

# ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 621.375

*Т.Д. ГУЦОЛ, канд. техн. наук, О.Д. ЧЕРЕНКОВ, д-р техн. наук,  
В.В. СЕМЕНЕЦЬ, д-р техн. наук*

## АНАЛІЗ СИСТЕМИ ПРИГНІЧЕННЯ ПОТУЖНОЇ ВУЗЬКОПОЛОСНОЇ ПЕРЕШКОДИ В РАДІОМЕТРИЧНОМУ ПРИЙМАЧІ

### Вступ

Відомо, що потужна вузькосмугова перешкода, що порівнюється за рівнем з сигналом гетеродина і що діє поблизу частоти гетеродина, поступатиме на змішувач і створюватиме пошкодження сигналу, що приймається [1]. Зважаючи на відсутність у даного класу радіометрів преселектора, така перешкода практично безперешкодно проникатиме на змішувач.

Оскільки частота перешкоди знаходиться поза смугою прийому корисного сигналу, то для звичайних методів захисту від перешкод вона залишається «непоміченою» [2].

У відомій літературі відсутні способи боротьби з подібного класу перешкодами [3]. В результаті виникла необхідність досліджень з розробки способу пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

### Літературний огляд

У літературних джерелах розглянуто, що вузькосмугова перешкода пригнічуватиметься вхідним колом залежно від величини настроєння частоти перешкоди, що несе, від центральної частоти вхідного кола [4]. Оскільки вузькосмугова перешкода знаходиться поза смугою прийому корисного сигналу, її пригнічення виявляється непередбачуваним [5, 6 – 9].

У літературі для цілей радіометричного прийому відсутні способи боротьби з подібного класу перешкодами [10].

В зв'язку з цим метод пригнічення вузькосмугової перешкоди поблизу частоти гетеродина, заснований на автоматичному виявленні перешкоди, поєднанні з нею частоти гетеродина і підтримці постійності гетеродинуючого сигналу, виявляється переважним і вимагає додаткових досліджень.

### Об'єкт, мета і завдань дослідження

*Об'єкт дослідження.* Процес пригнічення вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

*Метою роботи* є аналітичний аналіз методу і схеми в структурі радіометричного приймача для пригнічення вузькосмугової перешкоди поблизу частоти гетеродина.

Для досягнення поставленої мети необхідно було виконати наступні завдання:

1. Обґрунтувати схему приймача з пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди на його вході.
2. Обґрунтувати роботу СВЧ-ключа приймача керування суматорів напруги і фазового детектор у разі появи потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина.

### Аналіз системи пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина

Функціональна схема радіометричного приймача для пригнічення потужної вузькосмугової перешкоди, що діє поблизу частоти гетеродина, приведена на рис. 1.



Виходячи з вимоги постійності амплітуди гетеродина, запишемо:

$$u'_G(t) + u_G(t) = (U_G - \Delta U_G) \cos(\omega t + \varphi) + A_H \cos \omega t = U_G \cos(\omega t + \varphi), \quad (3)$$

Звідки

$$\sqrt{[A_H + (U_G - \Delta U_G) \cos \omega]^2 + (U_G - \Delta U_G)^2 \sin^2 \varphi} = U_G. \quad (4)$$

Із (4) знайдемо необхідну величину зміни амплітуди гетеродина:

$$\Delta U_G = A_H \cos \varphi + U_G - \sqrt{U_G^2 - A_H^2 \sin^2 \varphi}. \quad (5)$$

Враховуючи, що  $A_H \ll U_G$ , запишемо:

$$\Delta U_G = A_H \cos \varphi \quad (6)$$

В силу незалежності функціонування схем АПЧ і автоматичного регулювання амплітуди (АРА) помилки регулювання цих схем також вважаємо незалежними. У такому разі помилка пригнічення перешкоди визначиться як сума середніх квадратів погрешностей кожної з схем. Визначимо помилку схеми автоматичного регулювання амплітуди.

Представимо цю схему в зручнішому для аналізу виді (рис. 2).

