

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кваліфікаційна наукова
робота на правах рукопису

ОСІПЧУК АЛІНА ОЛЕКСАНДРІВНА

УДК 621.396.62 (043)

ДИСЕРТАЦІЯ

**СТІЙКІ ЗАВАДОЗАХИЩЕНІ МЕТОДИ ТА АЛГОРИТМИ
ОЦІНЮВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ В
РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ**

05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

А.О. Осіпчук

Науковий керівник Прокопенко Ігор Григорович
доктор технічних наук, професор

Київ – 2021

АНОТАЦІЯ

Осіпчук А.О. Стійкі завадозахищені методи та алгоритми оцінювання інформаційних сигналів в радіотехнічних системах. - Кваліфікаційна наукова робота на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. – Національний авіаційний університет, МОН України, Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної науково-технічної задачі, яка полягає в розробленні стійких методів оцінювання інформаційних параметрів сигналів з метою підвищення завадостійкості та точності радіотехнічних систем в умовах високого рівня завад.

Проведено аналіз існуючих методів оцінювання інформаційних параметрів сигналів у радіотехнічних системах з метою визначення перспективних напрямків їх розвитку та вдосконалення в умовах ускладненої електромагнітної обстановки. Розглянуто основні фактори, що впливають на завадостійкість та електромагнітну сумісність радіотехнічних систем. Основну увагу в роботі приділено розробці нових алгоритмів оцінювання інформаційних параметрів сигналів при дії як гаусівських так і негаусівських завад. Розроблено імітаційну модель інтермодуляційної завади, що проявляється у радіоприймачах та веде до погіршення їх роботи.

Синтезовано метод оцінювання фази гармонічного сигналу при дії інтермодуляційної завади та проведено дослідження запропонованого методу шляхом математичного моделювання. Розглянута можливість його реалізації в фазовому детекторі бортового авіаційного радіоприймального пристрою системи ближньої навігації. Оскільки до інформаційних параметрів сигналу розглянутих пристроїв входить і частота, була розглянута можливість застосування стійких методів оцінювання параметрів при реалізації частотного детектору.

Для розв'язання проблеми у дисертації поставлено та вирішено такі задачі

– вперше запропоновано модель інтермодуляційної завади імпульсного характеру, що полягає у формуванні потоку імпульсів на частоті корисного сигналу, що дозволила провести дослідження синтезованого методу оцінки фази гармонічного сигналу при дії імпульсної завади;

– вперше синтезовано робастний метод оцінки фази сигналу при дії інтермодуляційної імпульсної завади, що забезпечує надійну оцінку при високій інтенсивності завад;

– вдосконалено частотний детектор, що ґрунтується на методі оцінювання частоти на основі авторегресійної моделі, що дозволило підвищити швидкодію та завадостійкість при дії імпульсних завад.

Результати досліджень упроваджено в навчальний процес кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій Національного авіаційного університету. Основні наукові результати отримано в рамках таких науково-дослідних робіт:

НДР № 761-ДБ-11 «Стійкі методи і алгоритми обробки сигналів в інформаційно-вимірювальних системах»;

НДР № 75/22.01.03 «Інформаційні технології в системах радіотехнічного забезпечення польотів»;

НДР № 245-ДБ19 «Робастні завадостійкі та завадозахищені методи і алгоритми обробки інформаційних процесів в умовах неповної апріорної інформації».

Ключові слова: обробка сигналів, завада, робастність, завадостійкість, система ближньої навігації, бортове обладнання, радіоприймальний пристрій.

ABSTRACT

Osipchuk A.A. Robust noise immunity methods and algorithms for estimation of information signal parameters in radio engineering systems –

As a manuscript.

The dissertation for the degree of candidate of technical sciences, specialty 05.12.13 – «Radio devices and means of telecommunications». – National Aviation University, Kyiv, 2021.

The dissertation is devoted to the solution of the actual scientific and technical problem, which consists in increase of noise immunity and accuracy of radio engineering systems in the conditions of high level of noise at the expense of development of robust methods for estimation of information parameters of signals.

The analysis of the existing methods of estimation of signals information parameters in radio engineering systems for the purpose of perspective directions definition of their development and improvement in the conditions of the complicated electromagnetic situation is carried out. The main factors influencing noise immunity and electromagnetic compatibility of radio engineering systems are considered. The main attention in the work is paid to the development of new algorithms for estimating the information parameters of signals under the action of both Gaussian and non-Gaussian interferences. A simulation model of intermodulation interference has been developed, which is manifested in radio receivers and leads to deterioration of their performance.

The method for estimating the phase of the harmonic signal under the action of intermodulation noise is synthesized and the research of the proposed method by mathematical modeling is carried out. The possibility of its realization in the phase detector of the onboard aviation radio receiver of the short-range navigation system is considered. Since the signal information parameters of the considered devices include the frequency, the possibility of using stable methods for estimating the parameters in the implementation of the frequency detector was considered.

To solve the problem in the dissertation the following tasks have been set and solved:

- for the first time the model of intermodulation interference of pulse character is offered, which consists in formation of pulses stream on frequency of a useful signal that allowed to carry out research of the synthesized method of an estimation of a harmonic signal phase at action of pulse interference;
- for the first time a robust method of signal phase estimation under the action of intermodulation pulse interference was synthesized, which provides reliable estimation at high interference intensity;
- improved frequency detector based on the method of frequency estimation based on the autoregressive model, which allowed to increase the speed and noise immunity under the action of pulse noise.

The research results were introduced into the educational process of the Department of Telecommunication and Radio Electronic Systems of the Faculty of Air Navigation, Electronics and Telecommunications of the National Aviation University in the discipline: "Statistical signal processing" and "Signal reception and processing". The main scientific results were obtained in the framework of the following research works:

Research scientific work № 761-DB-11 "Stable methods and algorithms for signal processing in information and measuring systems";

Research scientific work № 75 / 22.01.03 "Information technologies in systems of radio technical support of flights";

Research scientific work № 245-DB19 "Robust noise-immunity and noise-protection methods and algorithms for processing information processes in conditions of incomplete a priori information."

Keywords: radio engineering system, estimation of signal parameters, phase estimation, impulse noise, statistical signal processing, frequency detector.

Список публікацій здобувача:

1. Prokopenko I., Omelchuk I., Osipchuk A., Petrova J. Estimation of the Harmonic Signal Parameters in the Complex Interferences. The 9 th Microwave and Radar Week, Signal Processing Workshop 2020 (SPW2020), Warsaw, Poland, 5 7 October 2020. P. 22 – 27. (Scopus)

2. Prokopenko I., Osipchuk A., Petrova J. Estimation of the harmonic signal phase under action of intermodulation interference in radio navigation and landing systems. Advanced Computer Information Technologies: Proceedings of 9th International Conference, Ceske Budejovice (Czech Republic), 5 – 7 June, 2019. P. 137 – 140. (Scopus)

3. Prokopenko I., Omelchuk I., Osipchuk A., Petrova J. Robust estimation of the harmonic signal parameters in non-gaussian interferences. The 4 th International conference on information and telecommunication technologies and radio electronics, Odessa, 9 13 September 2019. P. 32 – 37. (Scopus)

4. Prokopenko I., Prokopenko K., Omelchuk I., Osipchuk A. Synthesis and effectivity analysis of robust algorithms for random signal detection in non-gaussian interferences. Electronics and Control Systems. 2019. Volume 3, No. 61. P. 9-17.

5. Prokopenko, I., Omelchuk, I., Osipchuk, A., Daradkeh, Y.I. (2019). Estimations of the signal information parameters in radio engineering systems. CEUR Workshop Proceedings, 2588. P. 107 – 120. (Scopus)

6. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О., Нечаєв Ю.В., Щербаков С.Д. Цифрова обробка сигналів навігаційних радіомаяків VOR в бортових авіаційних приймних пристроях. Електроніка та системи управління. 2006. № 4. С. 59 – 65.

7. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О., Нечаєв Ю.В., Щербаков С.Д. Аналіз точності методів вимірювання різниці фаз сигналів. Авіа 2006, Київ. 25 – 27 вересня 2006. С. 23.44 – 23.47.

8. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О., Нечаєв Ю.В., Щербаков С.Д. Алгоритмы оценки коэффициента модуляции сигналов радиомаяков в навигационно-посадочных системах. Електроніка та системи управління. 2008. № 4. С. 48 – 53.

9. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О. Застосування перетворення Фур'є при оцінюванні параметрів сигналів в радіотехнічних навігаційних системах. Теорія та методи обробки сигналів, Київ. 20 22 травня 2008. С. 107.

10. Кондрашов В.И., Форостян В.Ю., Осіпчук А.О. Характеристики радиочастотных трактов бортового авиационного навигационно-посадочного оборудования. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. № 10. С. 56 – 67. (Scopus)

11. Кондрашов В. И., Форостян В. Ю., Осіпчук А.О. Влияние радиотехнических и промышленных помех на точностные характеристики авиационной навигационно-посадочной радиоаппаратуры. Електроніка та системи управління. 2009. № 3 (21). С. 87 – 92.

12. Кондрашов В.И., Ильченко М.Н., Осіпчук А.О. Пути повышения безопасности навигационно-посадочных операций воздушных судов. Електроніка та системи управління. 2009. № 3. С. 80 – 86.

13. Кондрашов В.И., Музыченко В.Н., Осіпчук А.О. Влияние нелинейности и динамического диапазона приемного тракта бортовой навигационно-посадочной аппаратуры на характеристики ее электромагнитной совместимости. Системы управління, навігації та зв'язку. 2009. №4. С. 56 – 61.

14. Кондрашов В.И., Ильченко М.Н., Бейгель М.И., Осіпчук А.О. Модернизация бортовых приемников сигналов систем посадки и навигации самолетов. Системы управління, навігації та зв'язку. 2009. № 4. С. 62 – 68.

15. Кондрашов В.И., Осіпчук А.О. Сигналы и помехи в бортовых навигационно-посадочных радиоприемных устройствах. Авіа 2009, Київ. 21 – 23 вересня 2009. С. 56.

16. Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О. Характеристики активних антен бортової авіаційної навігаційно-посадкової апаратури. Наукоємні технології. 2013. Т.19. № 3(19). С. 313 – 316.

17. Osipchuk A. The complex navigation and landing equipment for a "small aviation". Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments: 2th International conference, Kyiv. 15 17 October 2013. P. 104 – 107. (Scopus)

18. Osipchuk A. Integration of unified modules of aircraft onboard navigation and landing equipment for "small aviation". Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments: 2th International conference, Kyiv. 15 – 17 October 2013. P. 107 – 110. (Scopus)

19. Osipchuk A. Principles of creation unified base complex of navigation and landing equipment. Electronics and Control Systems. 2013. № 3(37). P. 94 – 98.

20. Кондрашов В.І., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Навигационно-посадочное авиаоборудование. Базовый ряд бортовых радиотехнических навигационно-посадочных средств летательных аппаратов. Palmarium Academic Publishing, 2013. 185 с.

21. Petrova Yu., Osipchuk A., Fialkina T. Mobile multi-position air-navigation-landing system and its parameters in landing mode. Proceedings of the National Aviation University. 2020. № 83(2). P. 27 – 36.

22. Osipchuk A. Radio multiposition system for UAV navigation and landing. Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments: 3th International conference, Kyiv. 15 17 October 2015 P. 257 – 260. (Scopus)

23. Кондрашов В.І., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Параметры навигационной авиасистемы. Характеристики мобильной радиодальномерной навигационно-посадочной авиасистемы многопозиционного наземного базирования. Palmarium Academic Publishing. 2016. 80 с.

24. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О. Робастний алгоритм оцінки фази гармонічного сигналу на тлі гаусівського шуму та імпульсної завади.

Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. 21 – 23 листопада 2016. С. 68.

25. Мігель С.В., Осіпчук А.О. Дослідження комбінованого алгоритму оцінювання частоти радіосигналу в суміші з гаусівською завадою. Політ. Сучасні проблеми науки. 3-6 квітня 2018. С. 55 – 56.

26. Кондрашов В.І., Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Радіоприймач сигналів інструментальної посадки: пат. 88168 Україна, МПК H04B 1/06 (2006.01) G01S 5/02 (2010.01), № u 2013 06503; заявл. 27.05.2013; опубл. 11.03.14, Бюл. № 5.

27. Кондрашов В.І., Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Радіоприймач сигналів всенаправленого маяка фазової системи ближньої навігації: пат. 98730 Україна, МПК H04B 1/06 (2006.01) G01S 5/02 (2010.01), № u 2014 10957; заявл. 07.10.2014; опубл. 12.05.15, Бюл. № 9.

28. Кондрашов В.І., Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С., Туренко Д.М. Цифровий вимірювач різниці фаз: пат. 98229 Україна, МПК G01R 25/08 (2006.01) № u 2014 10955, заявл. 07.10.2014, опубл. 27.04.2015, Бюл. № 8.

ЗМІСТ

ЗМІСТ	10
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	12
ВСТУП	14
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ	21
1.1 Аналіз проблем завадостійкості авіаційних РТС	21
1.2 Вимоги до характеристика РТС	25
1.3 Основні напрями вирішення проблем ЕМС	27
РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КАНАЛІВ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ	31
2.1. Аналіз причин виникнення та шляхи проникнення завад	31
2.2. Технічні методи придушення та захисту від завад ...	35
2.3. Випромінювання радіопередавачів з задачах ЕМС ..	37
2.4. Загальні характеристики радіоприймальних пристроїв, що визначають їх сумісність з оточенням	40
2.5. Нелінійні ефекти в приймально-передавальній апаратури і їх оцінка в задачах ЕМС	48
2.5.1. Ефект блокування радіоприймального пристрою	50
2.5.2. Фазовий шум генератора	54
2.5.3. Ефект інтермодуляції	56
2.5.4 Оцінка перехресних спотворень	75
РОЗДІЛ 3. ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ У ВИСОКОЧАСТОТНИХ ТРАКТАХ	80
3.1. Вплив нелінійності і динамічного діапазону приймального тракту бортової навігаційно- посадкової апаратури на характеристики її електромагнітної сумісності	80

3.2. Вплив частотно-модульованих завад, створюваних УКВ радіомовними станціями на функціонування апаратури ILS-85, VOR-85	92
3.3. Вплив радіотехнічних та індустріальних завад на точнісні характеристики радіоапаратури	100
3.4. Основні напрямки підвищення завадозахищеності і електромагнітної сумісності апаратури	103
РОЗДІЛ 4. МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ У НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ТРАКТАХ	107
4.1. Математичний опис завад в задачах оцінювання параметрів радіосигналів	107
4.2. Алгоритм оцінки фази гармонічного сигналу при дії імпульсних завад, що спричинені інтермодуляцією	109
4.3. Робастне оцінювання фази гармонічного сигналу при дії хаотичної імпульсної завади	115
4.4. Оцінювання різниці фаз сигналів на тлі гаусівської завади	117
4.5. Робастне оцінювання амплітудних характеристик сигналів	118
4.6. Розробка макету пристрою вимірювання різниці фаз гармонічних сигналів	124
4.7. Оцінювання частоти гармонічного сигналу	127
4.7.1. Забезпечення стійкості оцінки частоти до дії ХІЗ	127
4.7.2. Частотний детектор з оптимальним алгоритмом оцінки частоти	131
4.7.3. Швидкодіючий завадостійкий частотний детектор	133
ВИСНОВКИ	137
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	139
ДОДАТОК А. Впровадження результатів дисертаційної роботи .	149
ДОДАТОК Б. Функціональні схеми блоків запропонованого швидкодіючого частотного детектора	152
ДОДАТОК В. Лістинг програмного коду програми оцінки параметрів фази гармонічного сигналу при дії негаусівських завад	155

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
ЕМЗ	–	електромагнітна завада
ЕМС	–	електромагнітна сумісність
ЗНМ	–	немодульована завада
ЗПМ	–	завада, що спричинена перехресною модуляцією
ІМЗ	–	інтермодуляційна завада
ІМП	–	інтермодуляційний продукт
КГМ	–	коефіцієнт глибини модуляції
КПР	–	керування повітряним рухом
ЛА	–	літальний апарат
НПА	–	навігаційно-посадкова апаратура
ОКП	–	основний канал прийому
ПВЧ	–	підсилювач високої частоти
ПКП	–	побічний канал прийому
ПЛІС	–	програмована логічна інтегральна схема
ПП	–	підсилювач потужності
ППЧ	–	підсилювач проміжної частоти
ПРД	–	передавач
ПС	–	повітряне судно
РГМ	–	різниця глибин модуляції
РЕЗ	–	радіоелектронний засіб
РЕО	–	радіоелектронне обладнання
РТС	–	радіотехнічна система
СКВ	–	середнє квадратичне відхилення
СКП	–	середньоквадратична помилка
ФП	–	функція правдоподібності

XIЗ	– хаотична імпульсна завада
ЩРІ	– щільність розподілу імовірностей
ЩРІ	– щільність розподілу імовірностей
BER	– частота помилок по бітам
DSP	– цифрова обробка сигналів
ICAO	– International Civil Aviation Organization (Міжнародна організація цивільної авіації)
ILS	– система інструментальної посадки
LF	– функція правдоподібності
LS	– найменші квадрати
MAP	– максимум апостеріорної імовірності
ML	– максимальна правдоподібність
MSE	– середньоквадратична помилка
PDF	– щільність розподілу ймовірностей
RMS	– середнє квадратичне відхилення
RMSE	– середньоквадратична похибка
SIR	– співвідношення сигнал/завада
SNR	– співвідношення потужностей сигнал/шум

ВСТУП

Актуальність теми. Все більш широке використання авіації, що спричинене зростанням потреб суспільства у мобільності і транспортних перевезень та рішення різноманітних задач, призводить одночасно як до зростання інтенсивності повітряного руху, так і щільності розташування літальних апаратів (ЛА) в повітряному просторі. У зв'язку з цим висувуються нові вимоги до авіаційних радіоелектронних засобів забезпечення безпеки та необхідності постійного удосконалення таких засобів.

Всі ці вимоги полягають в забезпеченні більш раціонального використання повітряного простору, підвищення роздільної здатності систем керування повітряним рухом (КПР) та аеропортів, подальшого підвищення цілісності систем та організації широкого обміну інформації між літаками та наземними центрами.

Все це виражається в концепції розвитку, стратегії впровадження нових методів та засобів та використанні існуючих типів обладнання з урахуванням їх організації та взаємодії. Ці види технологій для радіоелектронного авіаційного обладнання суттєвим чином впливають на процеси як його створення так і впровадження в масове виробництво, а також на подальше підвищення ефективності та безпеки авіаційних перевезень.

Концепція розвитку передбачає впровадження останніх досягнень мікро- та наноелектроніки, мікропроцесорної техніки, нових матеріалів та технологій, що дозволяють підвищити можливості бортового обладнання КПР, навігації та посадки. Із впровадженням нових технологій всі складові елементи авіаційного радіоелектронного обладнання, а саме антенно-фідерні пристрої, приймальні та передавальні пристрої та пристрої обробки сигналів зазнають істотних змін.

Застосування досягнень сучасних технологій дає можливість подальшого підвищення швидкодії обчислювальних пристроїв та

мікропроцесорів, переходу на високошвидкісні методи цифрової передачі інформації. Впровадження цих технологій, дозволяє реалізувати сучасні методи обробки сигналів, оптимальне комплексування різноманітних датчиків інформації на борту ЛА.

Забезпечення високого рівня безпеки польотів в сучасних умовах, перенасичення радіочастотного спектру різноманітними джерелами електромагнітного випромінювання, зростання кількості радіотехнічних засобів та їх вплив на роботу аеронавігаційних радіотехнічних систем потребує удосконалення існуючих та розгляду можливості створення нових методів підвищення завадостійкості та точності радіотехнічних систем забезпечення польотів.

