сигнал / шум може да се увеличи чувствително – до един порядък.

Доплеровите СВЧ-откриватели за близки разстояния (ДОБР) намират широко приложение [1] в системите за контрол на автотранспорта, в системите за контрол на полетите и приземяването на самолети, в охранителните системи. Чувствителността, която се ограничава като правило от собствените шумове с честоти  $1/f$ , но приемника се явява важна характеристика ДОБР. На въпросите, относно повишената чувствителност на радиоприемните устройства за СВЧ е отделено по-голямо внимание в [2, 3]. В статията е предложен модифициран за повишаване на чувствителността на ДОБР и понижаване на шумовете [4], притежаващ по-голямо време за корелация. В предложената структурна схема на ДОБР се анализират неговите характеристики.

На Фиг. 1 е показана структурната схема на класически ДОБР, работещ в непрекъснат режим [5].



Фиг. 1. Структурна схема на ДОБР: 1 - СВЧ генератор, 2 - смесител, 3 - усилвател на доплерова честота, 4 - устройство за обработка на нискочестотни сигнали,  $A_1$  - предавателна антена,  $A_2$  - приемна антена.

СВЧ-колебанието с честота  $f_0$  постъпва от изхода на СВЧ-генератор 1 към входа на предавателната антена  $A_1$ . Постъпващото на входа на приемната антена  $A_2$  колебание с честота  $f_0+f_d$  се преобразува от смесителя 2 в доплеров сигнал с честота  $f_d$ , който преминавайки през усилвателя на доплерова честота (УДЧ) - 3,

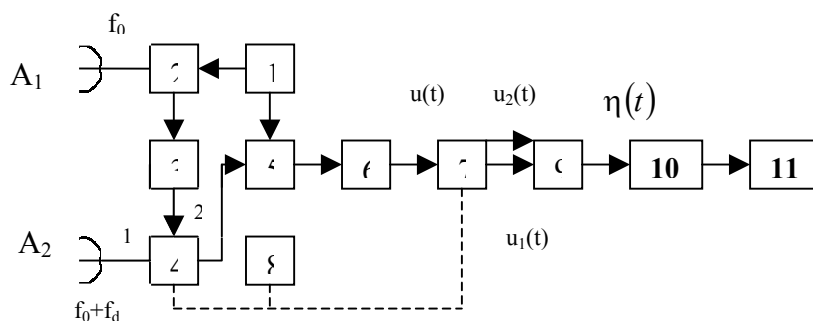
постъпва в устройството за обработка на нискочестотни сигнали - 4. Шумовете в приемника се определят [2] от амплитудните флукутации на СВЧ-генератора, шумовете в смесителните диоди и шума от УДЧ. Шумовете са изброени по реда на намаляване на влиянието върху чувствителността на различните видове ДОБР.

Амплитудния шум на СВЧ-генератора постъпва в приемника по два пътя [5]. Първият е чрез детектиране на СВЧ-колебанието, постъпващо от хетеродина на смесителя. Този шум може да се потисне с 15...20 dB, чрез използването на балансен смесител [2]. А вторият път е синхронно детектиране на СВЧ-колебанието, просмукало се между предавателната и приемната антена заради неидеалното развързване [3,5]. Това просмукано колебание се разпространява по пътя на полезния сигнал, поради което неговите амплитудни флукутации не се подтискат от балансния смесител, а се пренасят в областта на ниските честоти. Просмуканите колебания могат да се компенсират [6], събирайки го противофазно със СВЧ-колебанието, равно по амплитуда и фаза постъпващо от компенсиращия СВЧ-канал, съдържащ регулируем атенюатор и фазовръщател с електронно управление. При добра настройка на този СВЧ-компенсатор, чувствителността на ДОБР ще се ограничава само от шумовете на смесителя и УДЧ. По - надолу се предлага ДОБР, в които се компенсират  $1/f$ -шумовете както от генератора, смесителя така и от включения след тях усилвател.