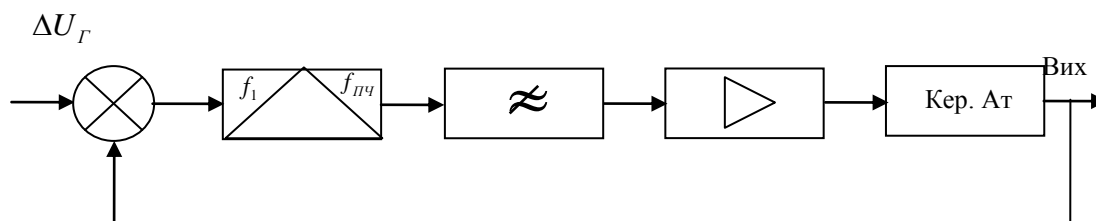


Рис. 2. Схема автоматичного регулювання амплітуди

Задаючою дією тут являтиметься необхідна величина зміни амплітуди гетеродина  $\Delta U_G$ . З урахуванням прийнятих вище припущень передатна функція схеми матиме вигляд

$$K_A(p) = \frac{k_1}{T_1 p + k_1 + 1}, \quad (7)$$

де  $k_1 = S_i = S_{AT}$  – повний коефіцієнт посилення розімкненого кола схеми АРА.

Тоді помилка визначиться так:

$$\Delta A_{ПЧ} = C_{0_A} \Delta U_G = C_{0_A} A_H \cos \varphi, \quad (8)$$

де  $C_{0_A}$  – коефіцієнт помилки, визначається як [11]:

$$C_{0_A} = 1 - K_A(0) = \frac{1}{k_1 + 1}. \quad (9)$$

Тоді

$$\Delta A_{ПЧ} = \frac{A_H \cos \varphi}{k_1 + 1}. \quad (10)$$

З (10) видно, що при збільшенні коефіцієнта посилення схеми помилка може бути досягнута скільки завгодно малої величини.

Визначимо помилку схеми автоматичного регулювання амплітуди (АРА) в результаті дії шумів вхідних кіл радіометра.

Вважаючи вхідні шуми ергодичним нормальним випадковим процесом з рівномірним спектром і спектральною щільністю  $S_0$ , визначимо дисперсію помилки відповідно до виразу [12]:

$$\sigma_A^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_0 K_A^2(\omega) d\omega, \quad (11)$$

де  $K_A(\omega)$  – модуль комплексної частотної характеристики системи АРА.

Підставивши в (11) формулу (7), замінивши  $P$  на  $j\omega$ , отримаємо:

$$\sigma_A^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_0 \frac{k_1^2}{|T_1 j\omega + k_1 + 1|^2} d\omega = \frac{S_0 k_1^2}{2T_1(k_1 + 1)}, \quad (12)$$

Із (12) видно, що збільшення коефіцієнта посилення схеми приводить до збільшення дисперсії помилки. Зменшити помилку можна шляхом збільшення  $T_1$ , що негативно позначиться на швидкодії схеми АРА.

Визначимо помилку пригнічення перешкоди за рахунок впливу схеми АПЧ. Вплив схеми АПЧ виражатиметься в зміні фазового кута між коливаннями гетеродина і перешкоди. В цьому випадку необхідна величина зміни амплітуди гетеродина при дії перешкоди може бути представлена так:

$$\Delta U_r(t) = A_{II} \text{Cos}[\varphi - \delta\varphi(t)], \quad (13)$$

де  $\Delta\varphi(t)$  – зміна фазового кута за рахунок помилки схеми АПЧ, яка може бути виражена через помилку підстроювання частоти:

$$\Delta\varphi(t) = 2\pi \int_0^t \Delta f_r(t) dt. \quad (14)$$

Для малих приростів  $\Delta\varphi(t)$  формулу (13) можемо перетворити до виду

$$\Delta U(t) = A[\text{Cos}\varphi \text{Cos}\delta\varphi(t) + \text{Sin}\varphi \text{Sin}\delta\varphi(t)] \approx A \text{Cos}\varphi + A \text{Sin}\varphi \delta\varphi(t). \quad (15)$$

Звідки, якщо відняти (6), отримаємо:

$$\Delta U_r(t) = \Delta U_r(t) - \Delta U_r = A_{II} \text{Sin}\varphi \delta\varphi(t). \quad (16)$$

При фіксованих частотах гетеродина і перешкоди помилка управління частотою гетеродина

$$\delta f_r = \frac{|f_r - f_{II}|}{k_2 + 1}, \quad (17)$$

де  $k_2 = S_d S_y$  – повний коефіцієнт посилення розімкненого кола схеми АПЧ.