Якість та своєчасність надання навігаційної інформації екіпажам повітряних суден та диспетчерам служб керування повітряним рухом є одними з головних чинників безпеки та регулярності польотів.

Розробка методів отримання достовірної навігаційної інформації в умовах складної завадової ситуації, погіршення електромагнітної сумісності призведе до покращення тактико-технічних характеристик радіотехнічних систем забезпечення польотів. Так, наприклад, основний недолік системи ближньої навігації VOR є невисока точність визначення навігаційного параметру за рахунок впливу дестабілізуючих факторів на його оцінку. Причиною завад є сторонні випромінювання в діапазоні робочих частот, прояв небажаних явищ у нелінійних вузлах радіоприймальних пристроїв бортового обладнання системи ближньої навігації.

Відповідно підвищуються вимоги до ефективності функціонування системи аеронавігаційного забезпечення в цілому, та засобів радіотехнічного забезпечення польотів зокрема. Окрім того, радіотехнічні системи набули широкого застосування не тільки в авіації та космонавтиці, але й в інших галузях, таких як системи управління, медицина, тощо.

Погіршення заводової обстановки ускладнює роботу радіоприймальних пристроїв та збереження необхідного рівня їх технічних характеристик. Тож виникає необхідність застосування нових підходів до обробки сигналів з метою забезпечення та покращення технічних характеристик радіотехнічних пристроїв в сучасних умовах їх експлуатації.

Умови функціонування радіотехнічних систем (РТС) погіршуються у зв'язку з ускладненням електромагнітної обстановки, що пов'язано із зростанням енергетичного рівня завод, їх різновидів та кількості. Суттєве насичення ефіру електромагнітним випромінюванням обумовлено інтенсивним розвитком та впровадженням радіотехнічних засобів радіолокації, телекомунікації, радіозв'язку, телеметрії та інших.

Тому, однією із важливих проблем, що виникають на етапі створення та експлуатації радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій, є підвищення ефективності функціонування та забезпечення електромагнітної сумісності РТС, яка в свою чергу може бути досягнута за допомогою використання нових стійких заводо захищених методів оцінювання інформаційних параметрів сигналів.

Розробка теорії статистичного оцінювання параметрів в радіотехніці проводилась багатьма вченими, що висвітлено в фундаментальних теоретичних працях Ван Тріса Г., Мідлтона Д., Хьюбера П., Крамера Г., Левіна Б. Р., Тихонова В. І., Бакулева П. А., Леванона Н., Рембовського А. та інших. Синтез стійких методів оцінювання параметрів радіотехнічних сигналів є концептуальним напрямком підвищення точності та заводостійкості сучасних РТС. Вагомий внесок у вирішення теоретичних та практичних питань обробки сигналів та оцінювання їхніх параметрів здійснений фахівцями Національного авіаційного університету: Корнільєвим Е. А., Давлет'янцем О. І., Прокопенком І. Г., Соломенцевим О. В., Білецьким А. Я., Омельчуком І. П.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Основні наукові результати отримано в рамках таких науково-дослідних робіт:

НДР № 43/22.01.03 «Інформаційні технології в автоматизованих комплексах зв'язку, навігації, спостереження, авіаційної безпеки та системах їх експлуатації»;

НДР № 75/22.01.03 «Інформаційні технології в системах радіотехнічного забезпечення польотів»;

НДР № 245-ДБ19 «Робастні завадостійкі та завадозахищені методи і алгоритми обробки інформаційних процесів в умовах неповної апріорної інформації».

Мета і завдання дослідження. Метою дослідження є підвищення точнісних характеристик радіотехнічних систем шляхом впровадження нових стійких завадозахищених методів оцінювання інформаційних параметрів сигналів.

Задачі, що необхідно вирішити для досягнення поставленої мети:

– провести аналіз основних видів завад, що діють в радіоприймальних пристроях та методів, що використовуються для їх усунення;

– побудувати імітаційну модель інтермодуляційної завади;

– запропонувати стійкі методи оцінювання інформаційних параметрів, що дозволять покращити точність їх визначення в умовах підвищеного рівня завад;

– провести перевірку ефективності запропонованих методів шляхом комп'ютерного моделювання та розробити рекомендації щодо їх застосування при проектуванні радіотехнічних пристроїв.

Об'єкт дослідження – процес обробки даних в радіотехнічних системах.

Предмет дослідження – методи та алгоритми оцінювання інформаційних параметрів сигналів в радіотехнічних системах.

Методи дослідження – методи системного аналізу, теорії ймовірностей та математичної статистики, теорії випадкових процесів, методів математичного моделювання, авторегресійного аналізу.

Наукова новизна отриманих результатів:

– вперше запропоновано модель інтермодуляційної завади імпульсного характеру, що полягає у формуванні потоку імпульсів на частоті корисного сигналу, що дозволила провести дослідження синтезованого методу оцінки фази гармонічного сигналу при дії імпульсної завади;

– вперше синтезовано робастний метод оцінки фази сигналу при дії інтермодуляційної імпульсної завади, що забезпечує надійну оцінку при високій інтенсивності завад;

– вдосконалено частотний детектор, що ґрунтується на методі оцінювання частоти на основі авторегресійної моделі, що дозволило підвищити швидкодію та завадостійкість при дії імпульсних завад.

Практичне значення одержаних результатів. Застосування імітаційної моделі інтермодуляційної завади, імпульсної завади дозволило провести дослідження існуючих та запропонованих методів оцінювання інформаційних параметрів в приймальних трактах радіотехнічних пристроїв та оцінити їх завадостійкість.

Отримані результати моделювання дають підставу розгляду можливості впровадження запропонованих методів оцінювання фази та частоти гармонічних сигналів в радіотехнічних системах з метою забезпечення вимог до технічних характеристик при значно гірших умовах їх функціонування.

На основі запропонованих завадозахищених методів розроблено рекомендації щодо побудови структур фазового детектору та частотного детектору та їх застосуванні при проектуванні радіотехнічних пристроїв, а також в фазових демодуляторах цифрових телекомунікаційних засобів для зменшення коефіцієнта бітової помилки.

Розроблені математичні моделі завад та сигналів використовуються в навчальному процесі при викладанні таких дисциплін «Статистична обробка сигналів», «Приймання та оброблення сигналів».

Отримані результати досліджень застосовані при виконанні кафедральних науково-дослідних робіт, що підтверджено відповідними Актами впровадження.

Особистий внесок здобувача. Основні положення та результати дисертаційної роботи, що виносяться на захист, отримані автором самостійно.

Частина отриманих результатів виконана у співавторстві з науковим керівником та іншими співавторами. У роботах, опублікованих у співавторстві, автору дисертації належить: аналіз завад, розробка методу оцінювання фази гармонічного сигналу при дії завад та проведення його моделювання, формулювання висновків по отриманих результатах [1, 7, 8], аналіз методів виявлення, проведення моделювання розглянутих методів [2, 5], аналіз причин виникнення інтермодуляційних завад, розробка та проведення моделювання методу оцінювання фази гармонічного сигналу при дії інтермодуляційної завади завад, сформульовано висновки отриманих результатів [3, 4, 24], постановка проблеми, аналіз завадової ситуації, розробка та моделювання методу оцінки інформативного параметру глибини модуляції навігаційних сигналів [6, 9], розробка математичної моделі сигналу радіотехнічної навігаційно-посадкової системи, розробка методу оцінювання інформаційного параметру сигналу та проведення його дослідження [10], аналіз завадової ситуації, розрахунок параметрів навігаційно-посадкової апаратури [11–17, 21, 23], проведення моделювання методу оцінювання частоти гармонічного сигналу при дії гаусівської завади [25], опис принципу роботи структурної схеми [26–28].

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати, отримані автором, доповідались на XI Міжнародній науково-технічній конференції «Авіа 2009» (Київ, 2009 р.), Науково-технічній

конференції «Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM» (Київ, 2016 р.), IEEE Third International Conference “Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments” (Київ, 2015 р.), Науково-технічній конференції «Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM» (Київ, 2018 р.), 9 th International Conference “Advanced Computer Information Technologies” (Чеське Будйовице, Чехія, 2019 р.), 1 st International Workshop on Cyber Hygiene & Conflict Management in Global Information Networks (Київ, 2019 р.), 4 th International Conference on information and telecommunication technologies and radio electronics (Одеса, 2019), 9 th Microwave and Radar Week, Signal Processing Workshop 2020 (Warsaw, 2020), 2nd International Conference on Cyber Hygiene & Conflict Management in Global Information Networks (Kyiv-Lviv, 2020).

Публікації. Основний зміст дисертації опубліковано в 28 друкованих роботах: з них 12 у фахових періодичних наукових виданнях (1 з яких індексується наукометричними базами Scopus), в 2 монографіях, опублікованих в Німеччині, 3 патентах та 11 в матеріалах наукових конференцій (7 індексуються наукометричною базою Scopus).

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 3 додатків. Загальний обсяг роботи становить 164 сторінки друкованого тексту. Робота ілюстрована 9 таблицями та 23 рисунками. Список використаних джерел містить 87 найменувань.

РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

1.1. Аналіз проблеми завадостійкості авіаційних РТС

Забезпечення високого рівня безпеки польоту повітряних суден (ПС) є одним з головних пріоритетних напрямів розвитку авіації. Радіотехнічні системи (РТС), що інформаційно підтримують, з одного боку, екіпаж ПС в процесі польоту, а з другого, використовуються службами керування повітряного руху для спостереження за повітряним простором, працюють у складних умовах з великою кількістю завад природного та штучного походження. Одним з основних факторів, що впливають на рівень безпеки повітряного руху, є стійкість РТС до електромагнітних завад, що впливають на їх роботу.

Зростання інтенсивності повітряного руху, висока насиченість авіації радіотехнічними засобами радіолокації, зв'язку, управління та навігації, широке впровадження промислових електричних та радіоелектронних систем – усе це призводить до збільшення навантаження на радіочастотний спектр, в цілому, та до ускладнення електромагнітної ситуації в районах аеропорту та на повітряних трасах. Відповідно, суттєво погіршуються умови роботи бортового радіоелектронного обладнання (РЕО). Аналіз літератури [1 – 6] показує, що інтенсивний розвиток засобів передачі інформації у галузі радіозв'язку, радіомовлення, радіолокації, телеметрії та інших привів до значного насичення ефіру електромагнітним випромінюванням. Більше того, ситуація ускладнюється тим, що в обмеженому просторі десятки і сотні радіотехнічних систем можуть працювати одночасно в безперервному та імпульсному режимах. При цьому велика кількість радіоелектронних систем працює в одному частотному діапазоні.

Насиченість радіочастотного ефіру пов'язана не тільки із кількісним зростанням радіоелектронних засобів, але і з їх якісними змінами. Високий рівень чутливості та широка смуга пропускання багатьох сучасних

радіоприймальних пристроїв призводить до їх ураження завадами. Особливо це проявляється у приймальних пристроях з високою чутливістю. Також створення досить потужних імпульсних передавачів призвело до зростання випромінювання на другій, третій та наступних гармоніках основної частоти. Необхідно зауважити, що значна кількість РТС працює в одному частотному діапазоні, що теж призводить до підвищення шансів ураження радіоприймальних пристроїв завадами від близько розташованих РЕЗ. Всі ці фактори підтверджують необхідність аналізу сучасного стану проблем електромагнітної сумісності та завадозахищеності радіоелектронних засобів та виконання вимог до їх технічних характеристик згідно нормативно-технічної документації.

Радіотехнічні системи знайшли широке застосування в багатьох галузях науки та техніки, однак особливе місце займають в авіаційній та космічній галузі. Так виділяють навіть окремий клас технічних засобів інформаційно-технічного забезпечення повітряного руху – радіотехнічне забезпечення польотів. Радіоелектронні засоби, що входять до складу цих систем та комплексів, радіотехнічними методами формують поточну навігаційну інформацію [6]. Їхня головна відмінність від систем, що виконують схожі функції передачі, отримання та перетворення інформації, є використання радіосигналу у якості переносника інформації, які в апаратурі проявляються у вигляді струмів та напруг, а при поширенні в атмосфері, космосі, направляючих штучних лініях – у вигляді електромагнітних хвиль [7]. Узагальнена схема РТС має вигляд, представлений на рис. 1.1. У процесі функціонування РТС формуються інформаційні сигнали, поширюються в середовищі передачі та приймаються користувачем. Приймання радіосигналу супроводжується впливом на канал різних завад, а також спотворенням сигналу. Під завадами розуміють всі випромінювання, що діють на радіоприймальний пристрій та заважають прийманню корисного сигналу і призводять до його спотворення. Завади можуть виникати зовні радіоприймального пристрою,

тобто в середовищі поширення радіосигналу, так і в середині радіоприймального пристрою. Так розрізняють внутрішні та зовнішні завади. Ці фактори впливають на роботу приймача та відповідно на точність і достовірність відтвореної (отриманої) інформації, тобто погіршують його характеристики.

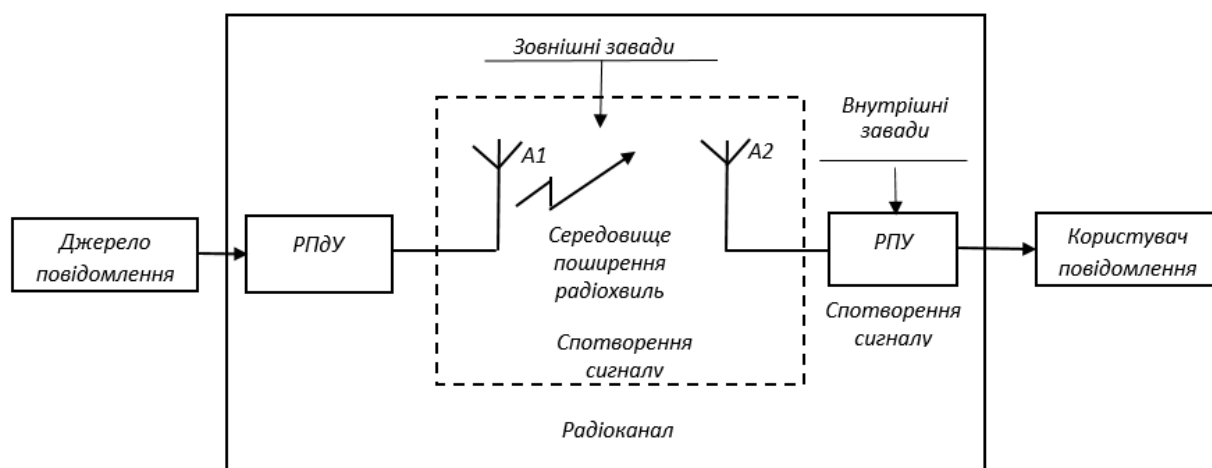


Рис. 1.1. Загальна структурна схема РЭС

Діалектика прогресу радіоелектроніки така, що, наскільки б переконливими не виглядали досягнення в нейтралізації завад шляхом безпосереднього впливу на їх джерела (розробка нових зразків малошумної приймально-підсилювальної апаратури, вдосконалення засобів по регламентації радіозв'язку та електромагнітної сумісності та інше), вимоги до якості передачі та вилучення інформації в РТС ростуть випереджаючими темпами [8].

Параметри радіоприймальних пристроїв поділяють на електричні, конструктивно-експлуатаційні, виробничо-економічні, вимоги до яких встановлюють в залежності від принципу побудови, його призначення та умов експлуатації.

До основних електричних характеристик відносять вірність відтворення повідомлення, діапазон робочих частот, чутливість, вибірковість, динамічний діапазон, завадостійкість, ефективність регулювання та електромагнітна сумісність [8].

До конструктивно-експлуатаційних характеристик відносяться маса, габарити, економічність живлення, надійність, ремонтпридатність, ергономічні показники і стабільність характеристик при зміні умов експлуатації.

До виробничо-економічних показників входять вартість, ступінь інтеграції та уніфікації вузлів, серійноздатність, вид технологічного процесу при виготовленні і терміни розробки.

Якісні показники радіоприймальних пристроїв визначаються такими основними електричними характеристиками як чутливість та вибірковість (селективність). При чому чутливість може бути оцінена мінімальною електрорушійною силою в антені E_a нормально модульованого сигналу, при якій на виході приймача сигнал відтворюється з необхідною якістю.

Односигнальна вибірковість визначається амплітудно-частотною характеристикою фільтрів підсилювально-перетворювального тракту приймача при дії на його вході одного малого сигналу, що не викликає нелінійних ефектів та оцінюється за нормованою амплітудно-частотною характеристикою.

В умовах дії сильних завад, що призводять до ефектів блокування сигналу, перехресної модуляції і інтермодуляції, використовується поняття ефективної або багатосигнальної вибіркості.

Блокуванням називають зменшення коефіцієнта підсилення підсилювально-перетворювального тракту під дією сильних заважаючих сигналів з частотами, відмінними від частот основного і побічного каналів прийому. Перехресна модуляція проявляється в перенесенні модуляції завади на несучу корисного сигналу за рахунок нелінійності підсилювально-перетворювального тракту. Інтермодуляція полягає в тому, що при впливі на нелінійний елемент підсилювально-перетворювального тракту двох або більше завад різних частот на його виході в спектрі інтермодуляційних коливань виду $mf_1 \pm nf_2 \pm pf_3 \pm$ виникає складова, що

співпадає або з частотою налаштування приймача, або з частотою якогось побічного каналу прийому.

Здатність приймача забезпечувати нормальне функціонування в умовах впливу визначеної сукупності завад характеризується завадостійкістю, яка може бути оцінена з імовірнісної чи енергетичної точки зору. Окрім того, робота радіоелектронних пристроїв характеризується з точки зору електромагнітної сумісності - можливості приймача працювати спільно з іншими радіоелектронними пристроями і системами.

1.2. Вимоги до характеристик РТС

Для авіаційних радіотехнічних систем вводяться жорсткі вимоги до електромагнітної сумісності та регламентуються рівні побічного випромінювання. Особлива увага приділяється роботі бортового радіоелектронного обладнання систем навігації та посадки, для якого встановлюються вимоги щодо характеристик завадостійкості радіоприймальних пристроїв. Інформація про вимоги до параметрів радіоелектронної апаратури за електромагнітною сумісністю (ЕМС) міститься в Національних стандартах і нормах, Регламентах щодо радіо, рекомендаціях Міжнародного консультативного комітету з питань радіо, рекомендаціях Міжнародної електротехнічної комісії. Параметри ЕМС нормуються [1] за визначених умов: методів вимірювання та вимірювального обладнання, температури, вологості тощо.