Енергийният спектър на сумарния шум на изхода на смесителя на ДОБР се описва от израза :

$$(1) \quad S_{\Sigma}(f) = \frac{A_0}{f^\gamma} + N_0.$$

Спектърът съдържа [7, 8]: високочестотна равномерна съставяща със спектрална интензивност  $N_0$  и нискочестотна  $1/f$ -съставяща ( $\gamma = 1$ ), спектралната интензивност на която е равна на  $A_0$  с честота 1 kHz. Честотата  $f_n$ , на която интензивността на равномерно съставящата и  $1/f$ -съставящата се нарича честота на „изкривяване“, на спектъра. В ДОБР от сантиметровия обхват, изкривяващата честота  $f_n$  обикновено е няколко десетки kHz и по правило превишава горната честота  $f_B$  на доплеровия сигнал. УДЧ имат лента на пропускане  $f_H \leq f \leq f_B$ , която се намира в областта на ниските честоти, където преобладават  $1/f$ -съставящите. Те могат да се подтиснат [4], като се използва обстоятелството, че функцията на корелация на  $1/f$ -шумовете бързо спада с увеличаване на времето [7, 9, 10].



Фиг.2. Структурна схема на ДОБР с повишена чувствителност: 1 – СВЧ-генератор, 2 – насочен разклонител, 3 – спомагателен СВЧ-канал, 4 – СВЧ-превключвател, 5 – смесител, 6 – УМЧ, 7 – превключвател, 8 – устройство за управление на превключвателите, 9 – диференциален усилвател, 10 – филтър на доплерова честота, 11 – устройство за обработка на нискочестотни сигнали,  $A_1$  – предавателна антена,  $A_2$  – приемна антена.

На Фиг. 2 е показана структурната схема на устройството. Входът на смесителя 5 е включен към входа на СВЧ- превключвател 4.

В положение 1 на превключвателя 4, на входа на смесителя постъпват колебания от приемната антена, съдържащи доплеров сигнал, и колебания от генератора 1 просмукани от предавателната антена  $A_1$  в приемната антена  $A_2$  заради неидеалното развързване между двете.

Между СВЧ-генератор 1 и излъчващата антена има насочен разклонител 2, през който по вспомагателния СВЧ-канал 3, на входа на превключвателя 4 постъпва СВЧ-колебание със същите амплитуда и фаза, както на СВЧ-колебанията, просмукани от антена  $A_1$  в антена  $A_2$ . В положение 2 на превключвателя 4 същото колебание се пропуска към смесителя 5. Последователното включване на всеки канал става с период на повторение  $T$ , който се избира в интервала  $T < 1/f_n$ . След смесителя има усилвател на междинна честота (УМЧ) 6. На изхода на УМЧ (виж Фиг. 2) се наблюдава процеса :  $u(t) = u_1(t) + u_2(t)$ , събираемите на който могат да се представят във вид на модулирани по амплитуда импулсни последователности:

$$(2) \quad \begin{aligned} u_1(t) &= [U_c(t) + U_w(t)]\varphi(t), \\ U_2(t) &= U_w(t)\varphi\left(t - \frac{T}{2}\right). \end{aligned}$$

В тези изрази  $U_c(t)$ - напрежение на полезния сигнал;  $U_w(t)$ -напрежение на шума;  $\varphi(t)$ -периодичната последователност от правоъгълни импулси с единична амплитуда:

$$(3) \quad \begin{aligned} \varphi(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \varphi_0(t - kT), \\ \varphi_0(t) &= 1, \quad 0 \leq t < \frac{T}{2}, \\ \varphi_0(t) &= 0, \quad t < 0, \quad t \geq \frac{T}{2}. \end{aligned}$$

След УМЧ е превключвателя 7, които работи в синхрон с СВЧ- превключвателя 4. През превключвателя 7 импулсните последователности  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  постъпват на входа на диференциалния усилвател 9. Процесите  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  съдържат  $1/f$ - шумове корелационната функция на които за интервала  $\frac{T}{2}$  се изменя незначително, ако е изпълнено условието  $T < 1/f_n$ . Поради което в разликата  $\eta(t) = u_1(t) - u_2(t)$  на изхода на диференциалния усилвател 9,  $1/f$ -шума е подтиснат. Филтърът на доплерова честота (ФДЧ) 10, в който става възстановяването на полезния сигнал чрез процеса  $\eta(t)$  има лента на пропускане  $f_H \leq f \leq f_B$ . На изхода на ФДЧ се наблюдава доплеров сигнал на фона на отслабените  $1/f$ -шумове от генератора, смесителя и УПЧ.