Тоді з (16) з обліком (14) отримаємо:

$$\Delta U_r(t) = \frac{2\pi |f_r - f_{II}| t}{k_2 + 1} A_{II} \text{Sin}\varphi. \quad (18)$$

З (18) видно, що за рахунок збільшення  $k_2$  в початковий момент помилка пригнічення

перешкоди може бути досягнута скільки завгодно малою, проте, зі збільшенням часу функціонування схеми АПЧ, помилка зростатиме.

Визначимо помилку пригнічення перешкоди за рахунок впливу внутрішніх шумів приймача на схему АПЧ. Вважаємо, що на вході схеми АПЧ діють шуми, що є ергодичним нормальним випадковим процесом з рівномірним спектром і спектральною щільністю  $S_0$ .

З (16) запишемо вираз для дисперсії флуктуації амплітуди перешкоди за рахунок випадкової зміни фази коливань гетеродина:

$$\sigma_{A\omega}^2 = A_{II}^2 \text{Sin}^2 \varphi \sigma_\varphi^2, \quad (19)$$

де  $\sigma_\varphi^2$  – дисперсія флуктуації фази гетеродина за рахунок дії шумів на схему АПЧ, яка може бути визначена так:

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\Delta\omega_{ef}}{2}}^{\frac{\Delta\omega_{ef}}{2}} S_\varphi(\omega) d\varphi, \quad (20)$$

де  $S_\varphi(\omega)$  – спектральна щільність флуктуації фази коливань гетеродина;  $\Delta\omega_{ef}$  – ефективна смуга схеми АПЧ.

Ефективна смуга схеми АПЧ може бути отримана з [9]:

$$\Delta\omega_{ef} = \frac{1}{2\pi K_\omega^2(0)} \int_{-\infty}^{\infty} K_\omega^2(\omega) d\varphi, \quad (21)$$

де  $K_\omega(\omega)$  – де модуль комплексної частотної характеристики схеми АПЧ.

Запишемо вираз для  $K_\omega(\omega)$  в наступному виді:

$$K_\omega(\omega) = \frac{k_2}{|T_2 j\omega + k_2 + 1|} = \frac{k_2}{\sqrt{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2}}. \quad (22)$$

$$K_\omega(\omega) = \frac{k_2}{|T_2 j\omega + k_2 + 1|} = \frac{k_2}{\sqrt{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2}}.$$

Після підстановки (22) в (21) отримаємо:

$$\Delta\omega_{ef} = \frac{(k_2 + 1)^2}{2\pi k_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k_2^2}{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2} d\omega = \frac{k_2 + 1}{2T_2}. \quad (23)$$

Значення  $S_\varphi(\omega)$  знайдемо через спектральну щільність флуктуації частоти гетеродина:

$$S_\varphi(\omega) = \frac{S_\omega(\omega)}{\omega^2}. \quad (24)$$

Величина  $S_\omega(\omega)$  по відомій спектральній щільності шумів, що діють на вході схеми АПЧ, визначається виразом

$$S_\omega(\omega) = S_0 K_\omega^2(\omega) \alpha_{ПРШ} = \frac{S_0 k_2^2 \alpha_{ПРШ}}{T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2}, \quad (25)$$

де  $\alpha_{ПРШ} = 1 \text{ рад}^2/\text{Вт}$  – одиничний коефіцієнт, що враховує перетворення в схемі АПЧ амплітудних шумів у флуктуацію частоти.