Експлуатаційні вимоги до бортового обладнання в частині завадозахищеності та електромагнітної сумісності, визначаються нормативною документацією ІСАО, та є такими [1]:

1. Не повинно виникати блокування приймача, коли на його вході присутній корисний сигнал зі стандартною модуляцією та рівнем на 3 дБ вище рівня спрацювання попереджувальної сигналізації при подачі на його вхід немодульованої завади з такими рівнями :

на 80 дБ вище, ніж корисний сигнал у частотному діапазоні від 0,19 до 1215 МГц, виключаючи діапазон від $f_n - 0,03f_{cp}$ до $f_v + 0,03f_{cp}$; де f_v , f_n , f_{cp} , - верхня, нижня та середня частота діапазону приймача,

0,5 В в діапазоні (2 ÷ 24) МГц і (118 ÷ 136) МГц, виключаючи діапазон від $f_n - 0,05f_{cp}$ до $f_v + 0,05f_{cp}$;

2. Завади, що спричинені перехресною модуляцією, не повинні призводити до спрацювання попереджувальної сигналізації при заважаючих сигналах зі стандартною модуляцією та рівнями:

що перевищують на 60 дБ реальну чутливість приймача в діапазоні частот від $f_n - 0,02f_{cp}$ до $f_0 - \Delta f$ та від $f_0 + \Delta f$ до $f_v + 0,02f_{cp}$, де f_0 - частота налаштування приймача, Δf - інтервал частот між каналами;

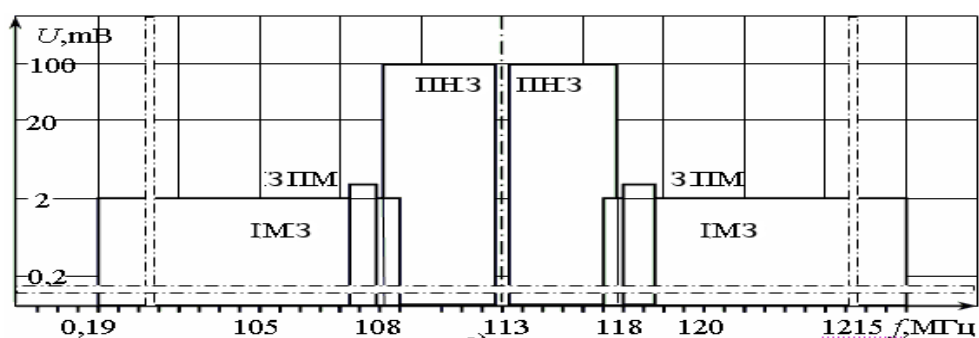
200 мВ в діапазоні від 0,19 до 1215 МГц, виключаючи діапазон від $f_n - 0,02f_{cp}$ до $f_v + 0,02f_{cp}$.

3. Не повинно відбуватися спрацювання попереджувальної сигналізації інтермодуляційними завадами 2-го та 3-го порядку, що викликані під впливом двох заважаючих сигналів у діапазоні частот (0,19 - 1215) МГц, виключаючи діапазон від $f_n - \Delta f$ до $f_v + \Delta f$, з рівнями попереджувальної сигналізації для корисного сигналу.

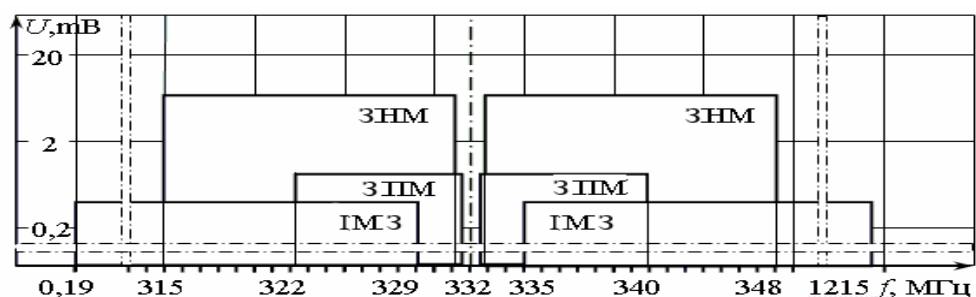
4. Рівень сигналу попереджувальної сигналізації відповідає реальній чутливості приймача і становить 3 мкВ для курсового приймача та 6 мкВ для глісадного приймача.

Наприклад, продукти взаємної модуляції, спотворення сигналів виникають внаслідок роботи УКХ-ФМ радіостанцій, у зв'язку з нелінійними ефектами в вхідних ланцюгах приймачів обладнання VOR-85 та ILS-85. Це може призвести до порушення функціонування приймачів [10 – 11].

Найнебезпечнішим випромінюванням є випромінювання, частоти яких близькі до частоти приймача, і створюють продукти взаємної модуляції (інтермодуляційні завади) другого і третього порядку $|2 \cdot f_1 \pm f_2|$ та $|2 \cdot f_2 \pm f_1|$.



а



б

Рис. 1.2. Рівні завад та їх частотний розподіл:

а для курсового приймача; б для глісадного приймача.

На рис.1.2 позначені такі типи завад: ЗНМ – немодульована; ІМЗ – інтермодуляційна завада; ЗПМ – завада, що спричинена перехресною модуляцією.

Крім навігаційних радіотехнічних систем, явища блокування, перехресної модуляції та інтермодуляції з'являються у приймальних пристроях, що використовуються в інших сферах, наприклад, у телекомунікаційних системах, системах радіозв'язку, системах супутникового зв'язку.

Тому завдання пошуку та дослідження способів забезпечення завадостійкості радіотехнічних пристроїв та систем є актуальним та важливим.

1.3. Основні напрями вирішення проблем ЕМС

До головних напрямів розв'язання задач ЕМС [12] відносять

1. Покращення параметрів ЕМС радіоапаратури.

Покращення параметрів ЕМС радіоапаратури може бути досягнуто:

- використанням нових схемотехнічних рішень і нових електронних компонентів з покращеними електричними характеристиками для побудови електричних схем радіоапаратури;

- використанням нових, більш досконалих технологій розробки, конструювання та виготовлення радіоапаратури;

- використанням усіх можливих методів придушення завад в радіоапаратурі в місцях їх виникнення і на шляхах поширення, таких як екранування, фільтрація і заземлення.

Якість виробів регламентується нормативно-технічною документацією, технічними умовами і технічним завданням на розробку, які містять вимоги як до функціональних характеристик і параметрів виробів, так і до характеристик і параметрів ЕМС. Перераховані способи поліпшення параметрів ЕМС радіоапаратури дозволяють успішно вирішувати цю задачу по відношенню до окремих виробів.

2. Раціональне використання радіочастотного ресурсу.

Виконання вимог нормативних документів щодо параметрів ЕМС радіопередавальної і радіоприймальної апаратури не дає гарантії, що при будь-яких умовах буде забезпечена ЕМС при їх спільній роботі, однак дозволяє більш ефективно використовувати радіочастотний ресурс, розміщуючи на заданій території в виділеній смузі частот більше число радіоелектронних засобів, для яких виконуються умови ЕМС.

Це досягається за допомогою розробки оптимальних або близьких до оптимальних частотно-територіальних планів розміщення РЕЗ, що задовольняють вимогам як внутрішньосистемної, так і міжсистемної ЕМС. Оптимальним вважається план, який при заданих частотно-територіальні обмеженнях на розміщення РЕЗ, максимізує число користувачів радіочастотного спектру, розподіленого для певної радіослужби.

3. Правильне конструювання та якісне виготовлення об'єктів-носіїв радіоелектронних засобів

Цей напрямок вирішення проблеми ЕМС поряд з іншими напрямками пов'язано з питаннями забезпечення ЕМС РЕЗ, що розміщуються на об'єктах, і направлено, в першу чергу, на зниження на об'єкті контактних завад.

4. Оптимальне розміщення РЕЗ та антенних пристроїв на об'єктах.

Напрямок передбачає використання на об'єктах екрануючих перегородок для зменшення взаємних завад, створюваних випромінюваннями кабелів і через корпус радіоапаратури, розміщеної в різних відсіках об'єкта, а також виконання норм територіального розносу антен, що відносяться до різних систем.

Практичним заходам щодо забезпечення ЕМС передують теоретичний аналіз ЕМС. З цією метою розглянемо причини появи завад та їх математичний опис.

Висновки до першого розділу

Ускладнення електромагнітної обстановки, що спричинене підвищенням енергетичного рівня завад, збільшенням їх типу та кількості, призводить до виникнення в бортовому навігаційному та посадковому обладнанні завад немодульованого типу, як перехресна модуляція та інтермодуляційні. Питома вага потужності завад, що проникають у тракти РЕО, збільшується також внаслідок удосконалення його технічних характеристик. Так, високий рівень чутливості та широка пропускна здатність багатьох сучасних радіоприймачів сприяє більшому проникненню завад у канали обробки сигналів.

Забруднення частотного простору джерелами випромінювання пред'являє високі вимоги до методів та засобів обробки сигналів бортового навігаційного РЕО, зокрема, до методів оцінки інформаційних параметрів сигналів: їх амплітуд, фаз, частот та глибини модуляції. Інженерні

рішення, які застосовуються на практиці, не реалізують потенційні можливості виділення корисної інформації, що міститься в прийнятих сигналах.

Таким чином, на сучасному етапі ускладнення електромагнітної обстановки, що спричинено збільшенням енергії рівня завад, збільшення їх типу та кількості, висуває на перший план важливу проблему пошуку та дослідження стійких (робастних) методів обробки радіосигналів авіаційних та промислових РЕС: виявлення корисних сигналів та отримання оцінок їхніх параметрів, тощо. У багатьох РЕС основні операції полягають в оцінці параметрів та аналізі зміни електромагнітних коливань, а наявність шуму суттєво погіршує якість характеристики цих систем.

У сучасних РТС широко використовуються гармонічні сигнали як переносники інформації, що забезпечується відповідною модуляцією параметрів сигналу (амплітуди, частоти та фази) за законами корисних сигналів. З огляду на вищезазначене, завдання синтезу алгоритмів оцінки параметрів гармонічного сигналу, які зберігають необхідні точнісні характеристики при дії завад є актуальними.

РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КАНАЛІВ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

Першочерговою задачею для зменшення впливу завад на якість функціонування радіоелектронних пристроїв в частині прийому та відновлення інформації є пошук та реалізація методів підвищення завадостійкості радіотехнічних систем. Існує ряд напрямів підвищення завадостійкості, які застосовуються на етапах формування і передачі сигналів та на етапах приймання, оброблення та відтворення інформаційних сигналів та має розглядатися відносно них. Так на етапі синтезу передавальних приладів необхідно вирішувати поставлену задачу в частині забезпечення завадостійкості та високої ефективності передачі повідомлень, а на етапі синтезу приймальних пристроїв – задачу оптимального прийому та розробки завадостійких та робастних методів обробки сигналів. Задача оптимального прийому не втрачає своєї актуальності і до сьогодні у зв'язку з погіршенням завадової ситуації в точках прийому та зростання навантаження на радіочастотний ресурс.

Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів (РЕЗ) визначається якістю роботи РЕЗ в електромагнітній обстановці, яка формується як випромінюванням РЕЗ, так і випромінюванням природних і штучних джерел, які не належать до категорії РЕЗ [9, 16]. Тому при аналізі ЕМС РЕЗ необхідно враховувати електромагнітний фон, що створюється цими джерелами.

2.1. Аналіз причин виникнення та шляхи проникнення завад

Виходячи з причин виникнення завад та їх фізичної природи підбираються відповідно методи боротьби з ними.

Джерелом завади може бути будь-яке джерело штучного або природного походження, який створює або може створити електромагнітну заваду (ЕМЗ) [12]. Відповідно і завади розрізняють як природні та штучні. До природних відносяться завади, джерелом яких є

природне фізичне явище, а до штучних завад – завади, джерелом яких є пристрій створений людиною.

Окрім того, розрізняють ненавмисні та навмисні (організовані) завади, причому останні виділяють в окремий клас й методи боротьби з ними суттєво відрізняються.

Класифікація завад [12] по зв'язку з джерелом приведена на рис. 2.1.

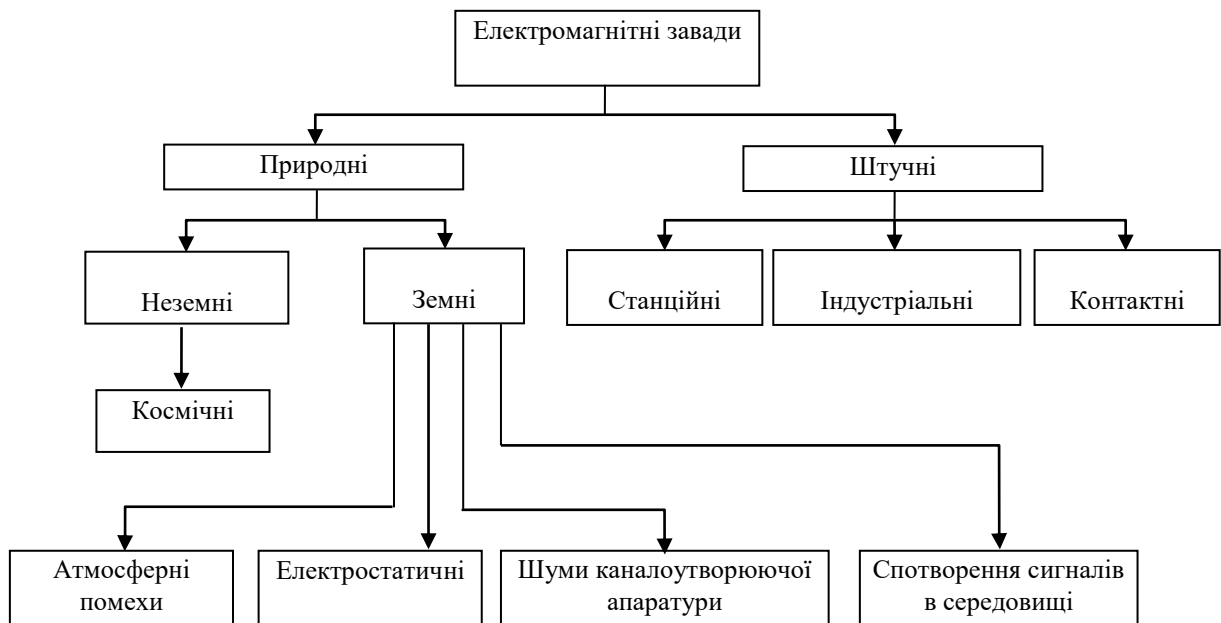


Рис. 2.1 Класифікація завад по зв'язку з джерелом

Атмосферні завади спричинені електричними розрядами в атмосфері. Частоти, на яких атмосферна завада впливає на прийом радіосигналів, зазвичай не перевищують 30 МГц. Максимальна інтенсивність завади знаходиться в інтервалі частот від 2 до 3 МГц. У часовій області розряди носять імпульсний характер, що при прийомі звукової інформації проявляється у формі характерних тріску в динаміку радіоприймача. Огинаюча миттєвих значень, як правило, має розподіл Релея. Найбільш потужною атмосферної завадою є завада, створювана розрядом блискавки. Напруга, при якому відбувається розряд блискавки, становить сотні кіловольт, а струм розряду може перевищувати 300 кА. Типовим значенням струму розряду вважається значення 100 кА при тривалості блискавки $\tau = 50 \dots 350$ мкс.

Електростатична завада обумовлена електризацією і виявляється внаслідок стікання електричних зарядів та/або електростатичних розрядів. Такі явища призводять до появи завад на елементах антени, заземлення та можуть проявлятися у вигляді прямого розряду на елементах радіоапаратури, що викликає пошкодження або зміну характеристик, та непрямого впливу на радіоапаратуру, в результаті чого виникає електромагнітна завада. Непрямий вплив призводить до появи електромагнітної завади невеликої дальності дії та незначної потужності. Однак спектр електромагнітної завади досить широкий: частотні складові простягаються від постійного струму до нижньої частини гігагерцового діапазону. Частотний спектр, напруженість поля і частота появи електростатичного заряду залежать від умов роботи РЕЗ. Найчастіше впливу електростатичних завад зазнає авіаційна радіоапаратура.

Шуми каналотворюючої апаратури являють собою теплової шум радіоканала, який генеруються будь-яким активним або пасивним пристроєм в радіоканалі. Такий вид шуму є випадковим процесом та описується статистично. Потужність шуму в радіоканалі пропорційна ширині полоси частот, яку займає канал.

Спотворення сигналів в середовищі визначаються передавальною характеристикою середовища, в якому поширюються радіосигнали. Такі спотворення можуть бути як лінійні так і нелінійні.

Космічні завади утворюються в результаті додавання шумів від дискретних космічних об'єктів. Сонце являється найбільш потужним джерелом шуму на частотах, що перевищує 20...30 МГц, причому сонячні спалахи що трапляються значно збільшують рівень шумів. Шумові спалахи Сонця характеризуються широкополосним шумом, високою інтенсивністю з тривалістю випромінювання в декілька діб. Такі шуми хоча й мають значно нижчий рівень у порівнянні з індустриальними, однак можуть погіршувати якість приймання сигналів.

Серед штучних завад слід виділити натупні [12, 16]. *Станційна завада* – це неперебачувана завада, що створюється випромінюваннями вихідних каскадів радіопередавачів через антену.

Індустріальна завада – це електромагнітна завада, що створюється технічним засобом. Джерелами індустриальних завад є генератори електричної енергії, електродвигуни, системи запалювання автомобілей, зварочні апарати, лінії електропередач, побутова техніка і т. д. Спектр в залежності від джерела індустриальної завади знаходиться в діапазоні частот від десятків до сотень мегагерц, а дальність дії завади залежить від потужності джерела та може досягати відстаней до декількох кілометрів.

Так наприклад, завада, що спричинена системами запалювання автомобілів, має спектр від 10 кГц до 1 ГГц. Два максимуму спектра в області десятків і сотень мегагерц істотно залежать від механічних властивостей системи запалювання. В часовій області завада являє собою пачки коротких імпульсів тривалістю від десятих часток до одиниць наносекунд з частотою проходження імпульсів в діапазоні частот 100 ... 300 МГц.

Завади від лінії електропередач зазвичай проявляються до частот порядку 100 МГц у вигляді потужного випадкового шуму. Дані про імпульсних завадах від лінії електропередач охоплюють частотний діапазон від 50 Гц до 200 МГц. Максимальна інтенсивність завад доводиться на частоти 50 ... 60 Гц і далі монотонно спадає до рівня теплових шумів. Тривалість імпульсних завад від лінії електропередач становить кілька мілісекунд, хоча в окремих випадках фіксуються імпульси в десятки наносекунд.

Завади від міського електротранспорту (трамваї, тролейбуси) пов'язані, зокрема, з наявністю у транспорту струмовідного пантографа. Завади від електротранспорту зазвичай рідкісні імпульси нерегулярної форми тривалістю в одиниці мілісекунд. Інтенсивність завад вкрай

нестабільна. Часові характеристики аналогічні характеристикам імпульсних завад від гроз.

Контактна завада обумовлена випромінюванням струмопровідних контактів і/або середовища з нелінійної провідністю при впливі на них електромагнітного поля.

При вібрації металевих контактів контакти є нелінійні пристрої зі змінними параметрами, в результаті чого сигнали, що перевипромінюються, стають широкосмуговими.

Радіоелектронні пристрої та засоби телекомунікацій представляють собою складні технічні об'єкти, які містять як антенні системи, так і пристрої перетворення та відсилення сигналів та є рецепторами електромагнітних завад.

Шляхи проникнення завад

Взаємодія між джерелом завади і рецептором завади може здійснюватися різними шляхами, проте в загальному це відбувається або за допомогою електромагнітного поля, або через провідні елементи, відповідно розрізняють завади випромінювання і кондуктивні завади.

Завади випромінювання передаються через простір. Основними елементами апаратури, що створюють завади випромінювання, є провід, блок і антена. Ці ж елементи є і рецепторами завад випромінювання.

Кондуктивні завади ж поширюються по дротах. Кондуктивні завади виникають при наявності у двох або більшого числа ланцюгів або пристроїв загального опору, а також за допомогою ємнісних і/або індуктивних зв'язків між проводами або пристроями.

2.2. Технічні методи придушення та захисту від завад

Основними широкоживаними заходами придушення завад є технічні методи [12, 17], до яких належить екранування, фільтрація та заземлення.

Екранування

Екранування, як засіб захисту від завад випромінювання, може бути використане для зниження рівня завад, що надходять в навколишній простір від джерел електромагнітних полів, або для підвищення завадостійкості до завад випромінювання рецепторів електромагнітних коливань.