Основна характеристика на откривателя е шумоустойчивостта, която зависи от отношението на средната мощност на сигнала към средната мощност на шума [3, 5, 11]. Определеният коефициент на подобряване на отношението сигнал / шум на входа на приемника е в границите  $f_H \leq f \leq f_B$  и има вида:

$$(4) \quad K = \frac{(P_{c\eta} / P_{u\eta})}{(P_c / P_w)},$$

където  $P_c, P_{ш}$  – средните мощности на полезния сигнал и шума в стандартен ДОБР, а  $P_{c\eta}, P_{ш\eta}$  – средните мощности на полезния сигнал и шума в анализираният ДОБР.

За изчисляване мощността на сигнала и на шума на изхода на ФДЧ трябва да се намери [11, 12] енергийния спектър на процеса  $\eta(t)$  на изхода на диференциалния усилвател:

$$(5) \quad G_{\eta}(f) = G_{u_1}(f) + G_{u_2}(f) - 2\text{Re}\{S_{12}(f)\},$$

където

$$(6) \quad G_{u_1}(f) = \frac{1}{Q^2} [S_{ш}(f) + \Delta S_{ш}(f) + S_c(f)],$$

$$(7) \quad G_{u_2}(f) = \frac{1}{Q^2} [S_{ш}(f) + \Delta S_{ш}(f)]$$

енергийните спектри на процесите  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ , при които са отчетени само тези събираеми, които попадат в лентата на пропускане на ФДЧ. Общият енергиен спектър на  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  ще бъде определен по късно.

В изразите (6) и (7)  $Q = T/\tau$  – дълбочина на модулираните импулси, където  $\tau$  – продължителност на импулса;  $S_{ш}(f)$  – енергиен спектър на непрекъснатия шум, описан с формула (1);  $S_c(f)$  – енергиен спектър на доплеровия сигнал;

$$(8) \quad \Delta S_{ш}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{Q}\right)}{\left(\frac{n\pi}{Q}\right)^2} \left( S_{ш}\left(f - \frac{n}{T}\right) + S_{ш}\left(f + \frac{n}{T}\right) \right)$$

-сумата от съставлящите на комбинационния шум, възникващи при модулация с шум  $U_{ш}(t)$  на хармониците с честотата на следване на импулсите [11, 12].

Взаимният енергиен спектър се описва с помощта на израза

$$(9) \quad S_{12}(f) = \frac{1}{Q^2} [S_{ш}(f) + \Delta S_{12}(f)],$$

в който [12]

$$\Delta S_{12}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{Q}\right)}{\left(\frac{n\pi}{Q}\right)^2} \left( S_{ш}\left(f - \frac{n}{T}\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{T} n\delta\right) + S_{ш}\left(f + \frac{n}{T}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{T} n\delta\right) \right).$$

$\delta$  – интервал от време между импулсните последователности  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . В случаите, когато  $\delta = \frac{T}{2}$ , тогава израза  $\Delta S_{12}(f)$  се опростява:

$$\Delta S_{12}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{Q}\right)}{\left(\frac{n\pi}{Q}\right)^2} (-1)^n \left( S_{ш}\left(f - \frac{n}{T}\right) + S_{ш}\left(f + \frac{n}{T}\right) \right).$$

На Фиг. 4 е показан енергийният спектър  $G_{u_1}(f)$  (6), където е показана само една комбинационна съставляща  $\Delta S_{ш}(f)$ , свързана с първия ( $n=1$ ) хармоник на

честотата  $\Phi = 1/T$  на повторение на импулсите. Енергийният спектър  $G_{u_2}(f)$  (7) се отличава на показаното на фиг. 4 само с отсъствието на сигналната съставяща  $S_c(f)$ . От фигурата се вижда, че когато е изпълнено неравенството  $\Phi > f_n$ , в лентата на пропускане на ФДЧ попадат само комбинационните съставящи с равномерен спектър.

С отчитане на (5)-(9), енергийният спектър на процеса  $\eta(t)$  на изхода на филтъра на доплерова честота придобива вида :

$$(10) \quad G_{\eta}(f) = \frac{1}{Q^2} [G_{u\eta}(f) + S_c(f)]$$

където

$$(11) \quad G_{u\eta}(f) = 4 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin^2\left(\frac{(2m-1)\pi}{Q}\right)}{\left(\frac{(2m-1)}{Q}\right)^2} \left( S_u\left(f - \frac{2m-1}{T}\right) + S_u\left(f + \frac{2m-1}{T}\right) \right)$$