Після підстановки отриманих результатів в (20) запишемо:

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{k_2+1}{4T_2}}^{\frac{k_2+1}{4T_2}} \frac{S_0 k_2^2 \alpha_{\text{ППШ}}}{\left[ T_2^2 \omega^2 + (k_2 + 1)^2 \right]} d\omega = \frac{S_0 k_2^2 T_2 \alpha_{\text{ППШ}}}{(k_2 + 1)^3} \arctg \frac{1}{4}. \quad (26)$$

Остаточний вираз для дисперсії флуктуації амплітуди перешкоди за рахунок дії шумів на схему АПЧ матиме вигляд:

$$\sigma_{A\omega}^2 = A_{\text{П}}^2 \frac{S_0 k_2^2 T_2 \text{Sin}^2 \varphi \alpha_{\text{ППШ}} \arctg 0,25}{(k_2 + 1)^3}. \quad (27)$$

З (27) видно, що  $\sigma_{A\omega}^2$  може бути зменшена за рахунок збільшення коефіцієнта посилення розімкненого кола схеми АПЧ  $k_2$ , що співпадає з вимогами (18).

Сумарна помилка за рахунок дії внутрішніх шумів в розглянутому методі пригнічення перешкод може бути записана так:

$$\sigma_{\text{Ш}}^2 = \sigma_A^2 + \sigma_{A\omega}^2 = \frac{S_0 k_1^2}{2T_1(k_1 + 1)} + A_{\text{П}}^2 \frac{S_0 k_2^2 \text{Sin}^2 \varphi \alpha_{\text{ППШ}} \arctg 0,25}{(k_2 + 1)^3}. \quad (28)$$

З аналізу цього методу пригнічення перешкоди можна зробити висновок, що для зменшення вкладу в загальну похибку схемою АРА, потрібне введення в її прямій гілці інтегруючої ланки, що дозволяє отримати помилку по положенню рівної нулю, при цьому помилка за рахунок дії внутрішніх шумів може бути понижена зменшенням коефіцієнта посилення схеми АРА і збільшенням постійною часу фільтру  $T_1$ . Для виключення помилки подавлення перешкоди і рахунок помилки управління частотою гетеродина схемою АПЧ (18), в колі управління частотою також необхідно встановити інтегруючу ланку. Тоді помилка схеми АПЧ визначатиметься внутрішніми шумами схеми і може бути зроблена скільки завгодно малою за рахунок збільшення коефіцієнта посилення.

Оцінимо виграш в завадостійкості радіометра при застосуванні цієї схеми.

У даному типі радіометрів найкращі характеристики матиме змішувач, виконаний на основі діодів з бар'єром Шотки (ДБШ). При великих рівнях вхідного сигналу вольтамперну характеристику ДБШ доцільно представляти статечною апроксимацією:

$$i(u) = i_0 u^m,$$

де  $m$  – міра апроксимації [13 – 14].

Можна показати, що при однакових частотах гетеродина і перешкоди вираз для відношення сигнал/перешкода по потужності на виході змішувача на ДБШ матиме вигляд:

$$\left( \frac{P_C}{P_{\text{П}}} \right)_{\text{ВИХ}} = q_{\text{ВИХ}} = \left[ \left( 1 + \frac{1}{q_{\Gamma}^2} \right)^{m-1} - 1 \right]^{-2}, \quad (29)$$

де  $q_{\Gamma}$  – відношення гетеродина/перешкода за напругою.

### Висновки

1. У радіотермометрі із стежачою системою міра пригнічення вузькосмугової перешкоди визначається величиною коефіцієнта посилення кола автоматичного регулювання, часом затримки і постійною фільтру нижніх частот.

2. Застосування в схемі радіометричного приймача кола автоматичного підстроювання частоти автоматичного регулювання амплітуди гетеродина дозволяє подавити вузькосмугову

перешкоду, близьку до частоти гетеродина, не менше чим на 90 дБ, причому швидкодія реально може бути досягнута не гірше  $10^{-2} - 10^{-3}$  с.

3. Удосконалення пригнічення перешкод можливе за рахунок використання методів обробки даних, що викладено в [15 – 21].