Ефективність екранування визначається ослабленням електричної або магнітної складової поля або ослабленням потоку потужності поля. На частотах вище 10 МГц теоретично легко отримати ефективність екранування понад 100 дБ, використовуючи досить тонкі екрани. Однак, на практиці ефективність екранування реальних екранів сильно знижується через просочування полів через навіть дуже маленькі апертури (щілини) в швах, з'єднаннях, тощо.

Правильне використання екранування на етапах розробки, виготовлення і розміщення РЕЗ на об'єктах дозволяє істотно поліпшити характеристики ЕМС радіоапаратури і можливості спільної роботи в умовах ненавмисних завад.

Фільтрація

Фільтри використовуються для боротьби з кондуктивними завадами. Фільтрація завад в каскадах радіоелектронної апаратури заважає передачі завад в інші вузли та пристрої по дротам, що з'єднують ці пристрої, а також придушує завади в дротах і кабелях між платами і блоками радіоелектронних та інших технічних засобів та в кабелях між технічними засобами. Призначення фільтрів полягає в захисті корисних процесів, що відбуваються в технічних засобах.

Фільтри застосовують, як для локалізації завад в місцях їх виникнення, так і для придушення завад в дротах і кабелях на шляхах їх розповсюдження для підвищення завадостійкості пристроїв, що обробляють корисні сигнали.

Заземлення

Заземлення виконує важливу функцію в електротехнічних і радіоелектронних пристроях на промислових підприємствах. Системи заземлення несуть зворотні струми сигналів і живлення, утворюють опорні рівні для аналогових і цифрових ланцюгів, знімають заряди з обладнання, захищають людей та обладнання від аварій і блискавок. У радіотехнічних і радіоелектронних пристроях під системою заземлення розуміють електричний ланцюг, що несе зворотні струми, потенціал якої є рівнем відліку для напруги в інших точках радіоелектронних схем.

Нераціонально побудована система заземлення в апаратурі може бути джерелом додаткових завад і, навпаки, правильно організована система заземлення наряду з екрануванням і фільтрацією є ефективним засобом ослаблення завад.

2.3. Випромінювання радіопередавачів з задачах EMC

Опис спектру радіопередавача за допомогою однієї функції неможливий, тому такий спектр поділяють на певні види випромінювань, виходячи з процесів що його формують, та кожен вид випромінювання описують деякою математичною моделлю. У завданнях аналізу EMC сукупність таких математичних моделей представляє модель випромінювань передавача [12, 17].

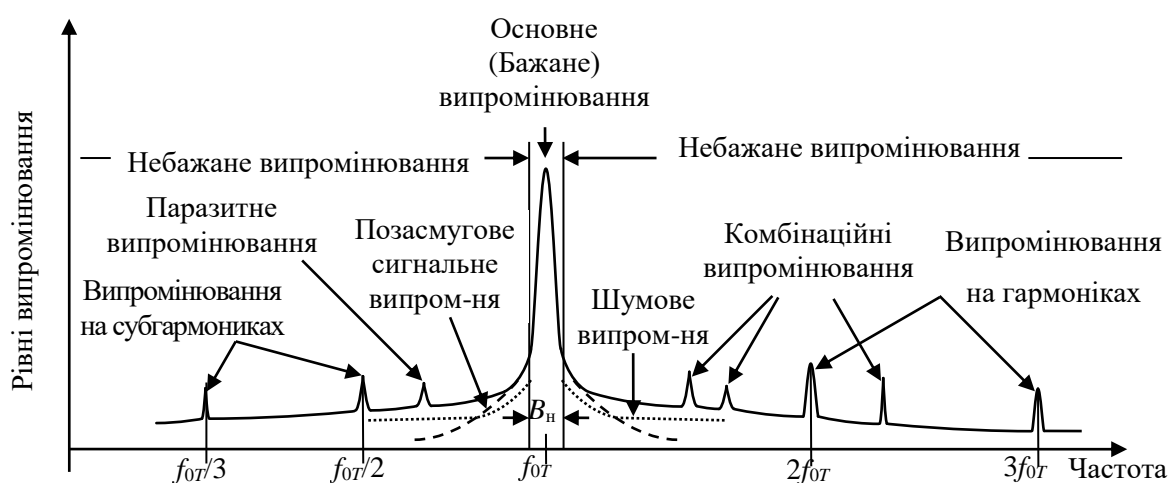


Рис. 2.2 Види випромінювань радіопередавачів,
де B_n – ширина необхідної смуги частот

Перш за все, випромінювання передавача розрізняють на бажані і небажані. До бажаних випромінювань відносять основне випромінювання, яке призначене для передачі корисної інформації або корисного сигналу.

Небажаними випромінюваннями є випромінювання, які супроводжують основне, але не призначені для передачі корисного сигналу. Вони можуть надавати небажаний вплив на якість роботи оточуючих РЕЗ та інших рецепторів електромагнітних випромінювань. Небажані випромінювання знаходяться за межами необхідної смуги випромінювань та складаються з побічних і позасмугових випромінювань [12].

Позасмугові радіовипромінювання з'являються в смузі частот, що безпосередньо примикає до необхідної смуги в результаті модуляції несучої інформаційним сигналом або шумовим сигналами.

Побічні радіовипромінювання з'являються на частоті або частотах, розташованих за межами необхідної ширини смуги частот і є наслідком процесу формування несучої частоти і нелінійних ефектів в каскадах передавача. Рівень побічних випромінювань може бути знижений без шкоди для відповідної передачі повідомлень [12].

До побічних випромінювань відносяться випромінювання на гармоніках і субгармонік основної частоти, комбінаційні випромінювання, паразитні і інтермодуляційні випромінювання. До них не належать позасмугові випромінювання.

Радіовипромінювання на гармоніках - це побічні радіовипромінювання на частотах в ціле число разів більших частот основного радіовипромінювання [15]. Джерелом випромінювання на гармоніках в радіопередавачі зазвичай є вихідний підсилювач потужності.

Радіовипромінювання на субгармоніках - побічні випромінювання на частотах в ціле число разів менших частоти основного радіовипромінювання [15]. Цей вид побічних випромінювань присутній не у всіх передавачів. Випромінювання на субгармонік присутні у

передавачів, несуча частота яких формується шляхом множення частоти щодо низькочастотного задаючого генератора. Частота задаючого генератора, а також проміжні частоти, отримані в результаті множення (гармоніки задаючого генератора), є субгармоніками основного випромінювання. Недостатня вибіркковість вихідних фільтрів передавача призводить до того, що субгармоніки основної частоти потрапляють в антену передавача і випромінюються в навколишній простір.

Комбінаційними радіовипромінюваннями є побічні випромінювання на частотах, які формують несучу, їх гармоніках і різних комбінаціях цих частот, що виникають на нелінійних елементах радіопередавальних пристроїв в процесі формування несучої. Характерні для передавачів, що використовують синтезатори частоти для отримання несучої.

Побічні радіовипромінювання, що виникають в результаті самозбудження передавача через паразитні зв'язки в його каскадах і/або в генераторних і підсилювальних приладах, є паразитними випромінюваннями. Частоти паразитних випромінювань не пов'язані з частотою основного випромінювання передавача або з частотами, що виходять в процесі її формування і модуляції. Значення частот і потужностей паразитних випромінювань носять випадковий характер і обумовлені конструкторсько-технологічними особливостями окремих каскадів і передавача в цілому [12].

Розглянуті види випромінювань відносяться до випадку одиночного передавача. У сукупностях радіопередавачів може виникати ще інший вид побічних випромінювань - інтермодуляційні випромінювання. Якщо на нелінійний елемент надходять одночасно кілька коливань з різними частотами, на ньому з'являються нові коливання на частотах, які є лінійною комбінацією вихідних частот. Ці коливання називають інтермодуляційними коливаннями. У радіопередавачах нелінійними елементами, на яких утворюються інтермодуляційні коливання, є вихідні підсилювачі потужності. Інтермодуляційне коливання на виході

передавача з'являються в результаті взаємодії сигналу цього передавача з сигналом іншого передавача, який надходить на вихід підсилювача потужності розглянутого передавача через його антену або інші елементи зв'язку. Інтермодуляційні коливання, що утворилися на виході підсилювача потужності передавача, потрапляють в його антену і утворюють інтермодуляційні випромінювання.

2.4. Загальні характеристики радіоприймальних пристроїв, що визначають їх сумісність з оточенням

ЕМС сукупності РЕЗ, що містить радіопередавачі (РПД) і радіоприймальні пристрої визначається не тільки електромагнітної обстановкою (ЕМО) в точках розміщення антенних пристроїв РПМ, а й сприйнятливістю РПМ до завад [86, 87].

Сприйнятливість РПМ - це властивість пристрою реагувати на завади, які впливають через антену і крім неї (в тому числі через екран) по ланцюгах живлення і комутації. Крім того, приймачі самі можуть створювати завади по ланцюгах живлення, комутації та заземлення, а найбільш уживаний вид приймача - супергетеродинний приймач - може створювати завади за допомогою випромінювання сигналів гетеродинів через антену або по інших каналах [12-17].

Можна виділити чотири групи характеристик, що визначають ЕМС РПМ з його оточенням. До них відносяться [18]:

1. Характеристики частотної вибірконості, що визначаються односигнальними методами:

– вибірконість по основному каналу прийому (ОКП);

– вибірконість по побічним каналам прийому (ПКП).

2. Характеристики частотної вибірконості, що визначаються багатосигнальними методами:

– вибірконість по блокуванню, інтермодуляції, перехрестним спотворенням;

- вибірковість по побічних каналах прийому.

3. Характеристики сприйнятливості до завад:

- до випромінюваним завадам;

- до завад по ланцюгам живлення, керування, комутації та заземлення.

4. Характеристики утворених індустриальних завад:

- завади випромінювання;

- завади по ланцюгам живлення, керування, комутації та заземлення.

Математичний опис перерахованих характеристик РПМ утворює математичну модель радіоприймача, яка може використовуватися при вирішенні різноманітних завдань. У завданнях ЕМС ці характеристики повинні бути представлені в широкій смузі частот. Для аналізу впливу завад, що попадають на вхід РПМ через антену, важливі характеристики двох перших груп. Характеристики вибіркової по блокуванню, інтермодуляції і перехресним спотворень важливі при аналізі нелінійних ефектів в приймально-передавальній апаратурі.

Зазначені групи характеристик багато в чому визначають сумісність РПМ з оточенням, однак їх недостатньо для оцінки сумісності, оскільки потрібна інформація ще про низку параметрів приймача.

Здатність системи виділяти корисний сигнал з сукупності складових напруженості електромагнітного поля, в якому знаходиться антена, називається вибірковою. У загальному випадку приймач з антеною може володіти різними видами вибіркової: просторової (яку виконує антена), часової, амплітудної, фазової, частотної (ці види вибіркової здійснює сам приймач). Частотна вибірковість, на відміну від інших видів вибіркової, які відносяться до спеціальних приймачів, характерна для будь-якого приймача. Характеристику частотної вибіркової вимірюють, використовуючи один сигнал на вході приймача з рівнем, не визивають нелінійних ефектів в тракці прийому [23]. Переналаштовуючи частоту вхідного сигналу, на кожній частоті вимірювання фіксують значення рівня

сигналу на вході приймача при постійному значенні сигналу на виході приймача.

Загальний вигляд характеристики вибіркості приймача [12], знятої односигнальним методом, представлений на рис.2.3, де позначені: P_R - рівень сигналу на вході приймача; B_R - смуга пропускання по основному каналу прийому; f_{0R} - частота налаштування приймача; f_2 - частота гетеродина; $f_{пч}$ - проміжна частота; $f_{зк}$ - частота дзеркального каналу.

На характеристиці можна виділити основний канал прийому, центральна частота якого відповідає частоті налаштування приймача, f_{0R} .

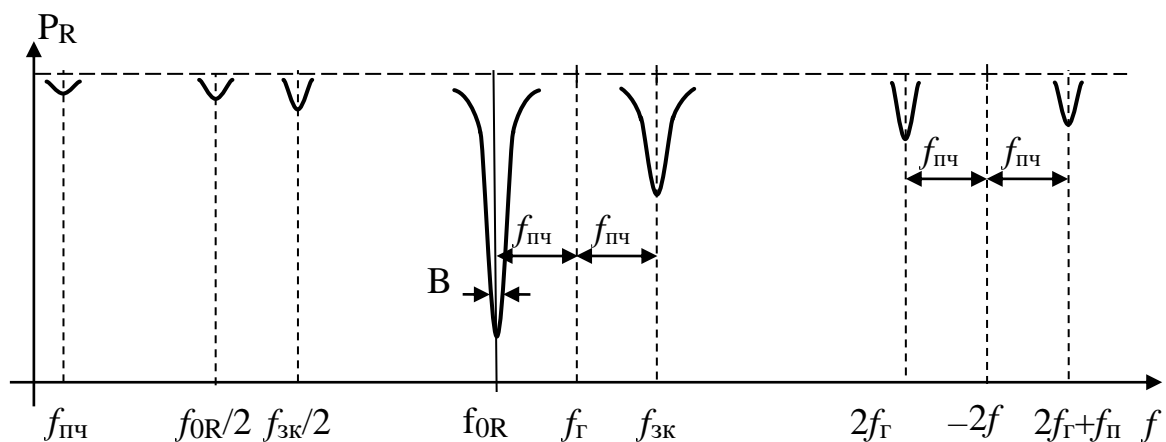


Рис. 2.3. Характеристика вибіркості приймача

Крім основного каналу прийому в приймачі є неосновні канали - сусідні і побічні. Сусідніми називають канали, що безпосередньо примикають до верхньої і нижньої межі каналу, на частоту якого налаштований приймач. Поява сусідніх каналу пов'язана з відхиленням амплітудно-частотної характеристики тракту основної вибіркості та підсилення від ідеальної форми. Оскільки смуга пропускання преселектора значно перевищує смугу тракту ПЧ, то ослаблення завад по сусідніх каналах прийому у вхідному ланцюзі РПМ відносно невелике, особливо, якщо канали розташовані недалеко від ОКП. Потужні завади, що надходять по цих каналах, є основною причиною нелінійних ефектів в РПМ, у зв'язку з чим ці ефекти часто називають ефектами по сусідньому каналу.

Характеристика частотної вибірковості, наведена на рис. 2.3, показує, що в супергетеродинному приймачі присутні відгуки на сигнали, частоти яких знаходяться далеко від ОКП і не потрапляють в сусідні канали прийому.

Основной канал прийому радіоприймача та його опис

До параметрів ОКП, які використовуються при аналізі ЕМС, відносяться частота основного каналу прийому і чутливість РПМ. Крім того, для оцінки ступеня придушення завади в радіоприймальному пристрої потрібна інформація про характеристику частотної вибірковості РПМ по ОКП [37].

Центральною частотою основного каналу прийому є частота налаштування РПМ.

Здатність системи забезпечити якісний прийом слабких сигналів за відсутності зовнішніх завад називають чутливістю приймача. Залежно від прийнятого правила кількісного визначення чутливості розрізняють кілька видів чутливості. Найбільш часто використовуються поняття реальної та порогової чутливості. У свою чергу, розрізняють реальну чутливість, обмежену шумами, і реальну чутливість, обмежену підсиленням.

Найчастіше використовується реальна чутливість, обмежена шумами, яка визначається мінімальним рівнем сигналу на вході приймача, при якому на виході приймача забезпечується задане відношення сигнал/шум і заданий (номінальний) рівень корисного сигналу.

Порогова чутливість радіоприймача визначається мінімальним рівнем сигналу на вході приймача, при якому відношення сигнал/шум на виході приймача дорівнює одиниці.

Якщо відношення сигнал/шум (S/N) на виході приймача відоме, то оцінку чутливості приймача можна отримати, використовуючи вираз

$$P_R(f_{OR}) = -174 + 10 \lg(B_R) + NF + (S/N)_{\text{вих}}, \quad (2.1)$$

де $P_R(f_{0R})$ – чутливість приймача на частоті його налаштування, f_{0R} , дБм;
 B_R – смуга пропускання приймача, Гц; NF – коефіцієнт шуму приймача, дБ;
 (S/N) – відношення сигнал/шум на виході приймача, дБ.

Вираз (2.1) показує, що чутливість РПМ залежить від смуги пропускання приймача. Замість чутливості часто, особливо для РПМ, що працюють на частотах вище 30 МГц, вказують коефіцієнт шуму приймача. Коефіцієнт шуму характеризує зміну відношення сигнал/шум на виході приймача, $(S/N)_{\text{вих}}$, по відношення сигнал/шум на його вході, $(S/N)_{\text{вх}}$. У специфікаціях на приймач коефіцієнт шуму вказують в децибелах, тобто

$$NF = 10 \lg [(S/N)_{\text{вх}} / (S/N)_{\text{вих}}] = (S/N)_{\text{вх}}[\text{дБ}] - (S/N)_{\text{вих}}[\text{дБ}].$$

Побічні канали приймання та їх опис

Побічні канали прийому (ПКП) утворюються в змішувачах приймача. ПКП можна розділити на:

- комбінаційні побічні канали прийому;
- субгармонійні побічні канали прийому;
- ПКП на проміжних частотах.

Сигнал, частота якого відрізняється від частоти гармоніки гетеродина на проміжну частоту, потрапляючи на змішувач приймача, утворює цю проміжну частоту з гармонікою гетеродина. Після підсилення в тракці ПЧ приймача цей сигнал створює відгук на виході приймача. Біля кожної гармоніки гетеродина існують два дзеркальних один щодо одного каналу, віддалені від цієї гармоніки на проміжну частоту, за якими сигнали можуть пройти з входу приймача на його вихід. Один з таких каналів, як правило віддалений на проміжну частоту від першої гармоніки гетеродина, використовується для прийому корисного сигналу і називається основним каналом прийому, який розглянуто вище. Другий канал, віддалений на проміжну частоту від першої гармоніки гетеродина, є побічним і називається дзеркальним ПКП. Побічні канали прийому, є результатом взаємодії частот вхідних сигналів з гармоніками гетеродина, спеціальних

назв не мають і називаються просто як комбінаційні побічні канали прийому. Комбінаційні ПКП описаного виду є лінійними каналами прийому. Лінійні ПКП найбільш сприйнятливі до завад, а найбільш небезпечним серед них є дзеркальний ПКП. Однак розглянутий вид побічних каналів прийому не охоплює всю множину комбінаційних каналів приймача. Вхідні сигнали на частотах, які після перетворення не потрапляють в смугу пропускання тракту ПЧ, можуть на нелінійностях змішувача утворити гармоніки, які, взаємодіючи з гармоніками гетеродина, створять частоти, що лежать в смузі тракту ПЧ. Частоти каналів такого виду також відносяться до комбінаційних ПКП, однак нелінійне перетворення вхідного сигналу не дозволяє розглядати їх як лінійні.

Побічні канали прийому на субгармоніках частот основного і дзеркального каналів, по суті, є різновидом нелінійних комбінаційних ПКП [23]. Якщо вхідні сигнали на частотах, які є субгармоніками частот основного або дзеркального каналів приймання мають достатній рівень, щоб утворити на нелінійності змішувача гармоніки, частоти яких співпадають з частотою основного або дзеркального каналу прийому, то вони будуть перетворені в смузі пропускання приймача і з'являться на виході приймача. Ці канали виділені, оскільки при інших рівних умовах становлять найбільшу небезпеку з точки зору можливих завад після лінійних ПКП. Менш небезпечними є комбінаційні ПКП, які утворюються в результаті взаємодії гармонік вхідного сигналу і гармонік гетеродина з номером ≥ 2 .

