

ДОДАТОК Б
АКТИВНІ І ПАСИВНІ ЗАСОБИ ЗАХИСТУ
ВІД ВИТОКУ ЗА РАХУНОК ПЕМВН

Б.1 Генератор радіозавад «ГШ-1000М»

Призначений для маскуванню інформативних ПЕМВН персональних комп'ютерів, робочих станцій комп'ютерних мереж і комплексів на об'єктах обчислювальної техніки 2 і 3 категорій шляхом формування та випромінювання в навколишній простір електромагнітного поля шуму в широкому діапазоні частот (0,1 – 1000) МГц. Генератор має зовнішню жорстку рамкову антену діаметром 60 см (рис. Б.1) та наступні характеристики (табл. Б.1).



Рисунок Б.1 – Генератор радіозавад «ГШ-1000М»

Таблиця Б.1 – Технічні характеристики «ГШ-1000М»

Діапазон частот	0,1 – 1000 МГц
Рівень шумового сигналу відносно 1 мкВ на відстані 1 м від антени в діапазоні 0,1 ... 1 МГц	не менше 46 дБ
Рівень шумового сигналу відносно 1 мкВ на відстані 1 м від антени в діапазоні 1 ... 100 МГц	не менше 48 дБ
Рівень шумового сигналу відносно 1 мкВ на відстані 1 м від антени в діапазоні 100 ... 1000 МГц	не менше 38 дБ
Коефіцієнт якості (кореляції) шуму	не менше 0,8
Живлення	220 В / 50 Гц
Розміри генератора шуму	700x600x35 мм

Б.2 Генератор білого шуму «Соната-РК1»

Генератор білого шуму «Соната-РК1» – комбінований генератор білого шуму для захисту об'єктів обчислювальної техніки від витоку інформації за рахунок ПЕМВН на лінії електроживлення та заземлення (рис. Б.2) та наступні характеристики (табл. Б.2).



Рисунок Б.2 – Генератор шуму «Соната-РК1»

Пристрій «Соната-РК1» є комбінацією фільтру поглинаючого типу, генераторів шумового струму з коригуванням спектру і регулюванням інтегрального рівня, має передатну характеристику фільтру (рис. Б.3) і частотний спектр потужності маскувальної перешкоди, які взаємно доповнюють один одного.

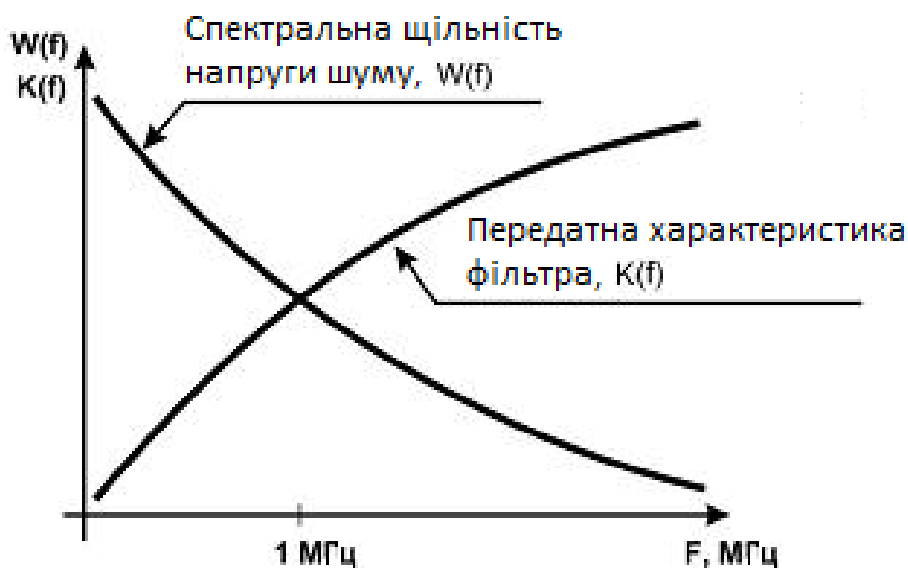


Рисунок Б.3 – Передатна характеристика фільтру і частотний спектр потужності маскувальної перешкоди

Таблиця Б.2 – Основні технічні характеристики «Соната-РК1»

Параметр	Значення
Діапазон генерованих частот, МГц	0,01 – 1000
Спектральна щільність напруги шумів на навантаженні 3 Ом, дБ відносно 1 мкВ, не менше:	
- в смузі 0,01 ... 0,15 МГц	35
- в смузі 0,15 ... 30 МГц	50
- в смузі 30 МГц ... 1000 МГц	35
Діапазон плавного регулювання рівня шуму на виході пристрою, не менше, дБ:	
- в смузі "А" (орієнтовно 0,01 ... 1,5 МГц)	15
- в смузі "В" (орієнтовно 0,1 ... 30 МГц)	10
- в смузі "С" (орієнтовно 30 ... 1000 МГц)	10
Коефіцієнт якості шуму, не менше	0,8
Коефіцієнт міжспектральних кореляційних зав'язків шуму, не більше	2
Максимальна потужність навантаження, що підключається через виріб, кВт	1
Потужність, що споживається від мережі 220 В / 50 Гц, не більше, Вт	10
Габаритні розміри, мм	142 x 60 x 167
Тривалість безперервної роботи, не менше, год	24

Б.3 Фільтр мережний протизавадний трифазний «ФСП-7»

Фільтр мережний протизавадний «ФСП-7» призначений для:

- захисту інформації від витоку по ланцюгах електроживлення постійного та змінного струмів основних і допоміжних засобів обробки інформації;

- зменшення рівня кондуктивних завад, які створюються електротехнічними, електронними та радіотехнічними пристроями різноманітного призначення.

Фільтр (рис. Б.4) вмикається в розрив лінії електроживлення споживача і має наступні характеристики (табл. Б.3).



Рисунок Б.4 – Фільтр мережний протизавадний «ФСП-7»

Таблиця Б.3 – Технічні характеристики «ФСП-7»

Номінальна фазова напруга, В	250
Номінальна частота напруги, Гц	50
Номінальний робочий струм, А	4 x 63
Робочий діапазон частот, МГц	0,01 – 1000
Вносиме згасання несиметричних завад при навантаженні 50 Ом, дБ	від 10 до 80
Кількість проводів, шт	4
Габаритні розміри, мм	560 x 210 x 85
Маса, не більше, кг	10

ДОДАТОК В
МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ
В ЗОНІ РОБОТИ ІНТЕРФЕЙСУ

Приклад 1

Визначимо значення напруженості поля Е-SATA інтерфейсу (рис. В.1), яке збуджує тонкий прямолінійний нескінченно довгий дріт з електричним струмом $I=5$ мА на відстанях R , $2R$ та $10R$ від дроту.

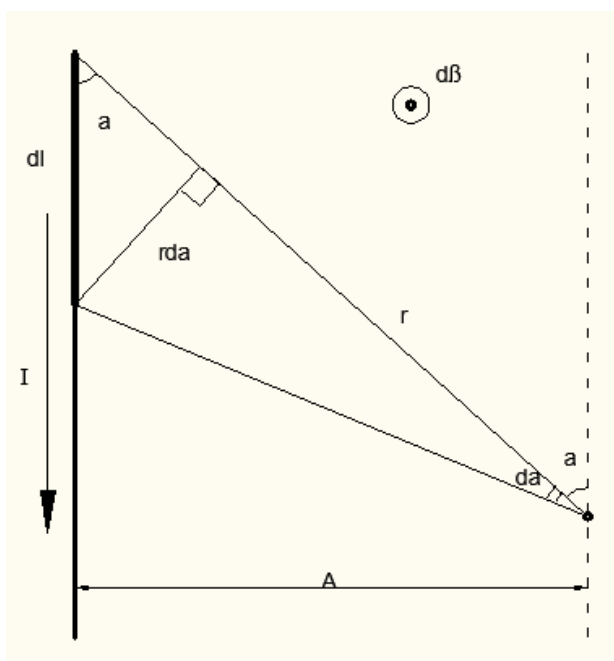


Рисунок В.1 – Дріт інтерфейсу Е-SATA

Розіб'ємо нескінченно довгий дріт зі струмом на нескінченно малі частини струму dI . Вектори індукції $d\vec{B}$ від кожної з частин dI мають однаковий напрям перпендикулярний до дроту в напрямі da наступного. Тоді суму векторів $d\vec{B}$ можна замінити сумою їх модулів, відповідно до закону Біо-Савара-Лапласа:

$$d\vec{B} = K \frac{I [d\vec{l} \times \vec{r}]}{r^3},$$

де K – коефіцієнт проникності, який дорівнює $K = \frac{\mu\mu_0}{4\pi}$;

μ – магнітна проникність середовища;

μ_0 – абсолютна магнітна проникність;

r – радіус вектор, проведений з елемента струму в точку спостереження.

Запишемо в скалярному вигляді:

$$dB = \frac{\mu\mu_0}{4\pi} \frac{I \cdot dl \cdot r \cdot \sin \alpha}{r^3} = \frac{\mu\mu_0 I \cdot dl \cdot \sin \alpha}{4\pi r^2}.$$

З прямокутних трикутників визначимо:

$$r = \frac{a}{\sin \alpha}; \quad dl = \frac{r \cdot d\alpha}{\sin \alpha}$$

і підставимо у формулу:

$$dB = \frac{\mu\mu_0}{4\pi} \frac{I \cdot r \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha}{r^2 \sin \alpha} = \frac{\mu\mu_0 I \cdot d\alpha}{4\pi r} = \frac{\mu\mu_0 I \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha}{4\pi a},$$

де кут α може приймати значення від 0 до π .