#### Список літератури:

1. Ищенко А. Н. Помехоустойчивость широкополосных систем связи при различных методах подавления сосредоточенных по спектру помех // Труды учебных институтов связи. – 2009. – № 55. – С. 19 – 30.
2. Семенов А. М. Широкополосная радиосвязь / А. М. Семёнов, А. А. Сикарёв. – Москва : Воениздат, 1970. – 280 с.
3. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний источников промышленных радиопомех. – Москва : Изд-во стандартов, 1984. – 78 с.
4. Уайт Р. Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Москва : Сов. радио, 1977. – 352 с.
5. Каменев Е. Ф. Методы обработки сигналов при наличии помех в линиях связи. – Москва : Радио и связь, 1985. – 215 с.
6. N. Kosulina. Determining parameters of electromagnetic radiation for energoinformational disinfection of wool in its pretreatment / N. Kosulina, A. Cherenkov, E. Pirotti, S. Moroz, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2017. – №2/5(86). – Р. 52 – 59.
7. N. Kosulina. Analysis of the electromagnetic field of multilayered biological objects for their irradiation in a waveguide system pretreatment / N. Kosulina, V. Popriadukhin, I. Popova, A. Cherenkov, M. Chorna // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2017. – №6/5(90). – Р. 58 – 66.
8. Kosulina N. Theoretical Analysis of electromagnetic field electric tension distribution in the seeds of cereals / N. Kosulina, A. Cherenkov, I. Konstantinov, A. // Науково-дослідний журнал фармацевтичних, біологічних та хімічних наук. – 2015. – № 281. – С. 231 – 247.
9. Kosulina N. Synthesis of radiometric receivers on the criterion of statistical invariance to fluctuations of strengthening and narrow-band interference / N. Kosulina, V. A. Cherenkov, T. Hutsol, V. Popriadukhin, I. Popova // Технологічний аудит і резерви виробництва. – 2018. – № 1 /1(39). – С. 42 – 51.
10. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи сигналы. – Москва : Сов. радио, 1977. – 608 с.
11. Олейник В. Н., Приборы и методы температурных измерений / В. Н. Олейник, Ладзина С. И., Ладзин В. П., Жагуло О. М. – Москва : Изд-во стандартов, 1987. – 296 с.
12. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. – Москва : Наука, 1977. – 560 с.
13. Линевич Ф. Измерение температур в технике : Справочник. – Москва : Металлургия, 1980. – 544 с.
14. Радиолокационные станции обзора земли ; под ред. Г. С. Кондратенкова. – Москва : Радио и связь, 1983. – 272 с.
15. Semenets V.V. Analysis of electromagnetic environment and modeling of spurious radiation sources / V.V. Semenets, T.E. Stytcenko // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). – 2016. – № 75(15). – Р. 1385-1396
16. Semenets V.V. Coordinate method for estimation of radial velocity in systems of acoustic sounding of the atmosphere / V. V. Semenets, V.I., Leonidov // Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika). – 2017. – № 76(3). – Р. 245-251
17. Щапов П. Ф. Получение информационной избыточности в системах измерительного контроля и диагностики измерительных объектов / П. Ф. Щапов, О. Г. Аврунин // Український метрологічний журнал. – 2011. – № 1. – С. 47-50.
18. Аврунин О. Г. Сравнение дискриминантных характеристик риноманометрических методов диагностики / О. Г. Аврунин, В. В. Семенец, П. Ф. Щапов // Радиотехника. – 2011. – №164. – С. 102-107.
19. Аврунин О.Г. О возможности применения современной пропорциональной электроники для моделирования дыхания человека / О. Г. Аврунин, Х. Фарук // Промислова гідраліка і пневматика. – 2013. – № 3(41). – С. 78–82.
20. Аврунин О.Г. Повышение достоверности риноманометрической диагностики путем учета статистических характеристик измеряемых сигналов // Радиотехника. – 2013. – № 174. – С. 73–80.
21. Аврунин О.Г. Методика метрологической аттестации риноманометров при использовании расходомеров на основе сопла Вентури // Радиотехника. – 2013. – № 172. – С. 154–160.

*Подільський державний  
аграрно-технічний університет;  
Харківський національний  
університет радіоелектроніки;  
Харківський національний технічний університет  
сільського господарства імені Петра Василенка*

*Надійшла до редколегії 09.07.2018*