Побічні канали прийому на проміжних частотах приймача обумовлені недостатньою вибірковістю преселектора. Хоча преселектор повинен придушувати завади по побічним каналам прийому, однак, як зазначалося раніше, забезпечити усунення завад фільтрами приймача вище 100 дБ дуже важко. Та й значення 100 дБ також досягається не просто. Незважаючи на те, що проміжні частоти зазвичай значно відрізняються від прийнятої частоти, досить потужні завади можуть досягати тракту ПЧ приймача. У

тракті ПЧ вони підсилюються нарівні з сигналами, які надходять з виходу змішувача [12].

Побічний канал прийому має місце, якщо виконується умова

$$|qf_{\text{ПК}} + pf_{\text{Г}}| = f_{\text{ПЧ}}, \quad (2.2)$$

де $f_{\text{ПК}}$, $f_{\text{Г}}$, $f_{\text{ПЧ}}$ – частоти побічного каналу, гетеродина і проміжна частота, відповідно; q , p – цілі числа як позитивні, так і негативні (при цьому p може бути і нулем).

Із (2.2) можна знайти частоти побічних каналів приймання

$$f_{\text{ПК}} = \left| \frac{1}{q} f_{\text{ПЧ}} - \frac{p}{q} f_{\text{Г}} \right|. \quad (2.3)$$

Вираз (2.3) дає нескінченне число побічних каналів прийому при різних поєднаннях p і q . При вирішенні завдань ЕМС і виборі значень p і q потрібно брати до уваги, як формується ПЧ і ступінь небезпеки ПКП. У цьому сенсі в число ПКП, що підлягають аналізу, повинні входити, в першу чергу, лінійні ПКП для обмеженого числа гармонік гетеродина, тобто ПКП, які відповідають значенням $q = 1$.

У загальному випадку частота заважаючого сигналу або його гармоніки не обов'язково повинна співпадати з частотою ПКП. Щоб заваду розглядати як потенційно небезпечну по ПКП досить, щоб вона потрапила в смугу тракту ПЧ, тобто має виконуватися співвідношення

$$f_{\text{ПЧ}} - B_{\text{ПЧ}}/2 \leq |qf_i + pf_{\text{Г}}| \leq f_{\text{ПЧ}} + B_{\text{ПЧ}}/2,$$

де f_i – частота заважаючого сигналу; $B_{\text{ПЧ}}$ – ширина смуги пропускання тракту ПЧ.

Для оцінки здатності приймача реагувати на заваду по ПКП зазвичай користуються вибірковістю приймача по побічному каналу приймання.

Чисельно сприйнятливість РПМ по ПКП визначають рівнем заважаючого сигналу по ПКП на вході приймача, який на виході РПМ створює такий же відгук, як і корисний сигнал на частоті налаштування приймача, коли рівень корисного сигналу на вході РПМ дорівнює

чутливості приймача та виражається в децибелах відносно чутливості приймача.

Емпірична математична модель, що дозволяє отримати оцінку сприйнятливості приймача по ПКП в децибелах до мВт, має вигляд [24]

$$P_R(f) = P_R(f_{0R}) + I \lg(f/f_{0R}) + J, \quad (2.4)$$

де $P_R(f)$ – сприйнятливість приймача по ПКП на частоті f , дБм; $P_R(f_{0R})$ – чутливість приймача на частоті f_{0R} , дБм; I – швидкість зміни сприйнятливості приймача, дБ/дек; J – постійне послаблення по ПКП, дБ.

Модель (2.4) дозволяє отримати середнє значення сприйнятливості по ПКП. Оскільки на безлічі приймачів сприйнятливість є випадковою величиною, то її характеризують не тільки середнім значенням, а й середнькватратическим відхиленням σ_R . Значення коефіцієнтів I та J , отримані по результатам вимірювань для приймачів діапазону ВЧ, ДВЧ та УВЧ, а також значення σ_R , представлені в табл. 2.1 [24]. Зазначимо, що значення I та J , приведені в табл. 2.1 для $f > f_{0R}$, справедливі для лінійних каналів прийому ($q = 1$). Якщо частота завади вище частоти налаштування приймача та $q = 2$, значення J потрібно збільшити на 15дБ, а для $q = 3$ на 20дБ.

Таблиця 2.1

Параметри моделі

Робоча частота приймача, f_{0R}	Коефіцієнти та СКВ моделі					
	$f < f_{0R}$			$f > f_{0R}$		
	I , дБ/дек	J , дБ	σ_R , дБ	I , дБ/дек	J , дБ	σ_R , дБ
$f_{0R} \leq 30$ МГц	-20	80	10	25	85	15
$30 \text{ МГц} < f_{0R} \leq 300$ МГц	-20	80	10	35	85	15
$f_{0R} > 300$ МГц	-20	80	10	40	60	15
В цілому по всім засобам	-20	80	10	35	75	20

З (2.4) можна отримати значення сприйнятливості у формі, в якій приводиться в специфікаціях на приймач. Тоді сприйнятливість, виражена в децибелах відносно чутливості приймача має вигляд:

$$L_{\text{пк}}(f) = P_R(f) - P_R(f_{0R}) = I \lg (f/f_{0R}) + J. \quad (2.5)$$

2.5. Нелінійні ефекти в приймально-передавальній апаратурі та їх оцінка в задачах ЕМС

Нелінійні явища, які впливають на якість роботи РЕЗ та їх електромагнітну сумісність (ЕМС), можуть мати місце як в радіоприймальних пристроях (РПМ), так і в радіопередавачах (РПД).

В РПМ нелінійні явища зазвичай мають місце в каскадах, що передують першому підсилювачу проміжної частоти - в ПВЧ і першому змішувачі (в преселекторі приймача). Це відбувається, коли на вхід РПМ надходять заважаючі сигнали високих рівнів, а послаблення їх фільтрами преселектора відносно невелике. Діапазон частотних розлаштувань, в межах якого найбільш ймовірно виникнення нелінійних ефектів визначається, в першу чергу, пропускнуою здатністю преселектора [17, 24].

Радіоприймальні і радіопередавальні пристрої складені з каскадно-з'єднаних електронних приладів - підсилювачів і змішувачів. Аналізуючи роботу таких приладів, їх часто уявляють послідовним з'єднанням безінерційного нелінійного елемента (електронного приладу) і лінійного інерційного фільтру (навантаження). Перетворення спектра вхідного сигналу відбувається в нелінійному елементі, а за допомогою фільтру виділяється смуга частот, в якій знаходиться спектр корисного сигналу. Для безінерційного нелінійного електронного приладу зв'язок між миттєвими значеннями напруг сигналів на вході і виході приладу описується виразом вигляду

$$u_{\text{вих}}(t) = F(u_{\text{вх}}(t)), \quad (2.6)$$

де функція $F(u_{\text{вх}}(t))$ може мати досить складний вид і, по суті, являє собою передавальну функцію для миттєвих значень сигналів.

Лінійна ідеалізація передавальної функції миттєвих значень, тобто. подання її у вигляді $F(u_{\text{вх}}(t)) = a_1 u_{\text{вх}}(t)$, дає хороші результати тільки при дуже малих рівнях вхідних сигналів. У загальному випадку, передавальна функція є нелінійною, що призводить до небажаних відгуків, які виникають на додаток до корисного сигналу, або знижують рівень корисного сигналу і спотворюють його структуру на виході приладу, якщо на вході, крім корисного сигналу, мають місце небажані заважаючі сигнали. Оскільки РПМ містить деякий ряд таких нелінійних каскадів, то нелінійні характеристики кожного каскаду будуть вносити свій внесок у погіршення загальної характеристики приймача.

У радіопередавачах особливу роль відіграє кінцевий підсилювач потужності, який для підвищення ККД РПД зазвичай працює в нелінійному режимі. Попадання ззовні сигналів, що заважають в кінцевий каскад РПД призводить до появи в випромінюваннях передавача нових частот, яких не було, поки відсутні заважають сигнали [22, 25-27].

Тому функцію найчастіше $F(u_{\text{вх}}(t))$ апроксимують поліномом M -ї степені з постійними коефіцієнтами, тобто вираз (2.6) представляють у вигляді

$$u_{\text{вих}}(t) = \sum_{i=1}^M a_i u_{\text{вх}}^i(t). \quad (2.7)$$

Це співвідношення зазвичай використовують для аналізу нелінійних ефектів в радіоприймальних пристроях.

Основними видами нелінійних ефектів, які можуть мати місце в каскадах РПМ, є *компресія (стиснення) корисного сигналу, блокування, перехресні спотворення і інтермодуляція*. Основним нелінійним ефектом, що виникає в сукупності близько розташованих або працюють на одну антену передавачів, є явище інтермодуляції. При розгляді цих ефектів обмежимося поданням передавальної функції миттєвих значень поліномом третього ступеня, тобто припустимо:

$$u_{\text{вих}}(t) = a_1 u_{\text{вх}}(t) + a_2 u_{\text{вх}}^2(t) + a_3 u_{\text{вх}}^3(t). \quad (2.8)$$

2.5.1. Ефект блокування радіоприймального пристрою

Ефект блокування має місце в радіоприймальних пристроях, коли поряд з корисним сигналом на вході РПМ присутня потужна завада.

Блокування – зміна відгуку на корисний радіосигнал при наявності на вході радіоприймального пристрою хоча б однієї радіозавади [15]. Більш конкретно, блокування - зміна рівня сигналу або відношення сигнал/шум на виході РПМ при дії на його вході радіозавади, частота якої не лежить в смузі основного (ОКП) або побічного (ПКП) каналів прийому.

При блокуванні РПМ завада на вихід приймача не проходить, однак на виході змінюється відношення сигнал/шум, або внаслідок зменшення рівня корисного сигналу, або внаслідок збільшення рівня шуму, або внаслідок дії обох ефектів.

Зменшення рівня корисного сигналу є наслідком зниження коефіцієнта підсилення тракту ПВЧ при дії потужної завади. Збільшення рівня шуму обумовлено ефектом перенесення шумів гетеродина в тракт проміжної частоти приймача при блокуванні завадою змішувача.

Ступінь впливу завади на корисний сигнал при блокуванні РПМ і здатність радіоприймального пристрою зберігати свої лінійні властивості в умовах, коли на його вході крім корисного сигналу присутній завада, у вітчизняній апаратурі характеризуються сукупністю параметрів, до числа яких відносяться: коефіцієнт блокування, рівень сприйнятливості до блокування, динамічний діапазон по блокуванню [15].

Коефіцієнт блокування РПМ - це відношення різниці рівнів сигналу на виході РПМ при відсутності і при наявності заважаючого сигналу на його вході до рівня цього сигналу при відсутності заважаючого сигналу [15]

$$k_{\text{бл}} = (U_{\text{вих}} - U_{\text{вих. бл}}) / U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих}} / U_{\text{вих}},$$

де $k_{\text{бл}}$ – коефіцієнт блокування; $U_{\text{вих}}$ – рівень сигналу на виході РПМ при відсутності заважаючого сигналу на його вході; $U_{\text{вих. бл}}$ – рівень сигналу на виході РПМ при наявності заважаючого сигналу на його вході;

При рівнях корисного сигналу, близьких до чутливості приймача, допустиме значення коефіцієнта блокування становить $k_{\text{бл}} = 0.3 \dots 0.5$.

Рівень сприйнятливості до блокування - мінімальний рівень радіозавади на вході РПМ, при якому коефіцієнт блокування дорівнює заданому значенню [15].

Динамічний діапазон по блокуванню - відношення рівня сприйнятливості до блокування до чутливості радіоприймального пристрою [15].

Рівень сприйнятливості до блокування і, відповідно, динамічний діапазон по блокуванню залежать від розладнання заважаючого сигналу щодо частоти налаштування приймача. Залежність сприйнятливості до блокування від розлаштувань заважаючого сигналу щодо частоти налаштування РПМ є характеристикою частотної вибіркової приймача по блокуванню, яку вимірюють двухсигнальним методом.

При вимірюванні частотної характеристики по блокуванню один з генераторів є генератором модульованого сигналу, на частоту і вид модуляції якого налаштований РПМ, а другий - генератором випробувального сигналу, що грає роль завади. В якості випробувального сигналу використовується немодульований тональний (синусоїдальний) сигнал. Вимірювання виконують при рівні корисного сигналу на вході РПМ рівному чутливості РПМ. За визначенням, при блокуванні частота сигналу, що заважає, лежить поза смугою пропускання приймача, тому в центрі характеристики, характеристика частотної вибіркової по блокуванню має розрив. При розлаштуваннях, що лежать за смугою пропускання приймача, рівень заважаючого сигналу змінюють доти, поки корисний сигнал на виході РПМ не зміниться на $20 \lg(1 - k_{\text{бл}})$ [дБ] по

відношенню до того, що мав місце під час відсутності завади, де $k_{\text{бл}}$ – заданий коефіцієнт блокування.

Характеристика частотної вибіркості по блокуванню дозволяє визначити мінімальні расстройкі для заданого рівня завади на вході РПМ, при яких блокування не перевищить заданого значення. Так, виходячи з характеристики, можна встановити, що передавач, який створює на вході РПМ заваду з рівнем I_1 [дБм], повинен мати робочу частоту не менше, ніж на Δf_2 вище, або не менше, ніж на Δf_1 нижче робочої частоти приймача, щоб коефіцієнт блокування не перевищив заданого значення. Смугою частот $\Delta f_{\text{бл}} = |\Delta f_1| + |\Delta f_2|$ називають також смугою блокування для заданого рівня заважаючого сигналу на вході РПМ.

Ефект блокування підсилювача високої частоти (ПВЧ) РПМ пов'язаний зі зменшенням коефіцієнта підсилення ПВЧ при дії на його вході досить потужної радіозавади. В цьому випадку для характеристики блокування РПМ використовується параметр, що називається точкою компресії підсилення 1 дБ, віднесеної до входу, при блокуванні.

Частота заважаючого сигналу вибирається за межами смуги пропускання першого ППЧ [32]. Це пов'язано також з тим, що небажаний сигнал поблизу частоти налаштування РПМ буде взаємодіяти з фазовим шумом гетеродина і погіршувати відношення сигнал/шум для корисного сигналу внаслідок блокування змішувача.

Використовуючи (2.3), можна отримати значення амплітуди заважаючого тонального сигналу, що відповідає точці компресії 1 дБ, віднесеної до входу при блокуванні. Якщо

$$u_{\text{вх}}(t) = U \cos(\omega t) + U_{\text{п}} \cos(\omega_{\text{п}} t), \quad (2.9)$$

де U , ω – відповідно, амплітуда и кругова частота корисного сигналу; $U_{\text{п}}$, $\omega_{\text{п}}$ – відповідно, амплітуда и кругова частота завади.

Підставляючи в (2.3) вираз (2.9) та виконуючи перетворення, для складової частоти корисного сигналу ω , отримаємо

$$u_{\text{вих}}(t) = \left(a_1 + a_3 \frac{3U^2}{4} + a_3 \frac{3U_n^2}{2} \right) U \cos(\omega t). \quad (2.10)$$

Враховуючи, що $U_{\text{п}} \gg U$, цей вираз можна спростити, нехтуючи другим доданком

$$u_{\text{вих}}(t) = \left(a_1 + a_3 \frac{3U_n^2}{2} \right) U \cos(\omega t). \quad (2.11)$$

Таким чином, як випливає з (2.11), коефіцієнт підсилення для корисного сигналу при наявності завади стає рівним

$$g_2 = a_1 + \frac{3}{2} a_3 U_{\text{п}}^2 \quad (2.12)$$

і залежить, як від значення коефіцієнта полінома a_3 , так і від амплітуди заважаючого сигналу U_n . Порівнюючи коефіцієнти підсилення при відсутності блокуючої завади і при наявності такої завади (2.12), можна знайти точку компресії підсилення 1 дБ, віднесену до входу, при блокуванні

$$20 \lg g - 20 \lg g_2 = 1.$$

Підставивши сюди значення g і g_2 та (2.12) відповідно і вважаючи амплітуду завади, що відповідає шуканій точці компресії, тобто $U_{\text{п}} = U_{1 \text{ дБ, in, бл}}$, знайдемо [12]:

$$U_{1 \text{ дБ, in, бл}} = \sqrt{0.0725 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}.$$

У тому випадку, коли на змішувач приймача надходить завада значного рівня, може мати місце блокування змішувача, що виражається в перенесенні шумів гетеродина в смугу пропускання приймача. Ефект перенесення шумів гетеродина пов'язаний з фазовим шумом генератора,

використовуваного в РПМ в якості гетеродина, тому зупинимося спочатку на понятті фазового шуму генераторів.

2.5.2. Фазовий шум генератора

Фазовий шум є мірою короткочасної стабільності генератора в частотній області. На сигнал генератора гармонійних коливань впливають шуми різного походження. Сюди входять, перш за все, тепловий шум, дробовий шум і флікер-шум.

Тепловий шум має місце в резисторах. Спостерігається також в транзисторах і залежить від напруги зсуву на електродах транзистора. Має постійну спектральну щільність потужності аж до декількох сотень ГГц і гаусову щільність розподілу миттєвих значень.

Дробовий шум пов'язаний з постійним струмом, що протікає через р-п переходи напівпровідників. Спектральна щільність потужності дробового шуму плоска до декількох ГГц, а щільність розподілу миттєвих значень гаусівська. Тепловий та дробовий шум являються головними вкладниками в шум генератора при великих відстройках по частоті.

Флікер-шум (шум мерехкотіння) пов'язаний з постійним струмом, присутній у всіх активних і деяких пасивних приладах, має спектральну щільність потужності, яка змінюється обернено пропорційно значенню частоти. Є головним вкладником в шум генератора при малих розладнаннях.

Вихідна напруга реального генератора відрізняється від бажаної ідеальної синусоїди, що спричинено шумами перерахованих джерел, які впливають на амплітуду і поточну фазу сигналу генератора. Тому реальний генератор має як амплітудну шумову модуляцію $n(t)$, так і фазову шумову модуляцію $\theta(t)$, і його сигнал можна записати у вигляді

$$u_{\Gamma}(t) = [1 + n(t)] \cos [\omega_{\Gamma}t + \theta_n(t)], \quad (2.13)$$

де $n(t)$ та $\theta_n(t)$ – випадкові процеси. Більшість генераторів, в тому числі гетеродина приймачів, працюють в режимі насичення. При цьому

амплітуда складова шуму зазвичай на 20 дБ нижче, ніж складова фазового шуму і в багатьох випадках нею можна знехтувати. З цієї причини шум генератора називають фазовим шумом.

В часовій області фазовий шум проявляється у вигляді тремтіння синусоїдального коливання. В результаті змінюється точка перетину нуля. Для генераторів з високою стабільністю частоти фазовий шум у часовій області зазвичай не помітний. У частотній області фазовий шум з'являється у вигляді бічних смуг близько частоти несучої. У загальному випадку в бічних смугах присутні дискретні складові, так звані помилкові сигнали.

Для вимірювання фазового шуму найчастіше використовується аналізатор спектра. Такий метод добре працює для малих відстройках, де рівні шуму генератора набагато більше, ніж власний шум вимірювального приладу. Для великих частотних відстройках, коли рівень власного шуму вимірювального приладу наближається до рівня вимірюваного фазового шуму, використовують методи, що дозволяють враховувати внесок шуму аналізатора спектра в результати вимірювань, фільтрацію несучої генератора і селективне підсилення шуму на частоті відбудови, що представляє інтерес, фазовий детектування, дискримінатори на лініях затримки і ін. [19, 20].