Визначимо:

$$\begin{aligned} dB &= \int_0^\pi dB = \int_0^\pi \frac{\mu\mu_0 I \sin \alpha \cdot d\alpha}{4\pi a} = \frac{\mu\mu_0 I \cos \alpha}{4\pi a} \Big|_0^\pi = - \left(\frac{\mu\mu_0 I}{4\pi a} \cos \pi - \frac{\mu\mu_0 I}{4\pi a} \cos 0 \right) = \\ &= \frac{\mu\mu_0 I}{4\pi a} + \frac{\mu\mu_0 I}{4\pi a} = \frac{\mu\mu_0 I}{2\pi a}. \end{aligned}$$

Так як $H = \frac{B}{\mu\mu_0} = \frac{\mu\mu_0 I}{\mu\mu_0 2\pi a} = \frac{I}{2\pi a}$, то тоді розрахуємо напруженість поля для

різних відстаней:

$$A_1 = R = 5 \text{ м, тоді } H_1 = \frac{I}{2\pi R} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 5} = 0,16 \left[\frac{\text{мА}}{\text{м}} \right];$$

$$A_2 = 2R = 10 \text{ м, тоді } H_2 = \frac{I}{2\pi R} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 10} = 0,08 \left[\frac{\text{мА}}{\text{м}} \right];$$

$$A_3 = 10R = 50 \text{ м, тоді } H_3 = \frac{I}{2\pi R} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,02 \left[\frac{\text{мА}}{\text{м}} \right].$$

Приклад 2

Визначимо напруженість магнітного поля на осі Oz від дротів витієї пари інтерфейсу ETHERNET (рис. В.2). Представимо екрановану ділянку у вигляді замкнутого колового витка радіусом $a=0,1$ м, по якому протікає струм $I=8$ А. Вісь Oz перпендикулярна площині витка. Виток виконаний з нескінченно тонкого дроту.

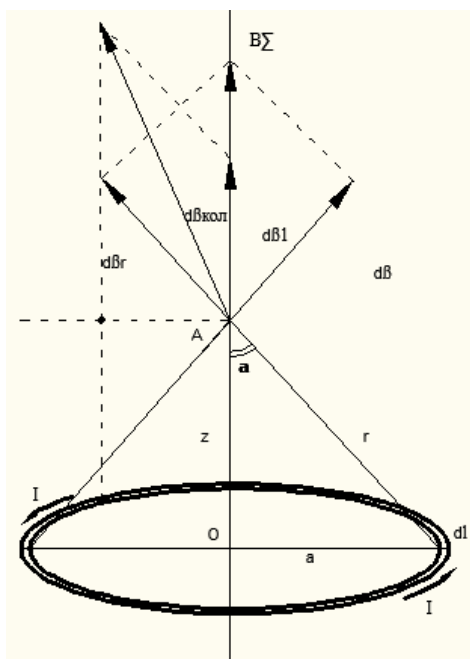


Рисунок В.2 – Дріт інтерфейсу ETHERNET

Магнітна індукція в точці A рівною сумі магнітної індукції, створеної в точці A нескінченно довгим прямолінійним провідником (вісь Oz) і магнітної індукції яка виникає в наслідок протікання струму по кожному витку:

$$B = B_{\text{пров}} + B_{\text{кола}} ;$$

$$B_{\text{пров}} = \frac{\mu\mu_0 I}{2\pi r}, \text{ де } r = \sqrt{a^2 + z^2}, \text{ тоді}$$

$$B_{\text{пров}} = \frac{\mu\mu_0 I}{2\pi\sqrt{a^2 + z^2}} .$$

Визначимо $B_{\text{кола}}$.

Для цього виділяємо у замкнутому коловому витку нескінченно малий інтервал dl .

$$B_{\text{кола}} = \oint_L d\bar{B}_{\text{кола}} ; \quad d\bar{B}_{\text{кола}} = d\bar{B}_1 + d\bar{B}_2.$$

Очевидно, що $\oint_L d\bar{B}_2 = 0$, тоді

$$B_{\text{кола}} = \int_0^{2\pi a} d\bar{B}_1 ; \quad d\bar{B}_1 = d\bar{B} \sin \alpha ,$$

причому

$$\sin \alpha = \frac{a}{r} = \frac{a}{\sqrt{a^2 + z^2}} .$$

Таким чином:

$$d\bar{B}_{\text{кола}} = \frac{\mu\mu_0 \cdot dl}{4\pi\sqrt{a^2 + z^2}} \frac{a}{\sqrt{a^2 + z^2}} ;$$

$$d\bar{B}_{\text{кола}} = \int_0^{2\pi a} \frac{\mu\mu_0 \cdot I \cdot a^2}{4\pi(\sqrt{a^2 + z^2})^3} dl = \frac{\mu\mu_0 \cdot I \cdot a^2}{2(\sqrt{a^2 + z^2})^3} .$$

Індукція в точці A дорівнює:

$$B = \frac{\mu\mu_0 \cdot I}{2\pi\sqrt{a^2 + z^2}} + \frac{\mu\mu_0 \cdot I \cdot a^2}{2(\sqrt{a^2 + z^2})^3} = \frac{\mu\mu_0 \cdot I}{2} \left[\frac{1}{\pi\sqrt{a^2 + z^2}} + \frac{a^2}{(\sqrt{a^2 + z^2})^3} \right] .$$

Так як $B = \mu\mu_0 H$, тоді

$$H = \frac{I}{2} \left[\frac{1}{\pi\sqrt{a^2 + z^2}} + \frac{a^2}{(\sqrt{a^2 + z^2})^3} \right] .$$

Розрахуємо підставивши числові значення:

$$H = \frac{8}{2} \left[\frac{1}{3,14\sqrt{0,1^2 + 100^2}} + \frac{0,1^2}{(\sqrt{0,1^2 + 100^2})^3} \right] = 0,04 \left[\frac{\text{мкА}}{\text{м}} \right] .$$

ДОДАТОК Г

РЕЗУЛЬТАТИ СПЕЦІАЛЬНИХ ВИМІРЮВАНЬ

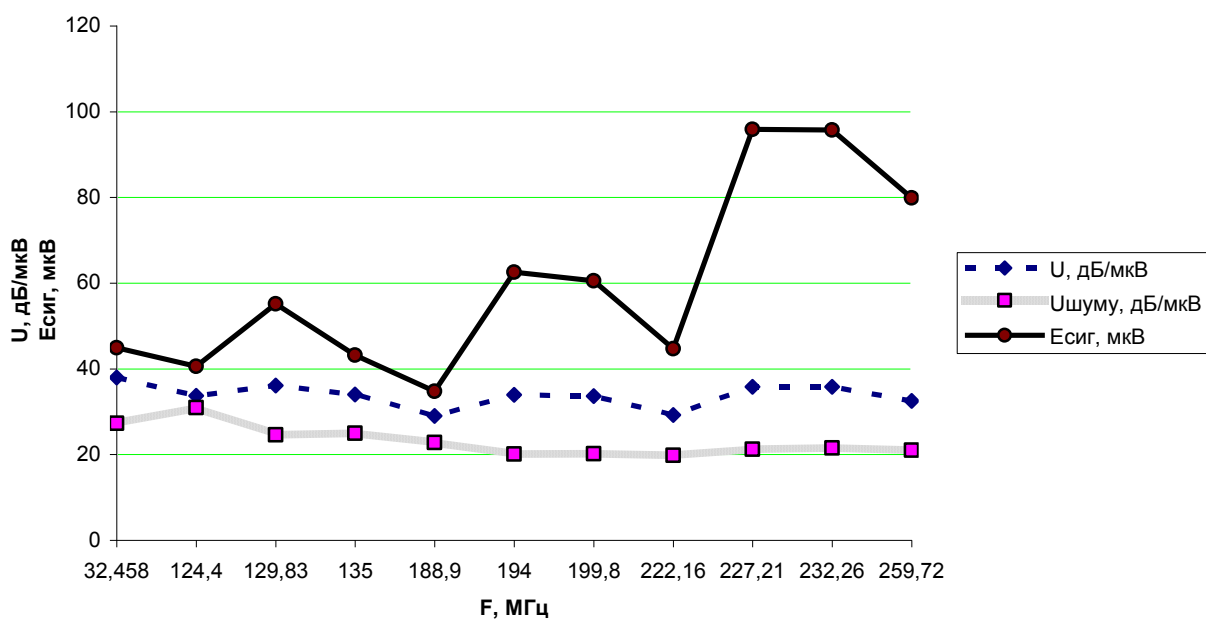


Рисунок Г.1 – Результати вимірювання рівнів електромагнітного шуму та небезпечного сигналу від HDMI інтерфейсу ЕОМ