$$P_{c\eta} = \int_{f_n}^{f_b} \frac{S_c(f)}{Q^2} df = \frac{P_c}{Q^2}$$

Изразът (11) определя енергийния спектър на тези комбинационни шумове, които попадат в лентата на ФДЧ  $f_H \leq f \leq f_B$  вследствие пренасянето на високочестотните съставящи на шума с честоти близки до  $\frac{2m-1}{T}$ , където  $m$  е цяло число. Тези шумове не могат да бъдат подтиснати, но те са чувствително ограничени в ДОБР. От израза (11) също следва, че колкото по-малка е дълбочината на модулацията  $Q = T/\tau$ , толкова по-малък е тегловият коефициент, влизащ под знака на сумата, толкова е по-слаба интензивността на комбинационния шум. За това, когато  $Q = 2$ , стойността на  $G_{u\eta}(f)$  оказва много малко влияние. Интегралната

мощност на шума в честотната граница  $f_H \leq f \leq f_B$  е равна на  $P_{u\eta} = \int_{f_H}^{f_B} \frac{G_{u\eta}(f)}{Q^2} df$ .

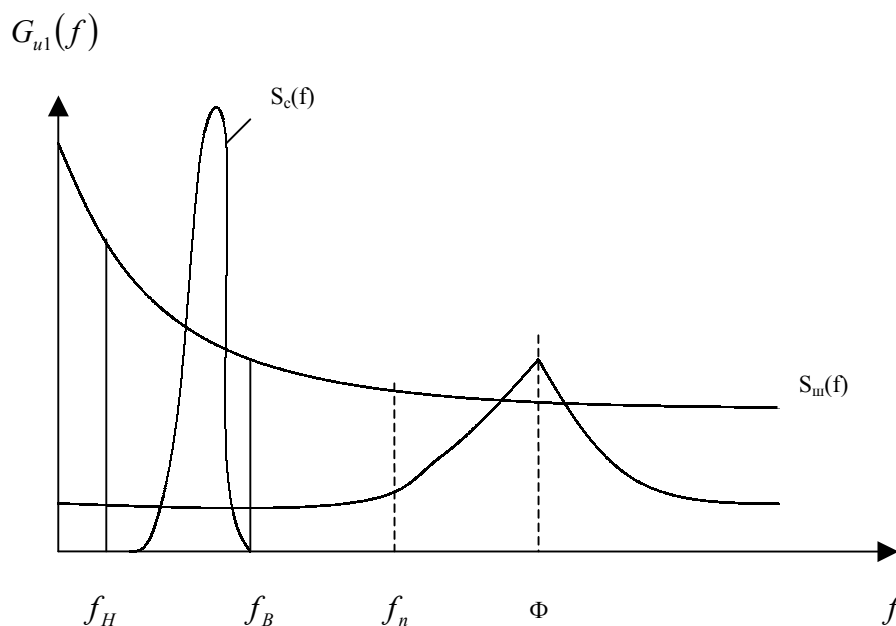
Мощността на доплеровия сигнал се намира от (10):

$$P_{c\eta} = \int_{f_H}^{f_B} \frac{S_c(f)}{Q^2} df = \frac{P_c}{Q^2}$$

В такъв случай коефициентът (4) подобрява отношението сигнал / шум на входа на приемника и има вида:

$$(12) \quad K = \frac{P_0}{Q^2 P_{u\eta}}$$

Коефициентът  $K$  подобрява отношението сигнал/шум и зависи от честотата  $f_H$  на изкривяването на спектъра, честотата на повторение на импулсите  $\Phi$ , дълбочината на модулация на импулсите  $Q$  в лентата на пропускане на ФДЧ. Кривите, показващи зависимостта на коефициента  $K$  от честотата на превключване  $\Phi$  при различни стойности на  $f_H$  и  $Q$  са показани на Фиг. 5.



Фиг. 4. Энергийна диаграма на процесите.

Разчетът е изпълнен за ДОБР, използван в охранителните системи:  $f_H = 10\text{Hz}$ ,  $f_B = 200\text{Hz}$ . При увеличаване на  $\Phi$ , коефициентът на подтискане расте, което се обяснява с намаляването на дела на комбинационната съставлява на  $1/f$ - шумовете. При  $\Phi > f_n$  техния принос остава пренебрежително малък и кривите се стремят към насищане. При дълбочина на модулацията -  $Q=2$ , коефициентът  $K$  е максимален. Кривите на зависимостите на коефициента  $K$  от горната честота  $f_B$  на ФДЧ при  $f_H = 10\text{Hz}$ ,  $\Phi = 100\text{kHz}$ ,  $f_H = 100\text{kHz}$ , за дълбочина на модулацията, съответно  $Q = 2$  и  $Q = 4$ , данните са показани на Фиг. 6. Стойностите на коефициента намаляват при нарастване на лентата на пропускане на фДЧ.