Фазовий шум грає важливу роль не тільки в радіоприймальних, але і в радіопередавальних пристроях. Позасмуговий фазовий шум генератора радіопередавача підсилюється наступними каскадами і вихідним підсилювачем потужності і досягає рівнів, які можуть ефективно придушувати роботу радіоприймальних пристроїв, що працюють поблизу.

У радіоприймальних пристроях фазовий шум гетеродина обмежує максимальне відношення сигнал/шум, яке може бути досягнуто в приймачу частотно-модульованих сигналів, збільшує ймовірність помилкового прийому біта інформації в цифрових системах передачі інформації з фазової маніпуляцією [21]. Якщо сильні сигнали знаходяться

поблизу частоти настроювання приймача, то вони можуть викликати блокування змішувача РПМ, що виражається в перенесенні шумів гетеродина в смугу пропускання приймача і збільшенні його власного шуму. Це обмежує здатність приймача приймати слабкі сигнали.

В ідеальному випадку в змішувачі приймача відбувається перемножування сигналів, що надходять з радіочастотного тракту РПМ, і сигналу гетеродина. На виході ідеального перемножувача виникають сигнали, частоти яких дорівнюють сумі і різниці частот вхідних сигналів. Фазовий шум, який був присутній в гетеродині, передається на сигнал перетвореної частоти і проявляється у вигляді модуляції фази цієї частоти. Оскільки модулююча фазу функція на перетвореній частоті залишається тією ж самою, що і у сигналу гетеродина, то спектральна щільність потужності фазового шуму на реформованій частоті щодо рівня несучої на цій частоті залишається такою ж, якою була у гетеродина щодо рівня несучої гетеродина

2.5.3 Ефект інтермодуляції

Інтермодуляція - самий загальний випадок нелінійного перетворення електромагнітних коливань. Інтермодуляція полягає в появі нових частот на виході нелінійного елемента або в середовищі з нелінійною провідністю при дії на них двох або більше частот [28-29]. Ефект інтермодуляції може мати місце, як в радіопередавачах, так і в радіоприймальних пристроях. Частота інтермодуляційного коливання (частота інтермодуляції) являє собою лінійну комбінацію частот, що надходять на нелінійний елемент, де коефіцієнтами комбінації є цілі числа. Якщо, наприклад, на нелінійний елемент надходить k коливань з частотами f_1, \dots, f_k , то в результаті їх взаємодії на цьому елементі утворюються частоти виду

$$f_{iM} = | n_1 f_1 + n_2 f_2 + \dots + n_k f_k |,$$

де f_{iM} – частота інтермодуляції; n_1, \dots, n_k – цілі числа, позитивні та негативні.

Число $N = |n_1| + |n_2| + \dots + |n_k|$ називається *порядком* інтермодуляції.

Залежно від числа сигналів (або частот), що утворюють інтермодуляційний продукт (інтермодуляционну частоту), говорять про двухсигнальну (двочастотну) інтермодуляцію, трисигнальну (тричастотну) інтермодуляцію або, в загальному випадку, про багаточастотну інтермодуляцію. Теоретично з ростом числа взаємодіючих сигналів і порядку інтермодуляції число інтермодуляційних сигналів зростає дуже швидко.

Однак не всі види та не всі порядки інтермодуляційних продуктів (ІМП) мають однакову значимість з точки зору їх впливу на робочі характеристики радіоелектронних засобів (РЕЗ). Рівень ІМП залежить від виду нелінійності і амплітуди взаємодіючих сигналів, а також від характеристик частотної вибірконості фільтрів на вході і виході нелінійного приладу. Хоча з підвищенням порядку інтермодуляції амплітуда інтермодуляційних продуктів падає, на практиці найбільш потужними частіше виявляються продукти третього, а не другого порядку. Більш того, рівні інтермодуляційних продуктів непарних порядків зазвичай перевищують рівні інтермодуляційних продуктів парного порядку. Серед двухсигнальних ІМП найбільшою потужністю володіють коливання з частотами $f_{iM} = |n f_i - (n-1) f_j|$, де $n \geq 2$ – цілі позитивні числа. Причина - частотна вибірковість радіоелектронних засобів. Частотно-вибірккові ланцюги радіоприймачів і радіопередавачів впливають як на рівні сигналів, що надходять на нелінійні прилади, що входять до їх складу, так і на рівні інтермодуляційних продуктів, що утворюються на їх виходах. Однак ІМП зазначеного вище виду зазнають в цих ланцюгах значно менше ослаблення, ніж ІМП іншого виду або продукти парного порядку. Це ілюструє рис. 2.3, де представлена амплітудно-частотна характеристика фільтра $H(f)$ на виході нелінійного приладу, на вхід якого надходять заважають сигнали I_i і I_j з частотами f_i та f_j , відповідно.

Розладнання заважаючого сигналу I_i , найближчого до частоти налаштування фільтра f_0 , відносно частоти f_0 та розладнання між частотами f_i та f_j найближчого та найбільш віддаленого від f_0 заважаючих сигналів вважаються однаковими. На рис. 2.3 вони позначені Δf .

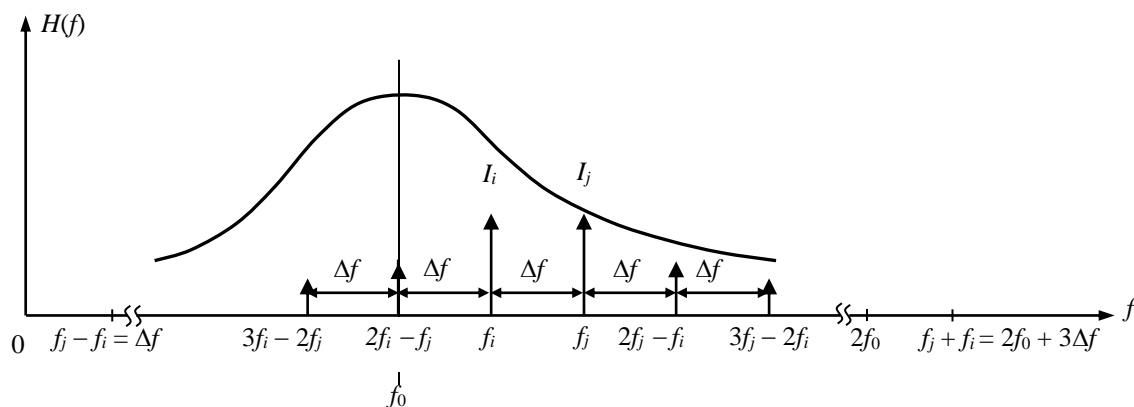


Рис. 2.3. Вплив вибіркового кін на рівні інтермодуляційних продуктів

В загальному випадку в цій ситуації зліва і праворуч від сигналів I_i та I_j з кроком Δf по частотній осі з'являться інтермодуляційні продукти непарних порядків $N = 2n - 1$ ($n \geq 2$) з частотами $f_{iM} = nf_i - (n - 1)f_j$ або $f_{iM} = nf_j - (n - 1)f_i$. Ці продукти можуть потрапляти в смугу пропускання фільтра, як, наприклад, частота $2f_i - f_j = f_0$ в ситуації, що представлена на рис. 2.3, або знаходиться в області розладнання відносно центральної частоти фільтра, де ослаблення фільтра може бути ще не дуже великим. В той же час продукти інтермодуляції парного, наприклад, другого ($f_{iM} = |f_j \pm f_i|$) порядку, зазнають сильне ослаблення при проходженні через фільтр, оскільки мають значне розладнання від центральної частоти фільтра і лежать далеко за межами його смуги пропускання. Слід також врахувати, що при відносно вузькосмугових фільтрах на входах нелінійних приладів і сприятливому для утворення ІМП другого порядку розташуванні заважаючих сигналів на осі частот, обидва або, принаймні, один з вхідних сигналів виявляються суттєво придушені цими фільтрами.

В результаті інтермодуляційний сигнал 2-го порядку має невеликий рівень через малі амплітуди сигналів, що надходять на нелінійний прилад. Тому ІМП парних порядків зазвичай не становлять значної небезпеки і при аналізі ЕМС РЕЗ їх часто не розглядають. Однак РПМ, мають широкосмуговий преселектор або перетворювач з перенесенням на нульову частоту, можуть зазнавати інтермодуляційні завади другого порядку. ІМП другого порядку можуть мати місце і в широкосмугових радіопередавачах. Однак ІМП третього і п'ятого порядків завжди значні, тому при аналізі ЕМС їх необхідно враховувати в першу чергу.

Інтермодуляція в радіоприймальних пристроях

Інтермодуляція в радіоприймальному пристрої – виникнення відгуку на виході радіоприймального пристрою при дії на вході приймача двох або більшого числа радіозавад, частоти яких не збігаються з частотами основного і побічних каналів прийому. Явища інтермодуляції можуть виникнути в будь-якому каскаді РПМ [26, 28]. Але найчастіше інтермодуляція виникає в підсилювачі високої частоти (ПВЧ) або в першому змішувачі РПМ. Ефект інтермодуляції в РПМ може бути охарактеризований *коефіцієнтом інтермодуляції*, а приймач описаний *рівнем сприйнятливості до інтермодуляції, характеристикою частотної вибірковості по інтермодуляції і динамічним діапазоном по інтермодуляції*.

Коефіцієнт інтермодуляції - відношення відгуку, що виникає в результаті інтермодуляції в радіоприймальному пристрої, до заданого відгуку на корисний радіосигнал [15], тобто

$$k_{\text{ІНТ}} = U_{\text{ІНТ вих}}/U_{\text{с вих}} ,$$

де $k_{\text{ІНТ}}$ – коефіцієнт інтермодуляції; $U_{\text{ІНТ вих}}$ – рівень сигналу, що виникає в результаті інтермодуляції в приймачі, на виході РПМ; $U_{\text{с вих}}$ – рівень корисного сигналу на виході РПМ.

Рівень сприйнятливості до інтермодуляції - мінімальний рівень двох однакових за значенням радіозавад на вході радіоприймального пристрою, при якому коефіцієнт інтермодуляції дорівнює заданому значенню [15]. Вимірювання рівня сприйнятливості для засобів цивільного застосування у звичайних випадках проводиться для рівня корисного сигналу на вході приймача рівного його чутливості і для коефіцієнта інтермодуляції $K_{\text{інто}} = 1$. Рівень сприйнятливості залежить від розстановки частот заважаючих сигналів і порядку інтермодуляції. Ця залежність визначає характеристику частотної вибіркості по інтермодуляції.

Характеристика частотної вибіркості по інтермодуляції - це залежність рівня сприйнятливості до інтермодуляції від частоти одного випробувального сигналу при частоті другого випробувального сигналу, при якій виникає інтермодуляція в радіоприймальному пристрої [15]. Така характеристику знімається двосигнальним методом, причому при вимірюванні характеристик частотної вибіркості по інтемодуляції один із сигналів має бути модульованим по частоті або амплітуді в залежності від того на приймання якої модуляції налаштований приймач.

За формою ця характеристика схожа на характеристику частотної вибіркості по блокуванню. Параметром характеристики служить коефіцієнт інтермодуляції $K_{\text{ІІТ}}$.

Інтермодуляції в РПМ за своєю природою є трисигнальною (два заважають сигналу і корисний). Тому в ряді випадків вибіркості радіостанцій рухомих служб по інтермодуляції вимірюють трисигнальним методом [23]. В цьому випадку в схему вводять ще один генератор, що імітує корисний сигнал, який, як і заважаючі сигнали, надходить на суматор Σ .

Динамічний діапазон по інтермодуляції визначається як відношення рівня сприйнятливості до інтермодуляції до чутливості радіоприймального пристрою [15]. За наявності частотної характеристики вибіркості по

інтермодуляції РПМ можна визначити як змінюється динамічний діапазон по інтермодуляції.

Розрахунок рівнів інтермодуляційних продуктів на нелінійному елементі

У випадку коли на вхід нелінійного приладу надходять два тональних (гармонічних) сигнали, тобто

$$u_{\text{ВХ}}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t), \quad (2.14)$$

а характеристика нелінійного приладу, наприклад, описується поліномом M -ї степені з постійними коефіцієнтами, так що зв'язок між виходом та входом приладу визначається виразом (2.7):

$$u_{\text{ВИХ}}(t) = \sum_{i=1}^M a_i u_{\text{ВХ}}^i(t).$$

Нехай інтерес представляють амплітуди інтермодуляційних продуктів N -го порядку ($N \leq M$) з частотами

$$f_{\text{ім}} = |(N - k)f_1 \pm kf_2|$$

або

$$\omega_{\text{ім}} = |(N - k)\omega_1 \pm k\omega_2|, \quad (2.15)$$

де N, k – цілі позитивні числа та $N > k$.

Згідно [12], для розрахунку необхідної амплітуди інтермодуляційного продукту N -го порядку $U_{\text{ім } N}$, що відповідає частоті інтермодуляції (2.15), отримаємо

$$U_{\text{ім } N} = \frac{a_N}{2^{N-1}} C_N^k U_1^{(N-k)} U_2^k,$$

або, якщо перейти до форми запису в децибелах,

$$U_{\text{ім } N}^* = (N - k)U_1^* + kU_2^* + L_U.$$

Тут $U_{\text{ім } N}^*$ – амплітуда ІМП N -го порядку з частотою (2.11), що утворюється на нелінійності виду (2.7), виражена в децибелах щодо деякого опорного рівня (зазвичай у співвідношенні 1 мкВ); U_1^*, U_2^* – амплітуди сигналів на

вході нелінійного приладу, виражені в тих же одиницях, що і $U_{\text{ім} N}^*$; L_U – втрати перетворення по напрузі що залежать від порядку інтермодуляції, дБ.

Аналогічно, для потужностей, представлених в децибелах (зазвичай в децибелах відносно 1 мВт, дБм), отримаємо

$$P_{\text{ІМ} N} = (N-k)P_1 + kP_2 + L_P, \quad (2.16)$$

де $P_{\text{ІМ} N}$ – потужність ІМП N -го порядку, дБм; P_1, P_2 – потужності вхідних сигналів, дБм; L_P – втрати перетворення по потужності, дБ.

Вираз, що пов'язує потужності сигналів основної частоти на вході і виході приладу, має вигляд

$$P_{\text{с. вих}} = P_{\text{с. вх}} + G, \quad (2.17)$$

де $P_{\text{с. вх}}$ и $P_{\text{с. вих}}$ – потужності сигналів на вході і виході приладу відповідно, дБм; G – коефіцієнт підсилення приладу по потужності, дБ.

Так як коефіцієнт підсилення приладу G в лінійному режимі є величиною постійною, то з виразу (2.17) випливає, що збільшення (зменшення) рівня сигналу на вході приладу на 1 дБ викликає збільшення (зменшення) сигналу на виході також на 1 дБ, тобто швидкість зміни рівня вихід/вхід становить 1 дБ/дБ.

Оцінка інтермодуляції в радіоприймачах

Інтермодуляційні продукти (ІМП) в РПМ можуть бути утворені дуже великим числом частот, які присутні в ефірі. У зв'язку з цим виникає питання, в якій смузі частот щодо частоти налаштування приймача слід розглядати заважають сигнали, які можуть утворити небезпечні інтермодуляційні продукти. Огляд даних вимірювань і практичний досвід показують, що вище деяких значень розладнань заважаючих сигналів, що залежать від типу обладнання, ймовірність нелінійних ефектів в приймача незначна. При відомої АЧХ вхідного фільтра або преселектора приймача в якості смуги частот, в межах якої виконується аналіз сигналів на нелінійні

ефекти, може бути використана ширина смуги пропускання вхідного фільтра або преселектора приймача на деякому рівні, наприклад, на рівні 30 дБ. Якщо інформація про характеристики частотної вибіркості відсутня, можна використовувати результати статистичної обробки експериментальних даних щодо максимальної частотного розладу завади Δf_{\max} , при якій спостерігалось утворення інтермодуляційних продуктів в приймачах. В [16], [32] приведені інтегральні функції розподілу для Δf_{\max} , отримані на обмеженій множині приймачів для інтермодуляції 3-го порядку в діапазонах ВЧ, ДВЧ, УВЧ. Ці функції розподілу дозволяють, зокрема, встановити, що з імовірністю 0.75 розладнання Δf_{\max} для сигналів, що утворюють ІМП 3-го порядку не перевищать значень, що приведені в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Межі частотних інтервалів для аналізу нелінійних ефектів в приймачі

Частота налаштування приймача f_{0R}	$f_{0R} < 30 \text{ МГц}$	$30 \leq f_{0R} < 300 \text{ МГц}$	$f_{0R} > 300 \text{ МГц}$
Максимальне розладнання Δf_{\max}	$f_{0R}/2$	$f_{0R}/3$	$f_{0R}/10$

Ці значення Δf_{\max} можуть бути використані для визначення меж частотного інтервалу, в якому розглядаються нелінійні ефекти в загальному випадку.

Значення максимальних розладнань, в певній мірі, можна вважати умовними. Вони дають деякий орієнтир на порядок розладнань, перевищення яких при утворенні інтермодуляційної завади малоімовірно. На практиці можуть використовуватися інші значення. Так, наприклад, при дослідженні ЕМС радіоелектронних засобів, що розміщуються на об'єкті, в діапазоні частот 225 ... 400 МГц з використанням моделі Cosam смуга частот, в якій розглядалися заважаючі сигнали на можливі нелінійні ефекти в РПМ, була обрана для всіх засобів однаковою: $\Delta f_{\max} = 20 \text{ МГц}$ [29].

Інтермодуляційна завада, що утворюється в приймачі, є потенційно небезпечною, якщо її частота знаходиться в смузі пропускання приймача, тобто якщо виконується умова

$$|f_{iM} - f_{0R}| \leq B_{ПЧ}/2$$

де f_{iM} – частота інтермодуляційного продукту (завади); f_{0R} – частота налаштування приймача; $B_{ПЧ}$ – смуга пропускання тракту останньої ПЧ.

Остаточне рішення про ступінь небезпеки інтермодуляційного продукту може бути прийнято на підставі оцінки його рівня. Зазвичай в приймачі розглядають двосигнальні продукти третього порядку з частотами інтермодуляції $|2f_i - f_j|$. У ряді випадків в число аналізованих продуктів включають трисигнальний продукт третього порядку з частотою інтермодуляції $|f_i - f_j + f_k|$ або двосигнальний продукт п'ятого порядку з частотою $|3f_i - 2f_j|$, а для деяких типів приймачів, наприклад приймачів з перетворенням несучої частоти на нульову проміжну частоту, ІМП другого порядку виду $|f_i - f_j|$, где f_i, f_j, f_k – частоти заважаючих сигналів на вході приймача.

Моделі для аналізу інтермодуляції в РПМ в ряді випадків можуть використовувати інформацію про характеристики приймача, яка відсутня в специфікаціях на приймач. Такі моделі вимагають додаткових вимірювань деяких характеристик приймачів.

Нехай $f_{iM} = |\pm nf_1 \pm mf_2|$, де n, m – цілі позитивні числа та $m + n = N$ – порядок інтермодуляції. Если відома точка перетину N -го порядку (або динамічний діапазон по інтермодуляції порядку N , з якого можна отримати оцінку точки перетину), оцінити рівень інтермодуляційного продукту можна, використовуючи:

$$P_{iM_N} = nP_1 + mP_2 - (n + m - 1)IP_{N_i}$$

де PIM_N – потужність ІМП N -го порядку, що приведена до входу приймача, дБм; P_1, P_2 – потужності сигналів на вході приймача на частотах f_1, f_2 , відповідно, дБм; IPN_i – точка перетину N -го порядку, віднесена до входу приймача, дБм.