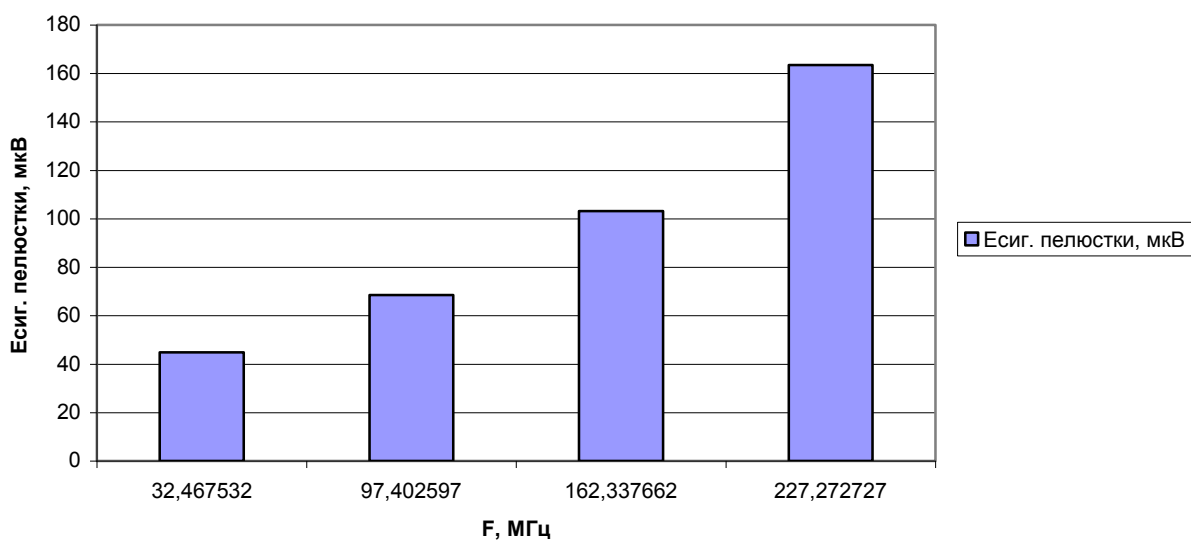


Рисунок Г.2 – Рівні небезпечного сигналу в частотних смугах (пелюстках) $1/\tau$

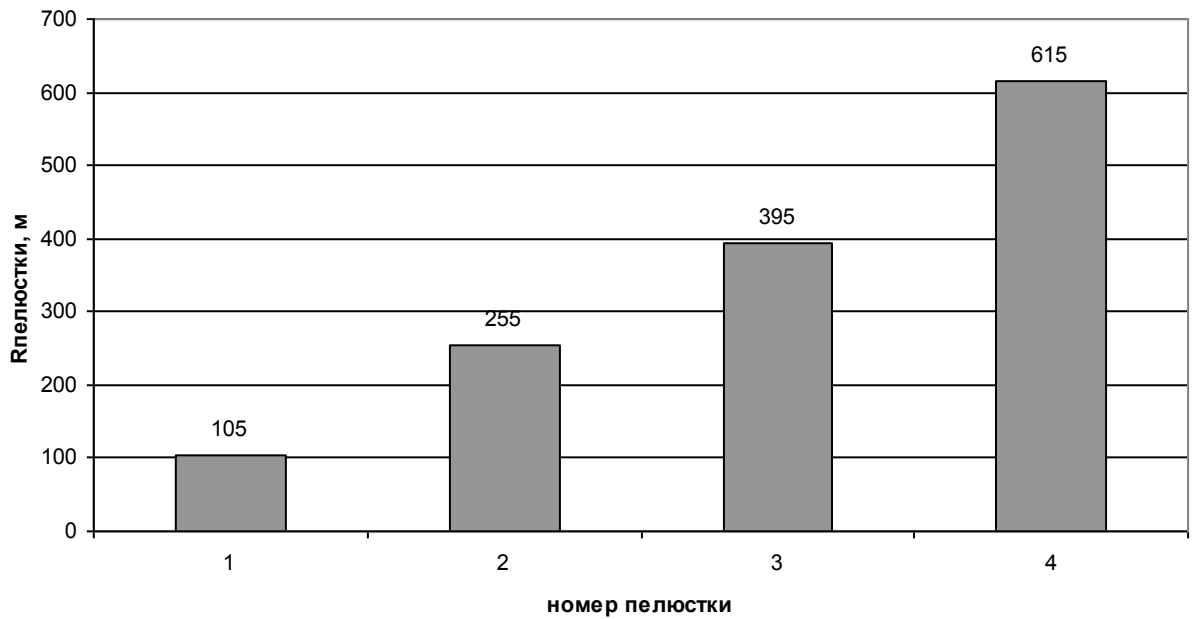


Рисунок Г.3 – Радіус небезпечної зони R_2 в частотних смугах (петлюстках) $1/\tau$ для об'єкту ЕОМ 1-ї категорії

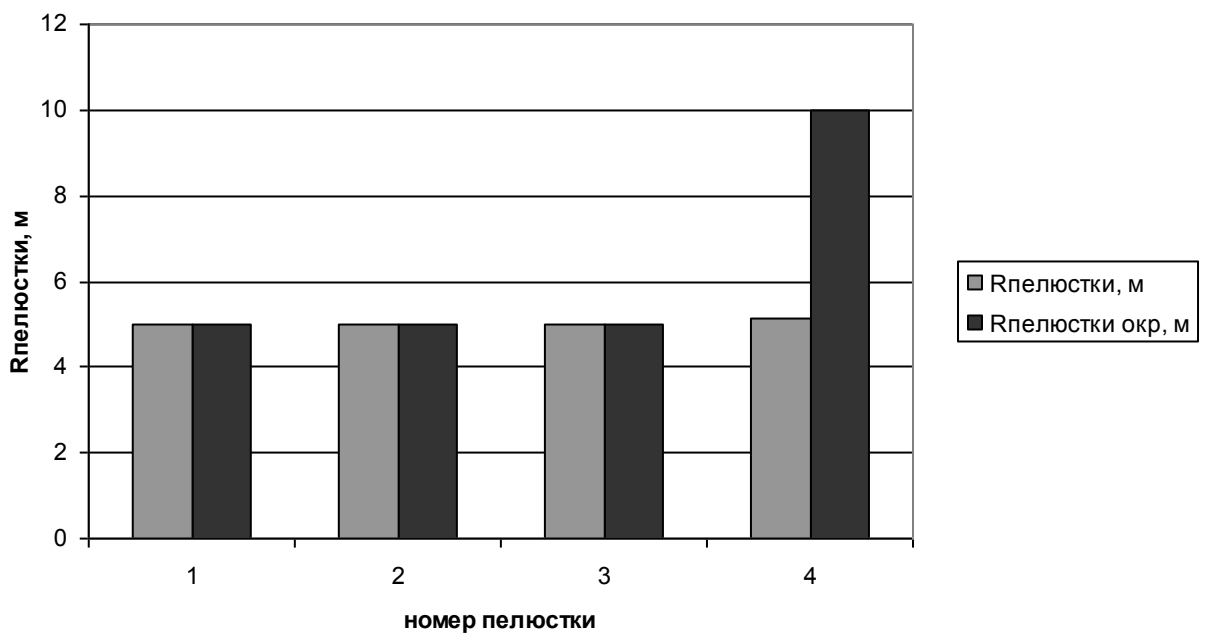


Рисунок Г.4 – Радіус небезпечної зони R_2 в частотних смугах (петлюстках) $1/\tau$ для об'єкту ЕОМ при співвідношенні сигнал/шум = 0,1

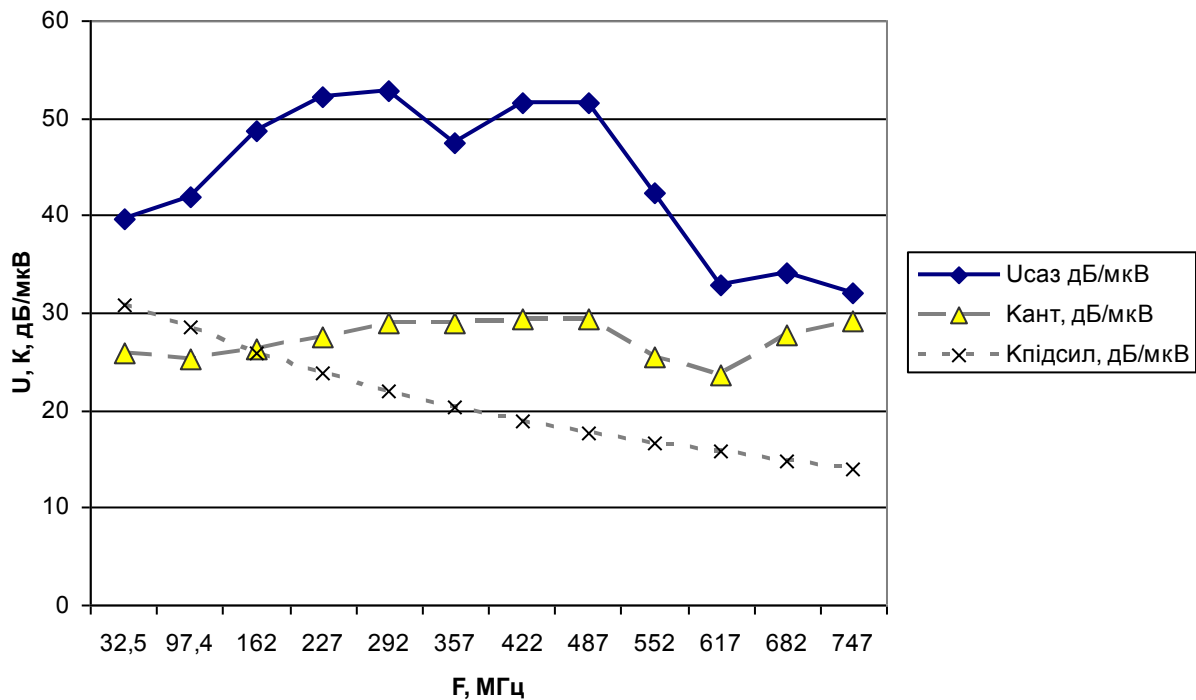


Рисунок Г.5 – Результати вимірювання рівнів електромагнітного шуму, що створюється генератором системи активного захисту