Нека сега да оценим влиянието на лентата на пропускане на УМЧ върху енергийните загуби на полезния сигнал при  $Q=2$ . По-долу енергийните процеси ще се отбелязват със знак „ $\tilde{u}$ ”.

Предполага се, че мощността на сигнала е значително по-голяма от мощността на приемника  $P_{c\eta} \gg P_{u\eta}$ . Тъй като интервала на корелация на полезния сигнал  $U_c(t)$  е много по-голям от периода на повторение на импулсите  $T$ , ще се счита, че:  $U_c = U_0 = \text{const}(t)$ . Загубата на сигнала се оценява като намаляване на неговата постоянна съставлява в изхода на изваждащото устройство. Алгоритъмът е следния:

Изчислява се преобразованието на Фурие на процеса  $\tilde{u}(t)$  в изхода на УМЧ.

$$(13) \quad \langle \tilde{u}(t) \rangle = \langle u(t) \rangle H_{\text{УПЧ}}(f),$$

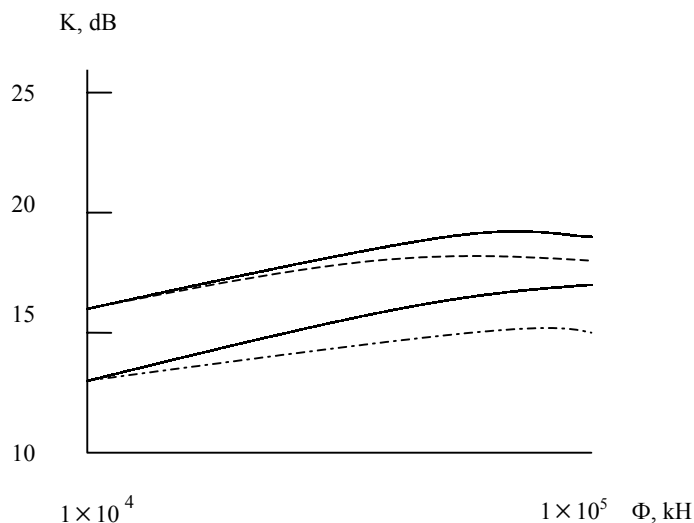
където  $\langle \cdot \rangle$  - право преобразоване на Фурие,  $H_{\text{УПЧ}}(f)$  - комплексен коефициент на предаване на УМЧ.

Изчислява се с преобразованието на Фурие за процесите, постъпващи на входа на диференциалния усилвател, използвайки изразите:

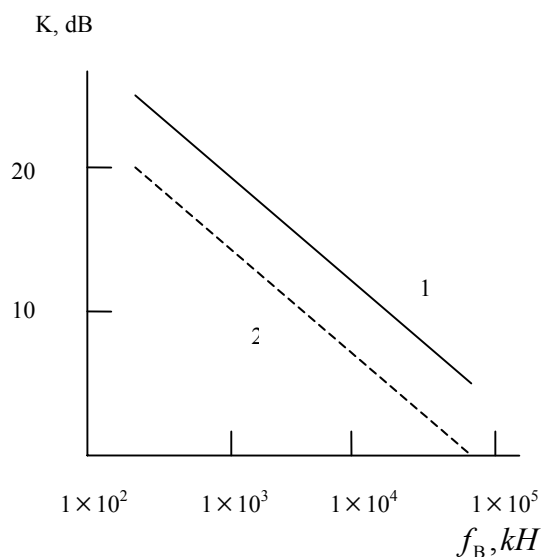
$$\langle \tilde{u}_1(t) \rangle = \langle \tilde{u}(t) \rangle * \langle \varphi(t) \rangle,$$

$$\langle \tilde{u}_2(t) \rangle = \langle \tilde{u}(t) \rangle * \left\langle \varphi \left( t - \frac{T}{2} \right) \right\rangle.$$

където „\*“ - операция „пакетиране“; функцията  $\varphi(t)$  определена в (3).