Цей вираз визначає рівень ІМП, приведений до входу приймача, для найгіршого випадку, коли $f_{\text{ІМ}} = f_{0R}$, а взаємодіючі сигнали являють собою немодульований несучі. У загальному випадку можлива корекція рівня ІМП, що пов'язана з розладом частоти інтермодуляції щодо частоти налаштування приймача, а також з наявністю модуляції у взаємодіючих сигналів.

У певних ситуаціях можуть бути використані емпіричні моделі. В [26] представлені емпіричні моделі для оцінки рівнів ІМП, що виникають в приймачах, робочі частоти яких не перевищують 1 ГГц. Такі моделі використовуються в автоматизованій програмі призначення частот для оперативних груп наземних рухомих засобів. Моделі розглядають дво і трисигнальну інтермодуляцію третього і п'ятого порядків, вид якої і розрахункові формули для оцінки потужності інтермодуляційних продуктів представлені в табл. 2.3.

Таблиця 2.3

Емпіричні моделі для оцінки ефекту інтермодуляції в радіоприймачах

№ п/п	Вид інтермодуляції	Потужність продукту інтермодуляції, дБм
1.	$2f_1 - f_2$	$2P_1 + P_2 - 10 - 60 \lg(dF)$
2.	$f_1 - f_2 + f_3$	$P_1 + P_2 + P_3 - 81 \lg(dF)$
3.	$3f_1 - 2f_2$	$3P_1 + 2P_2 - 57 - 135 \lg(dF)$
4.	$2f_1 - 2f_2 + f_3$	$2P_1 + 2P_2 + P_3 - 132 - 195 \lg(dF)$

В табл. 2.3 позначено: P_i – потужність, що надходить на вхід приймача на частоті f_i ($i=1, 2, 3$), дБм;

$$dF = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta f_i;$$

n – число сигналів, що утворюють ІМП ($n = 2, 3$);

$$\Delta f_i = |f_{0R} - f_i|, \text{ МГц}.$$

Двосигнальна інтермодуляція третього порядку являється найбільш небезпечним видом інтермодуляції, та в сучасних програмних засобах аналізу ЕМС завжди досліджується ступінь небезпеки продуктів інтермодуляції цього виду. Надалі зупинимося тільки на моделях, пов'язаних з двохсигнальною інтермодуляцією 3-го порядку, частота якої f_{im} і частоти небажаних сигналів f_1 и f_2 , що утворюють її, пов'язані співвідношенням:

$$f_{im} = 2f_1 - f_2.$$

Більшість моделей, запропонованих для оцінки рівнів або ступеня небезпеки продуктів інтермодуляції, що утворюються в приймачі, вимагають інформації про параметри приймача, яка відсутня в специфікаціях на приймач. Тому виконати необхідні розрахунки, використовуючи ці моделі, можна тільки після додаткових вимірювань на приймачі. Так, наприклад, в документах МСЕ [27, 28] запропонована модель для оцінки потужності ІМП 3-го порядку у вигляді:

$$PIM_3 = 2(P_1 - \beta_1) + (P_2 - \beta_2) - K_{2,1}, \quad (2.18)$$

де PIM_3 – еквівалентний рівень потужності ІМП 3-го порядку на вході приймача на частоті його налаштування, дБм; P_1, P_2 – потужності небажаних сигналів на частотах f_1, f_2 , відповідно, на вході приймача, дБм; β_1, β_2 – ослаблення небажаних сигналів на частотах f_1, f_2 , відповідно, у вхідному фільтрі приймача, що викликане їх розладом щодо частоти налаштування приймача, дБ; $K_{2,1}$ – втрати перетворення небажаних сигналів в інтермодуляційний продукт 3-го порядку.

Вираз (2.18) являє окремий випадок розрахунку потужності двосигнальних ІМП, запропонований в моделі Cosam [29]. Щоб використовувати (2.18) для обчислення потужності ІМП, необхідно знати характеристику частотної вибіркості вхідних ланцюгів приймача $\beta(\Delta f)$ та втрати перетворення $K_{2,1}$. Найчастіше ні характеристика частотної вибіркості, ні втрати перетворення невідомі. В [28] запропоновано опис характеристики частотної вибіркості приймача $\beta(\Delta f)$ [дБ] по високій частоті у вигляді

$$\beta(\Delta f) = 60 \lg \left[1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_{RF}} \right)^2 \right],$$

де B_{RF} – ширина полоси приймача на радіочастоті.

Однак, навіть при використанні характеристики частотної вибіркості приймача $\beta(\Delta f)$ необхідно виміряти значення $K_{2,1}$ та отримати інформацію про B_{RF} .

Оцінка степені небезпеки інтермодуляційних продуктів, що виникають в приймачі, може бути заснована на порівнянні зваженої суми потужностей сигналів, що заважають на вході приймача з деяким порогом. Вагові коефіцієнти визначаються множниками перед частотами сигналів, що утворюють ІМП, а поріг залежить від сприйнятливості приймача до інтермодуляції третього порядку.

Так, для розглянутого виду інтермодуляції, за умови, що рівень корисного сигналу і рівень ІМП 3-го порядку не перевищують порогу спрацьовування АРУ приймача, потужність ІМП, приведена до входу приймача, можна оцінити, використовуючи вираз [24, 30]:

$$P_{IM3} = 2P_1 + P_2 + P_R(f_{0R}) - 3I(f_1, f_2), \quad (2.19)$$

де P_1, P_2 – потужності сигналів, що утворюють ІМП, на вході приймача, дБм; $P_R(f_{0R})$ – чутливість приймача на частоті його налаштування f_{0R} , дБм;

$I(f_1, f_2)$ – сприйнятливність приймача до інтермодуляції 3-го порядку, що отримана двосигнальним методом та відповідає розглянутому розташуванню частот, дБм.

Інтермодуляційна завада вважається небезпечною, якщо її потужність, що приведена до входу приймача, перевищує чутливість приймача. Якщо характеристика $I(f_1, f_2)$ відповідає $k_{\text{ім}} = 1$, то умова $P_{\text{ІМ}3} \geq P_{\text{R}}(f_{0\text{R}})$, приводить до співвідношення

$$2P_1 + P_2 \geq 3I(f_1, f_2) \quad (2.20)$$

Різниця між лівою і правою частинами виразу (2.20) визначає мінімально необхідне значення придушення інтермодуляційної завади, при якому потужність ІМП, приведена до входу приймача, не перевищить чутливість приймача.

При використанні виразу (2.20) в якості критерію безпеки двосигнального ІМП 3-го порядку необхідно знати (або виміряти) характеристику сприйнятливності $I(f_1, f_2)$.

У загальному випадку сприйнятливність приймача до інтермодуляції залежить не тільки від розстановки частот заважаючих сигналів на частотній осі, але і від рівня корисного сигналу. Врахувати вплив корисного сигналу можна, використовуючи характеристику частотної вибіркості по інтермодуляції, зняту трисигнальним методом. В цьому випадку інтермодуляційну заваду вважається небезпечною, якщо виконується співвідношення аналогічне (2.20), а саме:

$$2P_1 + P_2 \geq 3W(\Delta f), \quad (2.21)$$

де $W(\Delta f)$ – сприйнятливність до інтермодуляції 3-го порядку, що отримана трисигнальним методом, дБм; $\Delta f = |f_{0\text{R}} - f_1|$ – розладнання найближчого до частоти налаштування приймача заважаючого сигналу,

У стандартах на сучасні радіотехнології, що використовують в системах зв'язку цифрові сигнали, визначені вимоги до параметру, який

називається придушенням інтермодуляційного відгуку третього порядку в приймачах. Цей параметр може бути використаний для оцінки рівня ІМП.

За визначенням [31], придушення інтермодуляційного відгуку є мірою здатності приймача приймати корисний модульований сигнал з заданою якістю в присутності двох або більшого числа небажаних сигналів при певній розстановці їх частот щодо частоти корисного сигналу. Чисельно придушення інтермодуляційного відгуку в приймачі визначається різницею (в децибелах) між рівнями небажаних сигналів, що утворюють інтермодуляційну заваду певного рівня, і корисним сигналом.

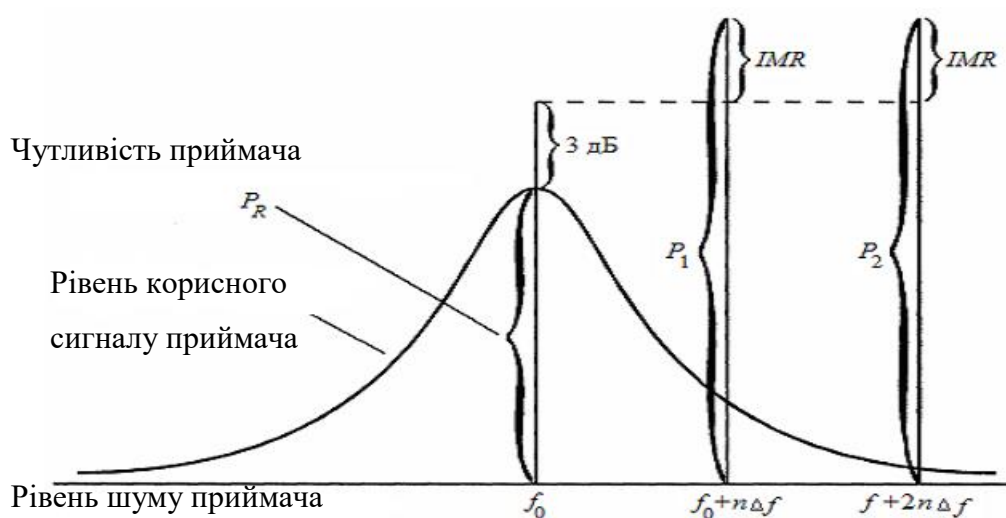


Рис. 2.4. Придушення інтермодуляційного відгуку в приймачі

Вимірювання придушення інтермодуляційного відгуку проводять трисигнальним методом. При вимірюванні рівень випробувального сигналу, який виконує роль корисного сигналу, встановлюють на 3 дБ вище чутливості приймача. Два небажаних сигнали однакового рівня розміщують на осі частот так, щоб частота утвореного інтермодуляційного продукту збіглася з частотою корисного сигналу. Цю ситуацію пояснює рис. 2.4. Рівні небажаних сигналів збільшують до тих пір, поки якість корисного сигналу на виході приймача не стане таким же, як при прийомі корисного сигналу з рівнем рівним чутливості приймача за відсутності зовнішніх завад. Для цифрових сигналів ця якість визначається значенням BER.

За визначенням, при $P_1 = P_2 = P$ [дБм] придушення інтермодуляційного відгуку IMR [дБ] складе:

$$IMR = P - (P_R + 3)$$

З іншого боку, як впливає із загальної теорії інтермодуляції для $N = 3, k = 1$):

$$PIM_3 = 2P_1 + P_2 + L_P \quad (2.22)$$

Коли рівень ІМП досягне рівня шуму приймача, при корисному сигналі, який на 3 дБ вище чутливості приймача, якість прийому буде такою ж, як і при сигналі рівному чутливості приймача. Беручи для розглянутих сигналів в якості рівня відліку рівень власних шумів приймача, і з огляду на те, що при вимірюваннях $P_1 = P_2 = P$, з (2.22) отримаємо:

$$0 = 3P + L_P = 3(P_R + 3 + IMR) + L_P$$

або
$$L_P = -3(P_R + 3 + IMR).$$

Підставив значення L_P в (2.22), остаточно запишемо:

$$PIM_3 = 2P_1 + P_2 - 3IMR - 3P_R - 9 \quad (2.23)$$

Використовуючи в цьому виразі значення рівнів небажаних сигналів на вході приймача P_1, P_2 та чутливості приймача P_R , що виражені в децибелах відносно міліватта, придушення інтермодуляційного відгуку IMR в децибелах, отримаємо значення PIM_3 , виражене в децибелах щодо рівня власного шуму приймача.

Якщо інтермодуляційні продукти на частоті налаштування приймача утворені кількома парами небажаних сигналів, то результуюча потужність інтермодуляційну завади оцінюється як сума потужностей цих продуктів.

Для сучасних систем радіозв'язку, що використовують цифрові сигнали, вимоги до придушення інтермодуляційного відгуку

формулюються в стандартах на ці системи в розділі, де розглядаються граничні значення параметрів радіоприймальних пристроїв. У загальному випадку значення *IMR* залежать від розладу заважають сигналів.

Інтермодуляція в радіопередавачах

Рекомендація МСЕ-Р SM.1146 [33] виділяє п'ять типів інтермодуляції, які можуть виникати в радіопередавачах.

Тип 1. Інтермодуляції в одиночному передавачі. Інтермодуляційні продукти в одиночному передавачі можуть виникати як в смузі сигналу, що передається, так і за її межами. Причиною, що породжує ІМП в передавачі, є, в першу чергу, нелінійність вихідного підсилювача потужності (ПП). ІМП породжуються як аналоговими сигналами, такими як мова, яка зазвичай містить кілька частотних компонентів, що змінюються в часі, або музика, частотні компоненти якої визначаються музичними інструментами, так і цифровими сигналами, спектральні складові яких, визначаються перетворенням Фур'є, змішуються на нелінійному елементі. Найбільший внесок в інтермодуляційні спотворення сигналів одиночного передавача вносять дво- і тричастотні ІМП третього порядку. Інтермодуляційні продукти в смузі сигналу спотворюють передається спектр. ІМП, що потрапляють в сусідні канали, призводять до утворення у спектрах сигналів, особливо у спектрі широкосмугових цифрових сигналів, так званих «плечиків», які, як і позасмугові випромінювання передавача, безпосередньо примикають до смуги корисного сигналу і збільшують рівень завад для радіоприймальних пристроїв, що працюють в сусідньому каналі.

Тип 2. Багатоканальна інтермодуляція. Цей тип інтермодуляції виникає в передавачах, що використовують одну антену для одночасної передачі деякої множини сигналів. Підсумовування переданих сигналів відбувається в вихідному ПП РПД. Сигнали, що надходять на вхід ПП РПД, можуть мати різну модуляцію, займати різну ширину смуги частот, і

мати різне рознесення по частоті в межах смуги, випромінюваної передавачем.

Тип 3. Інтермодуляція між передавачами. Цей тип інтермодуляції може виникати між передавачами, антени яких розміщуються на невеликих відстанях, або коли два і більше передавачів працюють на одну антену, використовуючи комбайнер.

Оцінка рівнів інтермодуляційних продуктів в радіопередавачах

З п'яти можливих типів інтермодуляції в передавачах, перерахованих раніше, найбільш важливими є інтермодуляції другого і третього типів [12].

Аналіз рівнів ІМП, що виникають на нелінійному елементі, характеристика якого може бути описана поліномом з постійними коефіцієнтами, показує, що рівні інтермодуляційних продуктів одного порядку, але утворені різної комбінацією частот (наприклад, інтермодуляція третього порядку двохчастотна і тричастотна), за певної умови пов'язані між собою. Це можливо, коли можна знехтувати вкладками, які вносять в рівень ІМП члени полінома, що мають ступінь вище, ніж розглянутий порядок. В цьому випадку, знаючи рівень одного з ІМП, наприклад ІМП N -го порядку, можна оцінити значення рівнів інших ІМП цього порядку.

Інтермодуляційні продукти N -го порядку, що відрізняються комбінаціями частот, які їх утворюють, але мають одну і ту ж частоту інтермодуляції мають вигляд:

$$f_{iM} = |\alpha_1 f_{i1} + \beta_1 f_{i2} + \gamma_1 f_{i3} + \dots| = |\alpha_2 f_{21} + \beta_2 f_{22} + \gamma_2 f_{23} + \dots|,$$

де $f_{i1}, f_{i2}, f_{i3}, \dots$ ($i = 1, 2$) – частоти сигналів, що утворюють ІМП; $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \dots$

($i = 1, 2$) – цілі числа (позитвні та від'ємні); та $|\alpha_1| + |\beta_1| + |\gamma_1| + \dots = |\alpha_2| + |\beta_2| + |\gamma_2| + \dots = N$

Якщо відомі рівні ІМП N -го порядку PIM_N [дБВт], отримані на частоті інтермодуляції, що є лінійною комбінацією частот з коефіцієнтами $\alpha_1, \beta_1,$

γ_1, \dots , а також відомі потужності сигналів $P_{11}, P_{12}, P_{13}, \dots$ [Вт], що приймають участь в утворенні ІМП. Тоді рівень будь-якого іншого інтермодуляційного продукту цього ж порядку pim_N [дБВт], утвореного лінійною комбінацією частот з коефіцієнтами $\alpha_2, \beta_2, \gamma_2, \dots$ та з потужностями $P_{21}, P_{22}, P_{23}, \dots$ [Вт], розраховується по формулі [12]:

$$pim_N = PIM_N + 20 \lg \frac{(|\alpha_1|)(|\beta_1|)(|\gamma_1|) \cdot \dots}{(|\alpha_2|)(|\beta_2|)(|\gamma_2|) \cdot \dots} + 10 \lg \frac{P_{21}^{|\alpha_2|} P_{22}^{|\beta_2|} P_{23}^{|\gamma_2|} \cdot \dots}{P_{11}^{|\alpha_1|} P_{12}^{|\beta_1|} P_{13}^{|\gamma_1|} \cdot \dots} .$$

Це співвідношення може бути використано для оцінки рівнів інтермодуляційних продуктів, що виникають в результаті інтермодуляції другого типу. Для цього необхідно знати рівень хоча б одного інтермодуляційного продукту необхідного порядку і умови його отримання: кількість сигналів, що беруть участь в утворенні ІМП, їх рівні та вид лінійної комбінації частот, що визначає порядок. Це можна зробити за допомогою експерименту, в якому на вхід підсилювача потужності надходять немодульовані несучі однакового рівня.

Моделі, засновані на припущенні, що сигнали, що утворюють інтермодуляційний продукт, мають постійну амплітуду, іноді виявляються дуже неточними [12]. Причина полягає в тому, що сигнали з великим відношенням пікової потужності до середньої потужності схильні до спотворень більше, ніж сигнали з малим відношенням цих потужностей при однаковій середній потужності сигналів. Для характеристики цієї властивості сигналів використовується параметр, що називається пік-фактором та є відношенням пікового значення сигналу до його середньоквадратичного значення. Пік-фактор може виражатися безрозмірним числом або може бути представлений в децибелах. До сигналів, які мають високий пік-фактор, відносяться, сигнали з однобічною смугою, що передають мову, а також канали, які здійснюють одночасну передачу великої кількості модульованих тонів або піднесуть, і деякі інші.

Оцінка потужності інтермодуляційних продуктів третього типу, що надходять в антенно-фідерний тракт передавача, включає:

- оцінку потужності заважаючого сигналу, що надходить на вихід підсилювача потужності передавача-жертви;
- оцінку потужності інтермодуляційного продукту необхідного порядку, що утворюється на виході підсилювача передавача-жертви;
- оцінку потужності ІМП, що надходить в антенно-фідерний тракт передавача-жертви.

Моделі для оцінки потужності інтермодуляційних продуктів третього типу, що надходять в антенно-фідерний тракт передавача, розрізняються по тому, як оцінюється потужність ІМП, що утворюється на виході підсилювача потужності передавача-жертви.

Потужність заважаючого сигналу P_{vi} , дБм, що надходить на вихід підсилювача потужності передавача-жертви, визначають як [12]:

$$P_{vi} = P'_{Ti} - L_c - L_{vi} - H_v(f_i),$$

де P'_{Ti} – потужність, підведена до антени заважає передавача T_i , дБм; L_{vi} – втрати, внесені вихідним фільтром і пристроєм узгодження з антеною передавача T_v на частоті заважаючого сигналу f_i , дБ; $H_v(f_i)$ – ослаблення заважаючого сигналу на частоті f_i вихідним фільтром УМ передавача T_v , дБ; L_c – коефіцієнт зв'язку між антенами передавачів T_i и T_v на частоті f_i , дБ.