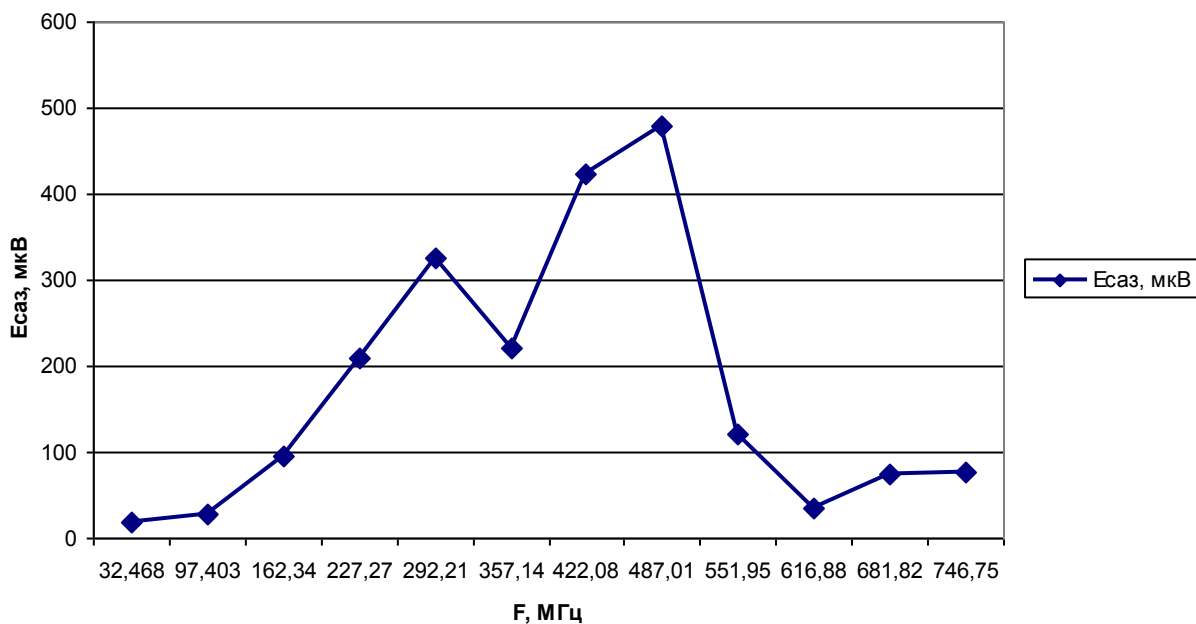


Рисунок Г.6 – Реальні рівні шуму самого генератора активного захисту з урахуванням характеристик вимірювальної апаратури

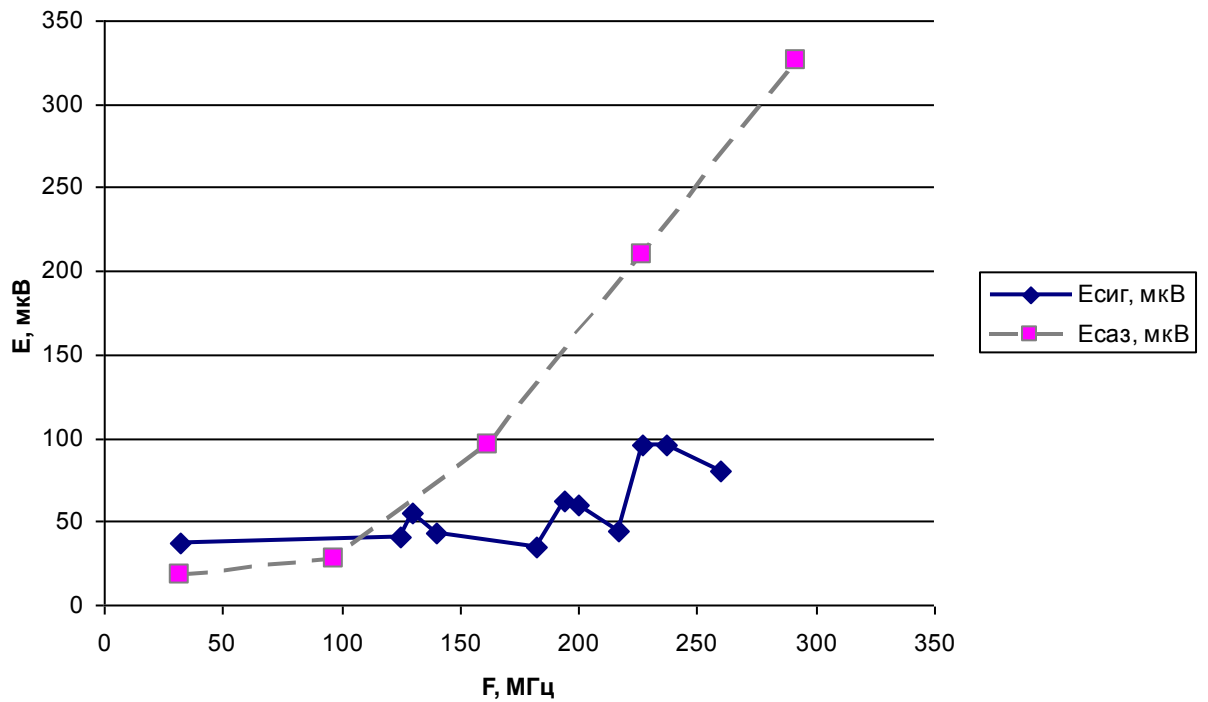


Рисунок Г.7 – Оцінка рівнів зашумленості системи активного захисту та небезпечного сигналу інтерфейсу E-SATA в діапазоні 32 – 300 МГц