Фиг. 5. Зависимост на коефициента при подобряване на отношението сигнал/шум от честотата на превключване: 1 -  $Q=2$ ,  $f_H = 100\text{kHz}$ ; 1' -  $Q = 4$ ,  $f_n = 100\text{kHz}$ ; 2 -  $Q=2$ ,  $f_n = 50\text{kHz}$ ; 2' -  $Q=4$ ,  $f_n = 50\text{kHz}$ .



Фиг. 6. Зависимост на коефициента на подобряване на отношението сигнал/шум от горната гранична честота на лентата на пропускане на ФДЧ: 1 -  $Q = 2$ ; 2 -  $Q = 4$ .

$\Delta f_{\text{УМЧ}} / \Phi$	2	4	8	16	32
$K_s$ , дБ	5,2	2,2	1,0	0,5	0,3

--	--	--	--	--	--

Табл.1. Зависимост на коефициента на загуби на полезния сигнал в лентата на пропускане на УМЧ от честотата на повторение на импулсите

Относителното намаляване на постоянната съставляваща в разликата от импулсните процеси се определя от израза:

$$(14) \quad K_s = \frac{\langle \tilde{u}_1(t) \rangle|_{f=0} - \langle \tilde{u}_2(t) \rangle|_{f=0}}{\langle u_1(t) \rangle|_{f=0}},$$

където  $f = 0$  е Фурие-съставящата на честота  $f = 0$ .

В таблицата са показани резултатите от пресмятането на коефициента на загуба на полезен сигнал-  $K_s$  с използването на УМЧ, който представлява филтър на Бтъруърт за ниски честоти от втори ред. От таблицата се вижда, че при лента на пропускане по широка в десет и повече пъти от честотата на повторение на импулсите, загубите на полезен сигнал са по-малки от 1dB.

В заключение може да се каже, че:

1. При работа на реален ДОБР коефициентът на подобряване на отношението сигнал/шум може да има по-ниска стойност от разчетната, тъй като при изчисленията не са отчетени нестабилността на коефициентите на усилване в каналите, флукуациите на честотата на повторение, продължителността на импулсите, и други нестабилности на характеристиките.

2. Разгледаният ДОБР съдържа компенсационен СВЧ-канал с фазовръщател, който има електронно управление и широк диапазон на пренастройка. Тези фазовръщатели като правило са скъпо струващи, и в случаите, когато делът на амплитудните флукуации, просмукани във входа на смесителя значително превишават останалите шумове, може да се откаже тяхното използване. В тези случаи към изхода на превключвател 7 (Фиг. 2) се включва двуканално устройство за цифрова обработка на сигнали за донастройка на фазата и модула на коефициента за предаване на канала по шум, и следващо изваждане на шума от сумата сигнал + шум. При това има само едно изискване към фазата на сигнала постъпващ към входа на смесителя по компенсационния канал. Тя не трябва да е изместена  $\pm \frac{\pi}{2}$  относно фазата на сигнала от хетеродина.

## Литература

1. Шелухин О. И. Радиосистемы ближнего действия. М.: Радио и связь, 1989.
2. Сиверс А. П., Клич С. М., Кривенко А. С. и др. Проектирование радиоприемных устройств. М.: Сов. Радио, 1976.
3. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986.
4. Dollinger K. Noise Reduction Systems: Patent USA 2970276, C1.330/9. Jan. 31. 1961.
5. Бакулев П. А., Сосновский А. А. Радиолокационные и радионавигационные системы. М.: Радио и связь, 1994.
6. Лосев Ю. И., Бердников А. Г., Гойхман Э. Ш., Сизов Б. Д. Адаптивная автокомпенсация помех в каналах связи. М.: Радио и связь, 1988.
7. Малахов А. Н. Флукуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1968.
8. Graffeuil J., Plana R. // Proc. 24<sup>th</sup> European Microwave Conf. Cannes, France. 5-8 Sept. 1994. L.: Nexus Media, 1994. V. 1. P. 62.
9. Климонтович Ю. Л. Турбулентное движение и структура хаоса. М.: Наука, 1990.
10. Паленскис В. П., Леонтьев Г. Е., Миколайтис Г. С. // РЭ. 1976. Т. 10. №11. С. 2433.



11. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.
12. Малышев В. М., Усыченко В. Г.// Изв. вузов. Радиофизика. 1995. Т.38. №5. С. 481.