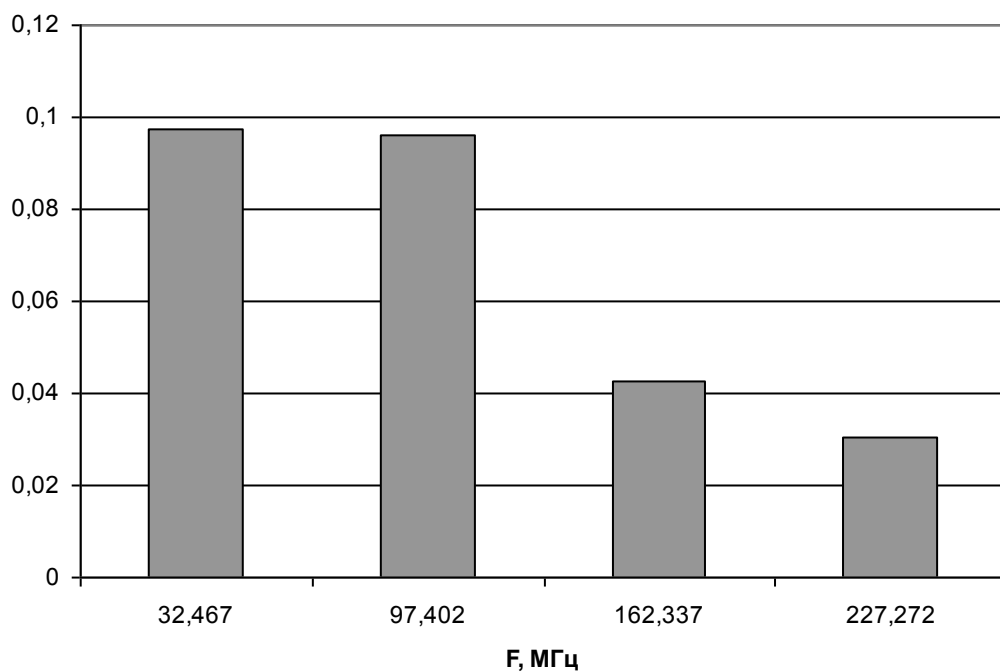


Рисунок Г.8 – Співвідношення сигнал/шум в частотних смугах (пелюстках) $1/\tau$

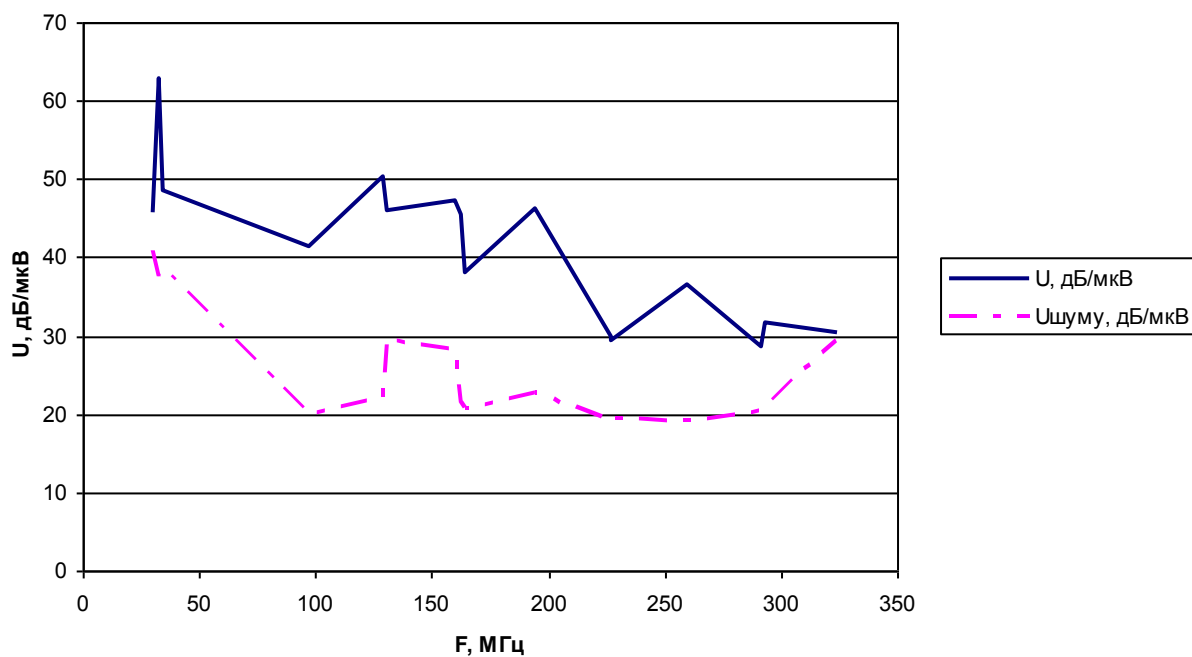


Рисунок Г.9 – Результати вимірювання рівнів шуму та небезпечного сигналу, що наводиться в колі електроживлення монітора ЕОМ

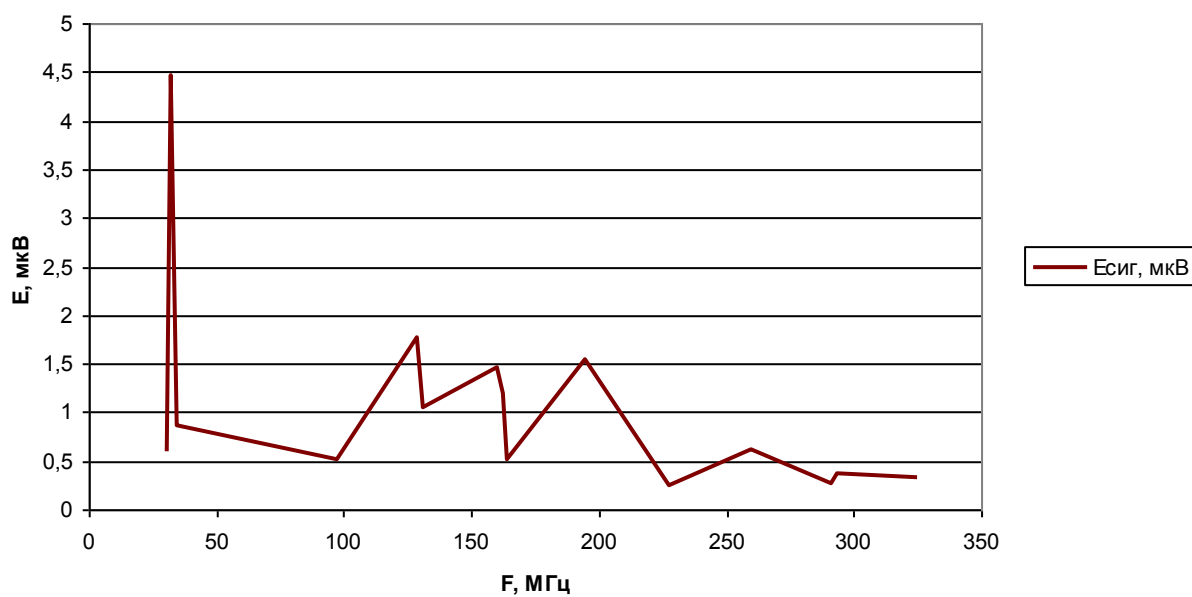


Рисунок Г.10 – Рівень небезпечного сигналу, що наводиться в колі електроживлення 220 В / 50 Гц від самої ЕОМ

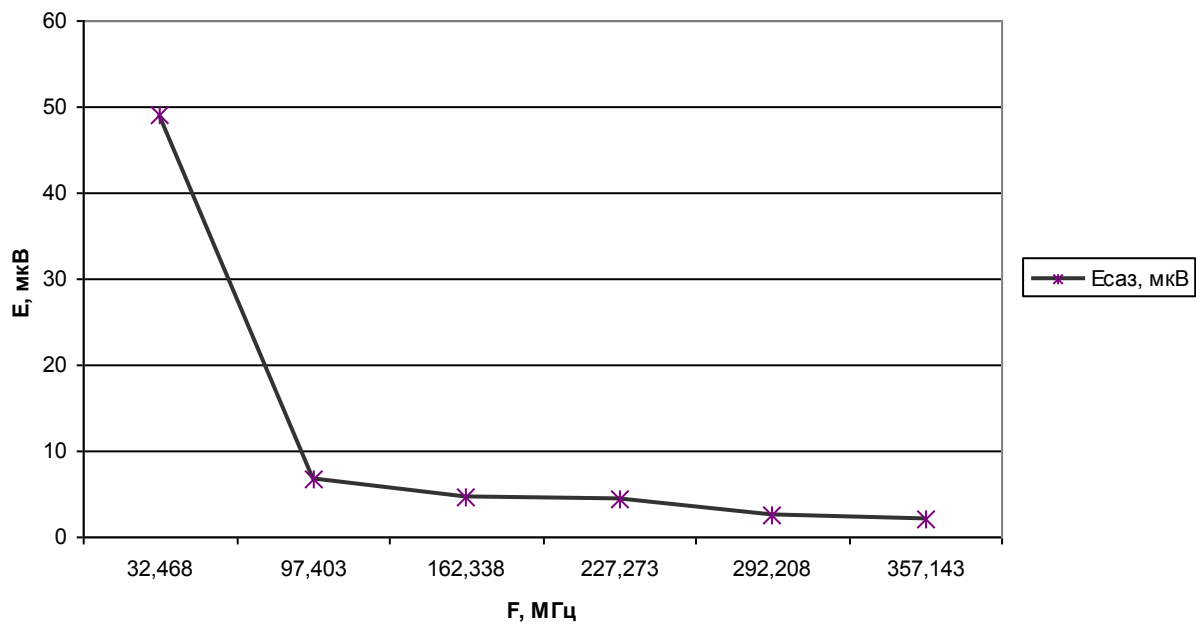


Рисунок Г.11 – Рівень завади, що створюється в колі електроживлення 220 В / 50 Гц ЕОМ апаратурою пасивного захисту

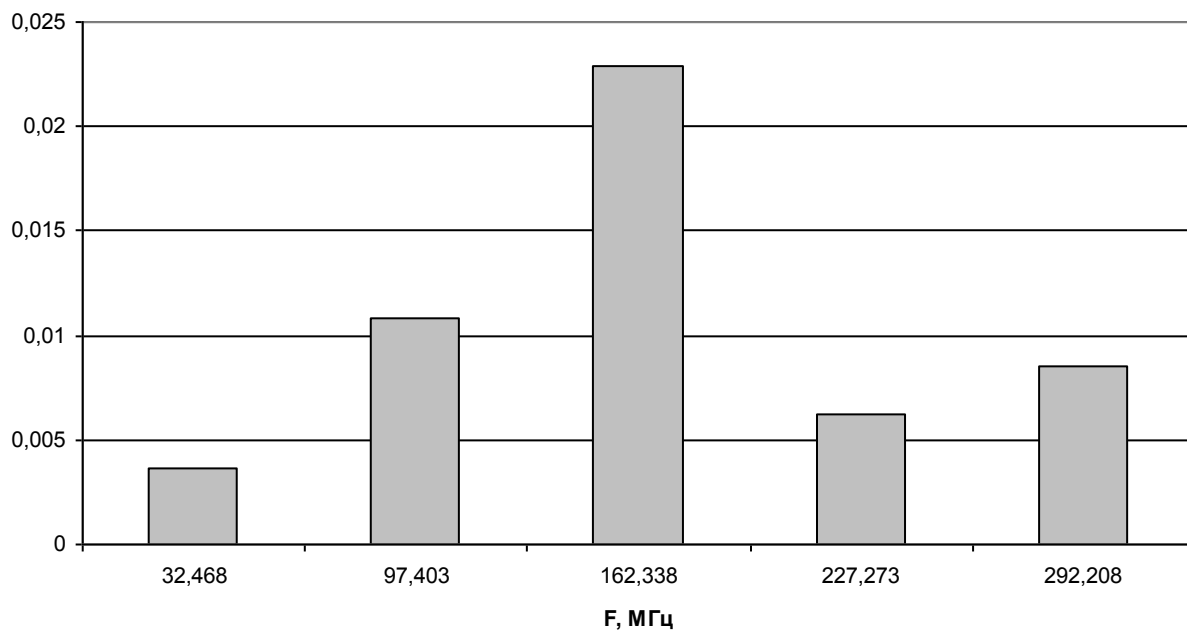
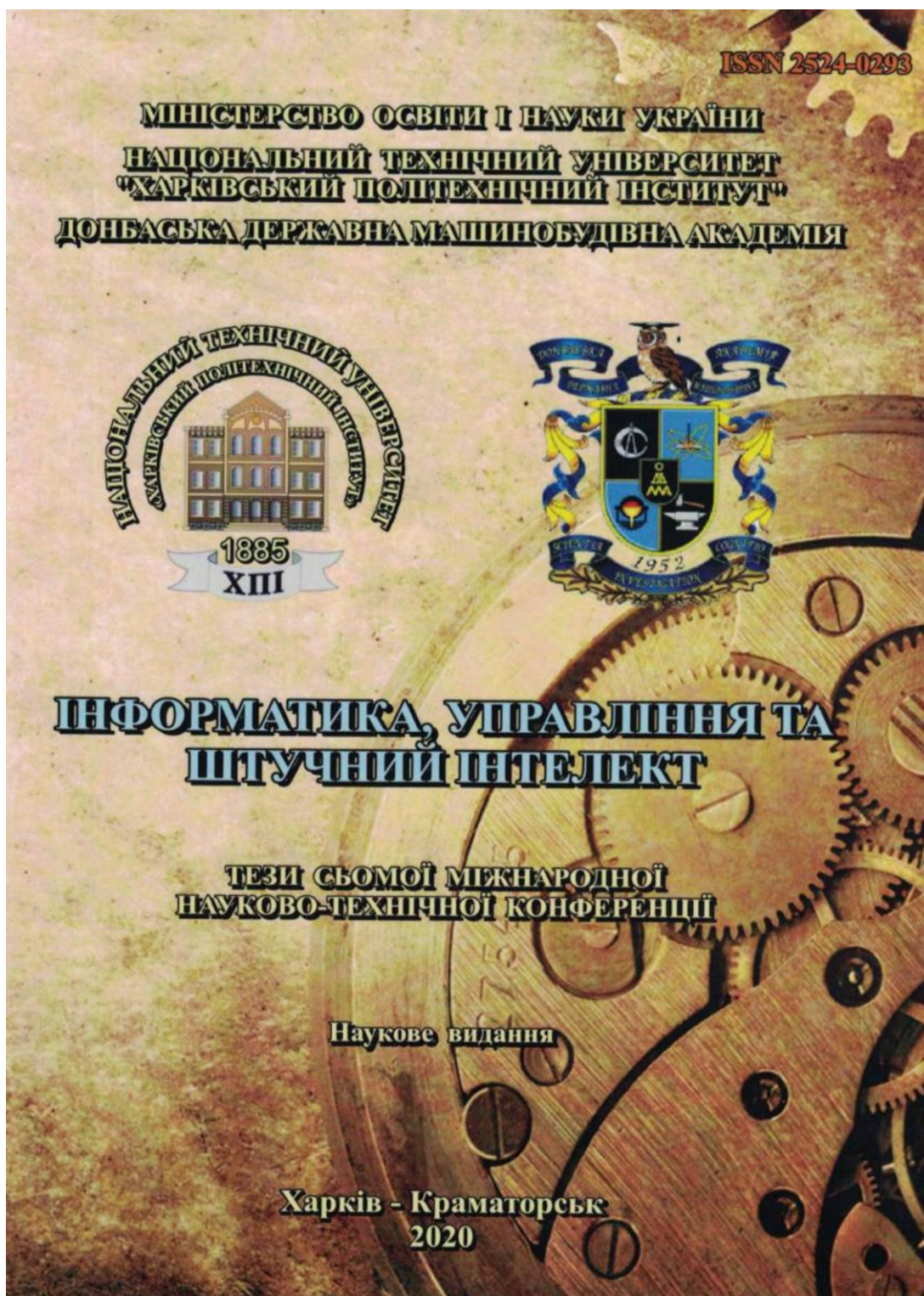


Рисунок Г.12 – Співвідношення сигнал/шум в колі електроживлення в частотних смугах $1/\tau$

ДОДАТОК Д
ФОТОКОПІЇ ПУБЛІКАЦІЙ



**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
"ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"
ДОНБАСЬКА ДЕРЖАВНА МАШИНОБУДІВНА АКАДЕМІЯ**

**ІНФОРМАТИКА, УПРАВЛІННЯ ТА
ШТУЧНИЙ ІНТЕЛЕКТ**

**ТЕЗИ СЬОМОЇ МІЖНАРОДНОЇ
НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ
(17 – 19 листопада 2020 року)**

Харків – Краматорськ
2020

УДК 004.94; 004.8 Інформатика, управління та штучний інтелект. Тези сьомої міжнародної науково-технічної конференції. – Харків: НТУ "ХПІ", 2020. – 84 с., українською, російською, англійською мовами.

ПРОГРАМНИЙ КОМІТЕТ:

Голова д.т.н., доц. М.І. Гасанов,
проректор з науково-педагогічної роботи
НТУ "ХПІ" (м. Харків).
Співголова д.т.н., проф. В.Д. Ковальов,
ректор ДДМА (м. Краматорськ).
Заступники голови: д.т.н., проф. О.Ю. Заковоротний,
вчений секретар НТУ "ХПІ" (м. Харків);
д.т.н., доц. Я.В. Васильченко,
завідуюча кафедрою КМСІТ ДДМА
(м. Краматорськ).

ОРГАНІЗАТОРИ КОНФЕРЕНЦІЇ:

- Міністерство освіти і науки України;
- Національний технічний університет "ХПІ";
- Донбаська державна машинобудівна академія.

ЧЛЕНИ ОРГКОМІТЕТУ:

д.т.н., проф.	В.Д. Дмитрієнко;	д.т.н., проф.	А.С. Філатова;
д.т.н., проф.	Є.Г. Жиляков;	д.т.н., доц.	С.Ю. Гавриленко;
д.т.н., проф.	Г.П. Клименко;	д.т.н., доц.	В.І. Носков;
д.т.н., проф.	О.О. Клочко;	к.т.н., проф.	М.Й. Заполовський;
д.т.н., проф.	Н.І. Корсунов;	к.т.н., доц.	Т.В. Гладких;
д.т.н., проф.	Г.Ф. Кривуля;	к.т.н., доц.	М.В. Ліпчанський;
д.т.н., проф.	Г.А. Кучук;	к.т.н., доц.	М.В. Мезенцев;
д.т.н., проф.	С.Ю. Леонов;	к.т.н.	О.О. Анциферова;
д.т.н., проф.	А.І. Поворознюк;	к.т.н.	Я.С. Антоненко;
д.т.н., проф.	О.А. Серков;	к.т.н.	Г.В. Гейко;
д.т.н., проф.	С.Г. Семенов;	к.т.н.	В.В. Хорошайло;
д.т.н., проф.	В.І. Тихонов;	к.т.н.	М.В. Шаповалов.

Конференція проводиться за сприянням Європейського Союзу у рамках виконання гранту Erasmus+ KA2 «dComFra – Digital competence framework for Ukrainian teachers and other citizens» (Project Number: № 598236-EPP-1-2018-1-LT-EPPKA2-CBHE-SP).

IP-МОНІТОРИНГ СИСТЕМ ПЕРЕХОПЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ

*канд. техн. наук, доц. Ю.В. Пена, Харківський національний
університет радіоелектроніки, м. Харків*

Запропоновано спосіб моніторингу IP-пакетів під час маршрутизації Інтернет-провайдером з метою протидії кіберзлочинності.

Для забезпечення надійності роботи українського сегменту Інтернет, а також гарантій подальшого його розвитку і законного моніторингу, необхідно дотримуватись рекомендацій ЄС [1]. Моніторинг проводиться з метою збирання доказів, що являють собою інформацію в електронній формі про: 1) загрозу безпеці громадянам, суспільству чи державі; 2) розвідувально-підривну діяльність спецслужб іноземних держав або окремих осіб; 3) витік інформації, що складає державну таємницю, за межі режимних об'єктів та держави через канали телекомунікацій; 4) планування чи здійснення кримінальних злочинів, що плануються чи вчиняються у кіберпросторі.

Системи перехоплення бувають: активні (складові системи ISP, додаткове програмне забезпечення), напівактивні (динамічне IP-перехоплення, рівень OSI) і пасивні (статичний відвід на IP-рівні всіх комунікацій та запитів). IP-моніторинг буває зі змінними IP-адресами на комутованих каналах (dial-up) і з постійними IP-адресами (виділений канал, GPRS, LAN, xDSL тощо).

При організації роботи системи провайдингу [2]: 1) необхідно забезпечити надійну роботу системи моніторингу і доступу до Інтернет без взаємних конфліктів між собою; 2) система перехоплення повинна бути надійно захищена; 3) технічне підключення систем моніторингу повинно бути не складним; 4) слід гарантувати скритність підключення і конфіденційність; 5) система моніторингу повинна бути "не помітною" для користувачів.

З цієї точки зору найбільш прийнятною буде пасивна система моніторингу IP-адрес з розмежуванням повноважень і з можливістю відводу IP-пакетів для їх оперативного поточного аналізу. Запропонований спосіб є найбільш раціональним рішенням пасивного перехоплення IP-пакетів апаратурою спецслужб для організації відбору трафіку і виявлення протиправних дій з конкретного хоста.

Список літератури: 1. Офіційний переклад нормативних актів ЄС у сфері ІКТ // Інтрньюз Україна. – К.: Фонд "Відродження", 2002. – 219 с. 2. *Азаров С.С.* Современные модели провайдинга / *С.С. Азаров, В.А. Хорошко.* – К.: ТОВ "ПолиграфКонсалтинг", 2006. – 98 с.

НАУКОВЕ ВИДАННЯ
ТЕЗИ СЬОМОЇ МІЖНАРОДНОЇ
НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ
"ІНФОРМАТИКА, УПРАВЛІННЯ ТА ШТУЧНИЙ ІНТЕЛЕКТ"

Відповідальний за випуск д.т.н., проф. Леонов С.Ю.

Науковий редактор д.т.н., проф. Дмитрієнко В.Д.
Технічний редактор к.т.н., доц. Мезенцев М.В.

Підп. до друку 13.11.2020 р. Формат 60x84 1/16. Папір Сору Paper.
Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 5,8. Облік. вид. арк. 5,4.
Наклад 200 прим. Ціна договірна

НТУ "ХП", 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2

Видавничий центр НТУ "ХП"
Свідоцтво ДК № 116 від 10.07.2000 р.

Надруковано у друкарні ФОП Тарасенко В.П.
Свідоцтво № 24800170000043751 від 21.02.2002 р.
61124, м. Харків, вул. Зернова, 6/267.
Тел./факс: (0572) 52-82-11, (097) 273-11-77

SCI-CONF.COM.UA

**FUNDAMENTAL AND
APPLIED RESEARCH IN
THE MODERN WORLD**



**ABSTRACTS OF V INTERNATIONAL
SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE
DECEMBER 16-18, 2020**

**BOSTON
2020**

FUNDAMENTAL AND APPLIED RESEARCH IN THE MODERN WORLD

Abstracts of V International Scientific and Practical Conference
Boston, USA
16-18 December 2020

**Boston, USA
2020**

UDC 001.1

The 5th International scientific and practical conference “Fundamental and applied research in the modern world” (December 16-18, 2020) BoScience Publisher, Boston, USA. 2020. 822 p.

ISBN 978-1-73981-124-2

The recommended citation for this publication is:

Ivanov I. Analysis of the phauistic composition of Ukraine // Fundamental and applied research in the modern world. Abstracts of the 5th International scientific and practical conference. BoScience Publisher. Boston, USA. 2020. Pp. 21-27. URL: <https://sci-conf.com.ua/v-mezhdunarodnava-nauchno-prakticheskaya-konferentsiya-fundamental-and-applied-research-in-the-modern-world-16-18-dekabrya-2020-goda-boston-ssha-arhiv/>.

Editor

Komarytskyy M.L.

Ph.D. in Economics, Associate Professor

Collection of scientific articles published is the scientific and practical publication, which contains scientific articles of students, graduate students, Candidates and Doctors of Sciences, research workers and practitioners from Europe, Ukraine, Russia and from neighbouring countries and beyond. The articles contain the study, reflecting the processes and changes in the structure of modern science. The collection of scientific articles is for students, postgraduate students, doctoral candidates, teachers, researchers, practitioners and people interested in the trends of modern science development.

e-mail: boston@sci-conf.com.ua

homepage: <https://sci-conf.com.ua>

©2020 Scientific Publishing Center “Sci-conf.com.ua” ®

©2020 BoScience Publisher ®

©2020 Authors of the articles

UDC 004.075(045)

**RECOGNITION OF RANDOM SIGNALS BY GENERALIZED
SPECTRUM OF ORTHOGONAL BASES IN
INFORMATION AND COMMUNICATION LINES**

Pepa Yuriy Volodymyrovych

Cand. Tech. Sciences

Associate Professor, Master

Kharkiv National University of Radio Electronics
city Kharkiv, UKRAINE

Introduction. In many systems and devices for information processing and control, random signals are subjected to one or another nonlinear transformation. Moreover, for real linear systems at significant levels of influence the principle of superposition ceases to be observed and it is necessary to take into account nonlinear effects during the passage of random signals. There is a problem of distinguishing and detecting in information and communication systems random signals that are the result of a nonlinear transformation of certain random signals or are interfering with extraneous signals.

Keywords: random signal, orthogonal base, stochastic functional, recognition, random process, orthonorized functional, communication line.

Aim. Recognize random signals at the output of the information and communication line in order to further filter or distinguish between two random signals.

Materials and methods. Consider the solution of the problem of recognition of random signals, which are the result of a nonlinear transformation of infinitely divisible random processes and, in particular, linear random processes. The theory of orthogonal decompositions of such signals by a system of orthogonal stochastic functionals from processes with independent increments will be used [1, p. 167].

Suppose that $\xi(t)$, $t \in T$ is some random process belonging to the class of infinitely divisible and represented by a linear model of the form

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau, t) d\eta(\tau),$$

where $\phi(\tau, t)$ the nucleus and $\eta(\tau)$ the generating process satisfy the conditions of determination [1, p. 168]. And let this process be subjected to a nonlinear transformation with a characteristic $F(x)$, after the transformation, we obtain a nonlinear model of a random process

$$y(t) = F[\xi(t)] = F\left[\int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau, t) d\eta(\tau)\right].$$

In [2, p. 47] indicates the conditions under which a random process $y(t)$ can be represented as the sum of orthogonal components

$$[y(t) \Leftrightarrow C_n(t)]_{\overline{G}_n(t)} \quad (1)$$

where $C_n(t)$ – generalized Fourier coefficients of the process $y(t)$; $\overline{G}_n(t)$ – an orthonormal system of stochastic functionals from processes with independent increments.

To solve the problem of recognizing random signals of the form (1), it is important that the random signal $y(t)$ at a fixed basis $\overline{G}_n(t)$ with accuracy to equivalence can be given by a finite or counting sequence of generalized Fourier coefficients $C_n(t)$, $n = 0, 1, 2, \dots$

Thus, each random process $y(t)$ is associated with a sequence of non-random functions $C_n(t)$ or C_n numbers in a $y(t)$ stationary process in the broadest sense. Fairly and inversely, with a fixed orthonormal basis $\overline{G}_n(t)$ of each sequence of functions $C_n(t)$, they satisfy the condition $\sum_{n=0}^{\infty} C_n^2(t) < \infty$ for each $t \in T$ (or C_n numbers in the stationary

case), which corresponds to a certain random process (more precisely, the class of equivalent processes $M|y'(t) - y''(t)| = 0$), when belonging to the Hilbert space L_2 . In other words, between the space of these sequences $C_n(t)$, C_n and space L_2 is a mutually unique correspondence $[y(t) \Leftrightarrow C_n(t)]_{\bar{G}_n(t)}$, where inscribed in square brackets, is valid for a fixed orthonormal basis. Thus, the sequences of the total Fourier coefficients can serve as those features that can be used to recognize and detect random signals in information and communication systems [2, p. 48].

We denote the implementation of a random process $y(t)$ through $y^p(t)$ and the implementation space – \mathbb{N} . Now, if we put each of the implementations $y^p(t) \in \mathbb{N}$ in the corresponding sequence of estimates of generalized Fourier coefficients $\hat{C}_n(t)$, then we move on to the space \mathbb{Z} of sequences of estimates of Fourier coefficients. It is in this evaluation space \mathbb{Z} that we will build the procedure for recognizing random signals. Regarding the estimates of the generalized Fourier coefficients $\hat{C}_n(t)$ the following can be noted. If the process $\xi(t)$ is stationary and the nonlinear transformation $F(\bullet)$ is inertial, then the response $y(t)$ will also be stationary. In the case of ergodicity of these processes (for linear random processes in many cases is performed [1, p. 169]) the estimate of Fourier coefficients will look like this:

$$\hat{C}_k = \frac{1}{T} \int_0^T y^p(t) \bar{G}_n[x(t), t] dt,$$

where $x(t)$ is the implementation of a linear random process on the interval $[0, T]$.

This estimate of the generalized Fourier coefficients is known to be constant and unbiased [3, p. 73].

For non-stationary random processes, $\xi(t)$ the estimation of the generalized Fourier coefficient should be performed by averaging over the ensemble K of implementations, to wit

$$\hat{C}_n(t) = \frac{1}{K-1} \sum_{i=2}^K y_i^p(t) \bar{G}_n[x_i(t), t],$$

where the index i indicates the number of the corresponding implementation of processes $y(t)$ and $\xi(t)$.

In the case of independence of implementations, it can be shown that this estimate will also be unbiased and stable. In this regard, we assume that there are two random processes in the information and communication line that need to be recognized, to wit

$$y^i(t) = F^i \left[\int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau, t) d\eta(\tau) \right]; \quad i=1,2,$$

where $F^1(\bullet)$ and $F^2(\bullet)$ some bounded nonlinear operators that satisfy the condition under which the decomposition of random processes $y^i(t)$, $i=1,2$ is allowed into orthogonal series.

There is an implementation $y^p(t)$, $t \in [0, T]$ that is known to correspond to either a process $y^1(t)$ (hypothesis H^1) or a process $y^2(t)$ (hypothesis H^2). In accordance with the accepted method of determining estimates of generalized Fourier coefficients \hat{C}_n and a given orthonormal system $\bar{G}_n(t)$ of the accepted implementation $y^p(t) \in \mathbb{N}$ corresponds to a well-defined point $\{\hat{C}_n\}$ in the space \hat{C}_n of sequences of generalized Fourier coefficients. Noted that in the case of nonstationary processes $y(t)$, $i=1,2$ we will consider estimates \hat{C}_n for a fixed parameter $t_0 \in [0, T]$, otherwise

$$\hat{C}_n = \hat{C}_n(t) \Big|_{t=t_0}.$$

Thus, a correspondence is established between the space of realizations \mathbb{N} and the space of sequences of estimates of generalized Fourier coefficients \mathbb{Z} . This correspondence will be mutually unique with a fixed method for determining estimates of Fourier coefficients and an orthonormal basis. Noted that this type of elements in the

orthonormal basis $\overline{G}_n(t)$ is mainly determined by the type of linear random process $\xi(t)$.

Each of the hypotheses H^i , $i=1,2$ in the estimation space \mathbb{Z} corresponds to a certain probable measure ν_i , $i=1,2$. These measures can be set based on the introduction of cylindrical sets $\mathbb{C} \subset \mathbb{Z}$:

$$\mathbb{C} = \bigcap_{k=1} C^{m_k}(A^k),$$

where $C^{m_k}(A^k)$ is the set of those sequences from \hat{C}_n to \mathbb{Z} , for which $\hat{C}^{m_k} \in A^k$ where $A^k \in \mathbb{R}^1$, $m_k = 0,1,2$.

Next, in accordance with the specified criteria and features of the measures ν_i , $i=1,2$ you need to divide the space \mathbb{Z} into two subsets \mathbb{Z}^1 and \mathbb{Z}^2 which do not intersect. We will, for certainty, use the Neumann-Pearson criterion and consider probabilistic measures of continuous type, which are described by sequences of finite-dimensional densities of probability distribution:

$$p^{N_i} = (\hat{C}_0, \hat{C}_1, \dots, \hat{C}_{N-1});$$

$$N=1,2,\dots; \quad i=1,2.$$

Suppose that $\nu_1 \ll \nu_2$, ie we will consider a regular case. According to the Neumann-Pearson criterion, setting the level of significance α and solving the equation

$$\nu_1 \{l(\hat{C}) \leq h\} = \alpha$$

relatively h , we find the decision threshold. Thus, the space of sequences of estimates \mathbb{Z} of generalized Fourier coefficients is divided into two disjoint subsets \mathbb{Z}^1 and \mathbb{Z}^2 :

$$\mathbb{Z}^1 = \{\hat{C} : l(\hat{C}) > h\};$$

$$\mathbb{Z}^2 = \{\hat{C} : l(\hat{C}) \leq h\}.$$

In this case, if the sequence of estimates $\{\hat{C}_0, \hat{C}_1, \dots\} \in \mathbb{Z}^1$, the hypothesis H^1 is accepted, if $\{\hat{C}_0, \hat{C}_1, \dots\} \in \mathbb{Z}^2$ – then the hypothesis H^2 .

It is necessary to build a specific type of signal recognition rule, ie to set a description in this type of measures, for example, v_i , $i=1,2$, based on the task of sequences of finite-dimensional densities of distribution [4, p. 3213]. To do this, we note that the theory of statistical estimates [4, p. 3215] with a large sample size used to estimate Fourier coefficients \hat{C}_n , the latter can be considered distributed according to the normal law.

Assume that the probability distributions of the estimates of the generalized Fourier coefficients belong to the distributions of the normal type. In addition, we consider the case when the distributions corresponding to the hypotheses H^1 and H^2 have the same covariance matrices \mathbf{R}_N but different vectors of mathematical expectations \bar{m}_{Ni} , $i=1,2$. In this case, the logarithm of the functional is the plausibility relation

$$\log l(\hat{C}) = \lim_{N \rightarrow \infty} \log \left\{ I^N(\hat{C}_N) \right\} = (\hat{C}, \bar{m}_1 - \bar{m}_2) + \frac{1}{2} \|\bar{m}_1\|^2 - \frac{1}{2} \|\bar{m}_2\|^2,$$

where $\bar{m}_i = (m_{0i}, m_{1i}, m_{2i}, \dots)$, $i=1,2$.

Since the unbiased estimates of the generalized Fourier coefficients are considered, for large sample sizes we can assume that

$$m_{ki} = M_i \hat{C}_k \approx C_{ki};$$

$$k = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2.$$

Then, entering the value $C_{Ni} = (C_{0i}, C_{1i}, \dots, C_{(N-1)i})$, $i=1,2$, we get

$$\log I^N(\hat{C}_N) = (\hat{C}_N, C_{N1} - C_{N2}) + \frac{1}{2} \|C_{N1}\|^2 - \frac{1}{2} \|C_{N2}\|^2.$$

From here we can write the asymptotic optimal rule for recognizing random signals in generalized spectra in the form

$$(\hat{C}_N, C_{N1} - C_{N2}) = \log h - \frac{1}{2} (\|C_{N1}\|^2 - \|C_{N2}\|^2).$$

Assuming that \hat{C}_N are normal random variables, then a random variable will be normal

$$z = \sum_{j,k=0}^{N-1} \hat{C}_j |\mathbf{R}_N|^{-1} (C_{k1} - C_{k2}).$$

Therefore, by entering the notation

$$M_1(z) = \sum_{j,k=0}^{N-1} m_{j1} |\mathbf{R}_N|^{-1} (C_{k1} - C_{k2})$$

and

$$D_1(z) = \sum_{j,k=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{N-1} M_1[\hat{C}_j \hat{C}_r] (|\mathbf{R}_N|^{-1})^2 (C_{k1} - C_{k2})(C_{r1} - C_{r2}).$$

We can determine the probability of error of the second kind

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_1(z)}} \int_{-\infty}^{h'} \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{[z - M_1(z)]^2}{D_1(z)}\right\} dz,$$

$$\text{where } h' = \log h - \frac{1}{2} (\|C_{N1}\|^2 - \|C_{N2}\|^2).$$

In fig. 1. shows a block diagram of a device that implements the rule of recognition of two random signals of the form in the space of estimates of generalized Fourier coefficients.

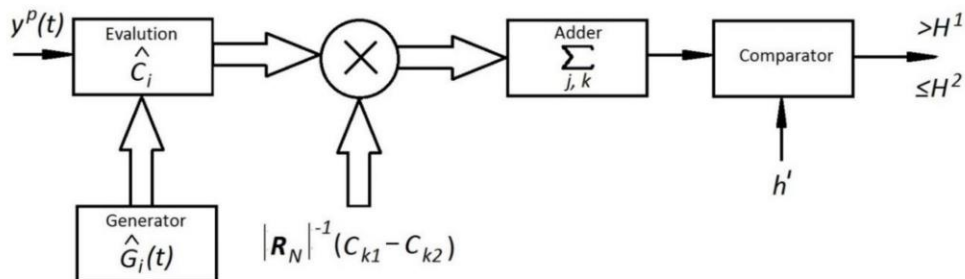


Fig. 1. Block diagram of the device for recognizing two random signals

In this scheme (Fig. 1), the Fourier coefficients $\{\hat{C}_i\}_{i=0}^{N-1}$ are estimated N in the first block. To do this, in the same block, in addition to the received signal $y^p(t)$, $t \in [0, T]$,

are fed from the generator orthonormal functionalities $\hat{G}_i(t)$ corresponding to them implementations of random processes $\hat{G}_n[x(t), t]$. The obtained estimates \hat{C}_i are given in the multiplication block, where a priori information N is also entered in the form of values $|\mathbf{R}_N|^{-1}(C_{k1} - C_{k2})$, $k = 0, 1, \dots, N-1$. In the block of summation of values, the received equations are added and the result moves to the threshold device.

Conclusions. 1. The above results allowed us to recognize random processes in which estimates of the spectral densities of linear random processes are asymptotically normal. Peculiarities of recognition of linear random processes in regular and singular cases are considered.

2. The relations for solving the problem of recognition of random signals and decision making in the process of recognition presented as nonlinear transformations of a given Hilbert linear random process, in the space of generalized estimates of Fourier coefficients at a fixed basis of orthonormal functionals from processes with independent natures are obtained.

3. The proposed method for recognizing random signals in generalized Fourier spectra can be used in both stationary and non-stationary cases. In addition, the proposed method easily implements a singular variant of recognition, for example, when one of the hypotheses, one or more generalized Fourier coefficients are zero.

4. The structural scheme of the device for signal recognition in information and communication lines is offered.

REFERENCES

1. Kipenskiy A.V., Zadonskiy O.P., Kaliuzhniy M.A., Qiang Guo. Creating the Information Basis of Spectral Masks for Automated Radiomonitoring // Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), IEEE International Scientific-Practical Conference (UKRAINE), Proceedings, 2020, pp. 167–169.

2. Cheng Yuanzeng, Zhang Hailong. Research on Modulation Recognition of the Communication Signal Based on Statistical Model // Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (UAE), Proceedings, 2011, Vol. 3, pp. 46–50.

3. Omelchenko V.A. Foundations the Spectral Theory of Signal Recognition / V.A. Omelchenko. – Kharkov: Vysha Shkola, 1983. – P. 156. (Russian)

4. Bezruk V., Omelchenko A., Fedorov O., Mercorelli P., Hipolito J. Selection and Recognition of Statistically Defined Signals in Learning Systems // 44-th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2018, USA), Proceedings, 2018, pp. 3211–3216.