Потужність інтермодуляційного продукту N-го порядку, що надходить в антенно-фідерний тракт передавача-жертви PIM'_N , визначають як

$$PIM'_N = PIM_N - L_{вим} - H_v(f_{им}),$$

де PIM_N – продукт інтермодуляції N-го порядку, утворений заважаючим і корисним сигналами на виході УМ передавача T_v , дБм; $L_{вим}$ – втрати, внесені вихідним фільтром і пристроєм узгодження з антеною передавача

T_V на частоті інтермодуляції f_{IM} , дБ; $H_V(f_{IM})$ – ослаблення ІМП фільтром передавача T_V на частоті f_{IM} , дБ.

При практичних розрахунках втрати, внесені вихідним фільтром і пристроєм узгодження з антеною, часто приймають рівними 1 дБ.

Для обчислення потужності інтермодуляційного продукту може використовуватися вираз у вигляді [25]:

$$PIM_N = mP_{T_V} + nP_{V_i} - K_{m,n} ,$$

де $N = m + n$ – порядок інтермодуляції; $K_{m,n}$ – коефіцієнт перетворення сигналів на частотах f_V и f_i в сигнал на частоті f_{IM} на нелінійності вихідного кола передавача T_V , дБ.

2.5.4 Оцінка перехресних спотворень

Перехресні спотворення в РПМ - це зміна спектрального складу корисного сигналу на виході радіоприймального пристрою при наявності на його вході модульованої радіозавади, частота якої не лежить в смузі пропускання основного або побічних каналів прийому РПМ. Перехресні спотворення обумовлені зміною коефіцієнта передачі каскадів в лінійної частини приймача при великих рівнях завади. Наявність амплітудної модуляції у заважаючого сигналу призводить до зміни коефіцієнта передачі каскадів РПМ відповідно до закону модуляції завади. Якщо змінюється модуль коефіцієнта передачі, то має місце перехресна амплітудна модуляція, якщо змінюється аргумент коефіцієнта передачі, відбувається амплітудно-фазова конверсія. В результаті перехресних спотворень складові спектра завади, які виходять за межі смуги пропускання приймача, переносяться на корисний сигнал. Розрізнення корисного сигналу падає, і при високих рівнях перехресних спотворень прийом корисного сигналу з необхідною якістю стає неможливим.

Параметрами перехресних спотворень є коефіцієнт перехресних спотворень, рівень сприйнятливості до перехресним спотворень і динамічний діапазон по перехресним спотворень. Крім того,

радіоприймальний пристрій може бути описано характеристикою частотної вибірковості по перехресним спотворень.

Коефіцієнт перехресних спотворень визначається відношенням рівня спектральних складових на виході РПМ, що виникли в результаті перехресних спотворень, до рівня сигналу на виході РПМ при заданих параметрах радіозавади та сигналу.

$$k_{\text{пер}} = \frac{U_{\text{вих пер}}}{U_{\text{вих с}}},$$

де $k_{\text{пер}}$ – коефіцієнт перехресних спотворень; $U_{\text{вих пер}} = \sqrt{U_{\text{п1}}^2 + \dots + U_{\text{пn}}^2}$ –

рівень спектральних складових на виході РПМ, що виникли в результаті перехресних спотворень; $U_{\text{п1}}, \dots, U_{\text{пn}}$ – амплітуди складових спектра на низькочастотному виході РПМ, що утворилися в результаті перехресної модуляції; n - число складових спектру завади; $U_{\text{с}}$ - амплітуда корисного сигналу на тому ж виході.

Рівень сприйнятливості до перехресних спотворень - це мінімальний рівень радіозавади на вході РПМ, при якому коефіцієнт перехресних спотворень дорівнює заданому значенню [15]. Залежить від розлаштування заважаючого сигналу щодо частоти налаштування приймача.

Динамічний діапазон по перехресних спотворень визначається як відношення рівня сприйнятливості до перехресних спотворень до чутливості радіоприймального пристрою.

Характеристика частотної вибірковості по перехресним спотворень – це залежність рівня сприйнятливості до перехресних спотворень від частоти випробувального сигналу [15]. Вимірюють цю характеристику двосигнальним методом.

Стандарти сучасних радіотехнологій цифрових систем зв'язку встановлюють гранично допустимі рівні завад з блокування, орієнтуючись на значення BER, що визначає чутливість приймача. Зазвичай в якості характеристики блокування береться рівень синусоїдального сигналу,

частота якого не лежить в смузі основного або побічних каналів прийому РПМ, при якому якість прийому корисного сигналу (BER), що перевищує чутливість приймача на 3 дБ, буде таким же як і при прийомі корисного сигналу з рівнем рівним чутливості приймача, але за відсутності завади. Іноді перевищення чутливості приймача корисним сигналом встановлюється рівним 1 дБ. Як приклад в табл. 2.2 представлені характеристики блокування деяких систем зв'язку [25]. У таблиці частота корисного сигналу позначена f_0 , а завади f . Рівень корисного сигналу, для якого представлені характеристики блокування, на 3 дБ вище чутливості приймача. Значення характеристик блокування відносяться тільки до діапазону робочих частот РЕЗ відповідного стандарту.

У стандарті [29] можна знайти аналогічні характеристики і для разладнань, що лежать за межами робочого діапазону частот систем, представлених в табл. 2.4.

Характеристики, представлені в табл. 2.4, дозволяють спростити процедуру оцінки ефекту блокування. У цьому випадку досить порівняти рівень сигналу, що заважає, що надходить на вхід приймача, з гранично допустимими значеннями завади, визначеними в стандарті для відповідної відбудови завади. При перевищенні завадою допустимих значень можна розрахувати величину додаткового придушення завади, яку потрібно забезпечити для усунення ефекту блокування.

Таблиця 2.4

Характеристики блокування приймачів деяких цифрових систем зв'язку

Отстройка по частоті	GSM 400, GSM 900		DCS 1800 & PCS 1900	
	МС, дБм	БС, дБм	МС, дБм	БС, дБм
$600 \text{ кГц} \leq f - f_0 < 800 \text{ кГц}$	-38	-26	-43	-35
$800 \text{ кГц} \leq f - f_0 < 1.6 \text{ МГц}$	-33	-16	-43	-25
$1.6 \text{ МГц} \leq f - f_0 < 3 \text{ МГц}$	-23	-16	-33	-25
$3 \text{ МГц} \leq f - f_0 $	-23	-13	-26	-25

Примітка. МС - мобільна станція; БС - базова станція.

Оскільки при такому підході рівень корисного сигналу фіксований і близький до чутливості приймача, то ситуація, для якої проводиться оцінка блокування, в якійсь мірі відповідає ситуації найгіршого випадку. Відсутність блокування для зазначеного рівня сигналу гарантує, що розрахований рівень завади не викличе блокування РПМ при більш високих рівнях корисного сигналу, однак, перевищення завадою зазначених допустимих значень може не призводити до погіршення робочої характеристики приймача, якщо корисний сигнал значно перевершує чутливість приймача.

Відзначимо також, що в системах сухопутної рухомого зв'язку стандартів TDMA/FDMA, де використовується управління потужністю передавачів за абсолютним рівнем сигналу в приймачі, зазвичай передбачається робота приймача з рівнем сигналу на 3 дБ вище чутливості приймача.

Перехресні спотворення від заважаючих модульованих сигналів проявляються у формі перехресної амплітудної модуляції, амплітудно-фазової конверсії або комбінації зазначених видів спотворень.

Амплітудно-фазова конверсія має місце, коли підсилювальні прилади, які використовуються в радіоприймальних пристроях, мають нелінійними амплітудно-фазовими характеристиками. Ця властивість характерна для ряду приладів НВЧ. Дослідження нелінійних спотворень в таких приладах при вузькосмугових вхідних сигналах можна виконати, замінивши амплітудну і амплітудно-фазову нелінійні характеристики приладу на дві ортогональні нелінійні амплітудні характеристики. У цьому випадку результати, отримані для амплітудних нелінійностей, можна використовувати для дослідження спотворень, пов'язаних з амплітудно-фазовою конверсією.

Перехресна амплітудна модуляція характерна для області нижчих частот, ніж діапазон НВЧ, де фаза сигналів на виходах пристроїв не залежить від амплітуди вхідного сигналу. Перехресна амплітудна модуляція має місце,

якщо при зміні амплітуди заважаючого сигналу змінюється коефіцієнт підсилення підсилювальних пристроїв в тракці приймача. Зазвичай це відбувається в підсилювачі високої частоти. Це означає, що перехресна амплітудна модуляція відбувається, коли рівень заважаючого сигналу такий, що має місце ефект блокування. Глибину перехресної амплітудної модуляції можна оцінити, використовуючи вираз [32]

$$m_{\text{пер}} = \frac{m_i \cdot 4I}{IP3_i + 2I},$$

де $m_{\text{пер}}$ – глибина перехресної амплітудної модуляції; m_i – глибина амплітудної модуляції завади; $IP3_i$ – точка перетину третього порядку, віднесена до входу приймача, мВт; I – завада на вході приймача, мВт.

Оскільки перехресна амплітудна модуляція супроводжується блокуванням приймача, сучасні програмні засоби, що виконують аналіз ЕМС РЕЗ, які працюють в діапазоні частот, що не перевищує верхньої межі діапазону ПВЧ, не аналізують ефект перехресної модуляції, обмежуючись аналізом ефекту блокування. Якщо в результаті такого аналізу встановлено, що зовнішня завада блокує приймач, то заходи, спрямовані на усунення ефекту блокування, призводять також і до усунення перехресної амплітудної модуляції.

Висновки по другому розділу

Огляд основних типів завад дозволяє проводити аналіз процесів, що відбуваються в радіоприймальних трактах з метою визначення основних характеристик електромагнітної сумісності та контролю виконання вимог що висуваються до радіоелектронної апаратури. Розглянуті підходи до дослідження електромагнітної сумісності використовуються як в статистичних, так і в детермінованих методиках аналізу ЕМС.

РОЗДІЛ 3. ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ У ВИСОКОЧАСТОТНИХ ТРАКТАХ

3.1 Вплив нелінійності і динамічного діапазону приймального тракту бортової навігаційно-посадкової апаратури на характеристики її електромагнітної сумісності

Підвищення якості радіоприйому, ускладнення електромагнітної обстановки (ЕМО), що викликано зростанням енергетичного рівня всіляких завад, збільшенням їх виду і числа, а також комплексування радіопередавальної і радіоприймальної апаратури на обмежених площах пред'являє підвищенні вимоги до радіочастотних трактів апаратури, зокрема, до лінійності і динамічному діапазону (ДД) радіоприймальних пристроїв (РПМ) бортового авіаційного навігаційно-посадкового обладнання IV покоління ILS-85-01, VOR-85-01 [34].

Динамічний діапазон є найважливішою характеристикою РПМ, який, з одного боку, пов'язаний з чутливістю тракту, з іншого боку, з проявом його нелінійних властивостей. Під динамічним діапазоном розуміють відношення граничних рівнів вхідних впливів, характерних для прийому даного виду випромінювання, в межах яких забезпечується допустима втрата інформації, що міститься в прийнятому корисному сигналі. Він визначає основні параметри РПМ - ефективну чутливість і ефективну вибірковість, а також такі параметри систем, до складу яких входить РПМ, як точність відтворення сигналів, роздільну та пропускну здатність, електромагнітну сумісність (ЕМС) і т.д. Тому розширення динамічного діапазону РПМ і приведення його у відповідність з динамічним діапазоном вхідних впливів в умовах реальної ЕМО є актуальним завданням радіоприймальних пристроїв.

Функціональна модель приймального тракту.

Для відображення основних функцій приймального тракту, пов'язаного з проходженням через нього корисного сигналу, а також

ураження його завадами і шумами, зручно користуватися функціональною моделлю приймального тракту (рис.3.1), яка характеризує вимоги міжнародних документів ARINC, НЛГС - 3 для бортовий навігаційно-посадкової апаратури IV покоління [34, 62]. Така модель відображає:

проходження корисного сигналу (основний сигнал) E_c , а також завад E_{li} на частотах підвищеної сприйнятливості приймального тракту, зумовленої недостатньою лінійною вибірковістю по сусідньому (СК), дзеркальному (ЗК), прямому (ПК), додатковому (ДК) каналам прийому ;

нелінійне ураження тракту прийому через різні нелінійні ефекти: перехресних спотворень (П) і блокування (Б), а також інтермодуляційних (І) завад різних видів $\omega_1 \pm \omega_2$ (індекс 11), $2\omega_1 \pm \omega_2$ (21), $\omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ (111), $\dots, i\omega_1 \pm j\omega_2 \pm k\omega_3 \dots (i, j, k\dots)$, які характеризуються рівнями E_{ni} , U_{ni} ;

власні флуктуаційні шуми тракту прийому, наведені до смуги тракту основної вибірконості $E_{шо}$;

нелінійно-параметричний ефект, який призводить до зворотнього перетворення шумів гетеродина при дії вхідної завади з рівнем $E_{обр}$.

Функціональна модель приймального тракту, представлена на рис.3.1, описує послідовність операцій, за допомогою яких при відомих характеристиках ЕМС на вході приймача визначається ймовірність прийому або ураження [64].

Перерахуємо параметри, які характеризують функціональну модель приймального тракту:

для основного каналу: смуга пропускання $\Delta\Omega_c$ і рівень шумів $E_{шо}$ в тій же смузі, приведені до входу приймача;

для лінійних каналів: частота завади і ступінь її придушення відносно корисного сигналу, кількісно характеризується в приймачі вибірковістю S_i при мінімальному рівні завади на вході відповідного каналу E_{li} , що приводить до неприпустимого відношення сигнал/завада для даного виду випромінювання :

$$U_{li} = E_{li}/S_i;$$

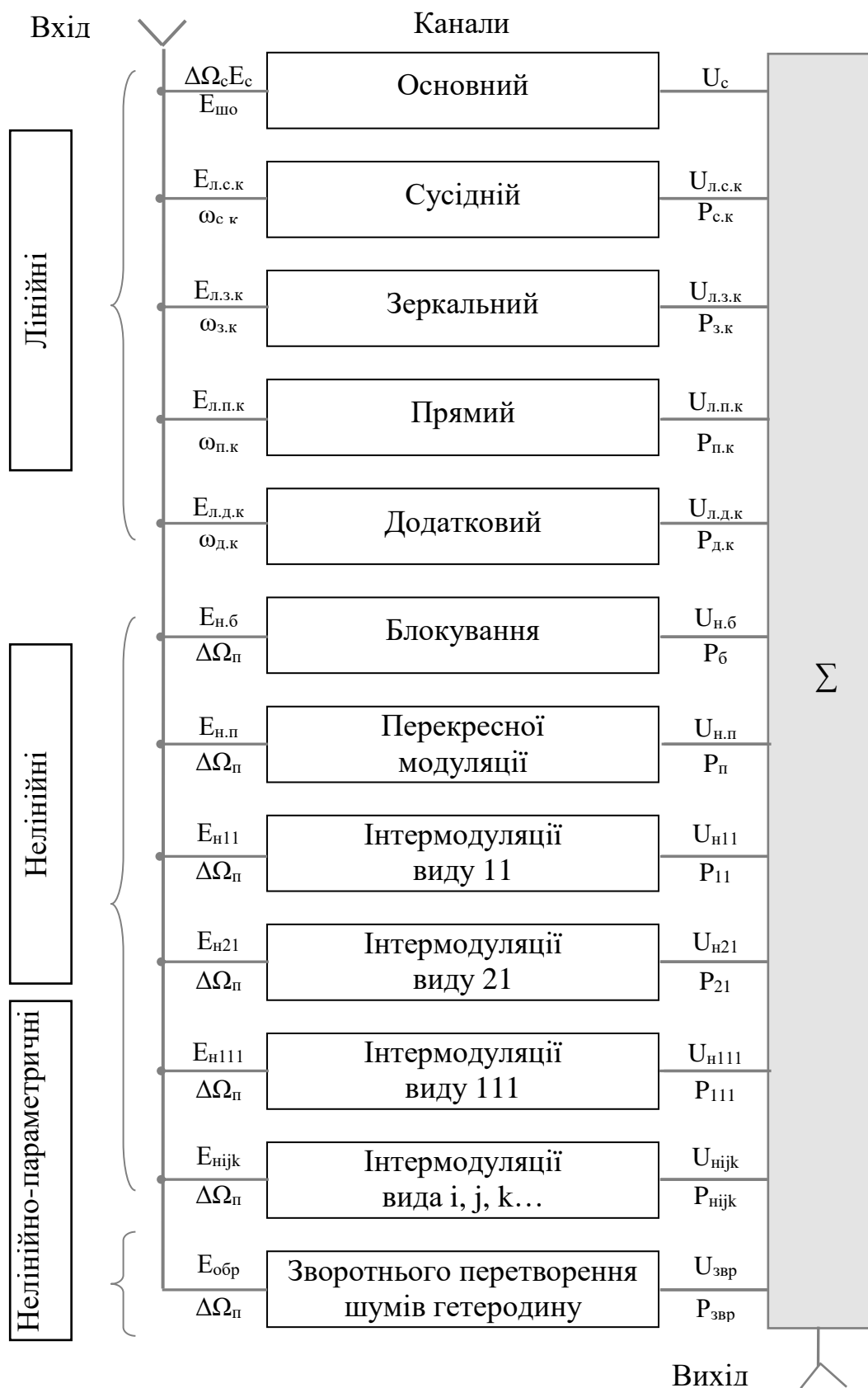


Рис. 3.1. Функціональна модель приймального тракту

для нелінійних і нелінійно-параметричних каналів: смуга частот преселектора приймача $\Delta\Omega_{п}$, в межах якої треба враховувати груповий

сигнал, який породжує нелінійний ефект певного виду, і мінімальний вхідний рівень завади $E_{ні}$, що приводить до неприпустимого ураження сигналу завадою, або відношенням сигнал/завада.

Залежно від характеру тракту, сигналів і завад відзначимо наступні види заважають нелінійних ефектів, що ускладнюють прийом:

1. По відношенню до корисного сигналу і завади - залежного (мультиплікативного) і незалежного (адитивного) походження:

Математичний опис відгуку приймального тракту в смузі вибіркості:

для мультиплікативної завади

$$y = L_1[x_c(t)]L_2[x_n(t)],$$

де L_1 і L_2 - оператори, що залежать тільки від сигналу $x_c(t)$ і завади $x_n(t)$;

для адитивної завади

$$y = L_1[x_c(t)] + L_2[x_n(t)],$$

де оператор $L_1 [x_c (t)]$ не залежить від $L_2 [x_n (t)]$.

2. За характером ефекту - гармонійні, що виражаються в появі кратних гармонійних складових вхідного впливу, що потрапляють в смугу пропускання, спотворення закону модуляції корисного сигналу, перехресні, інтермодуляційні, виду стиснення (розширення) амплітуди сигналу, виду блокування, виду погіршення розрізнення корисного сигналу на тлі завади, виду амплітудно-фазової конверсії.

3. По виду амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) тракту - в вузькосмугових і широкосмугових трактах

4. За характером оператора передачі:

з резистивною нелінійністю, з нелінійністю комплексного характеру, з несуттєвою нелінійністю, з істотною нелінійністю.

Для атестації трактів прийому можливе подання характеристик, що описують проникнення завади в приймальний тракт як по лінійним, так і по нелінійним каналах прийому. Приклад такої характеристики представлений на рис.3.2.

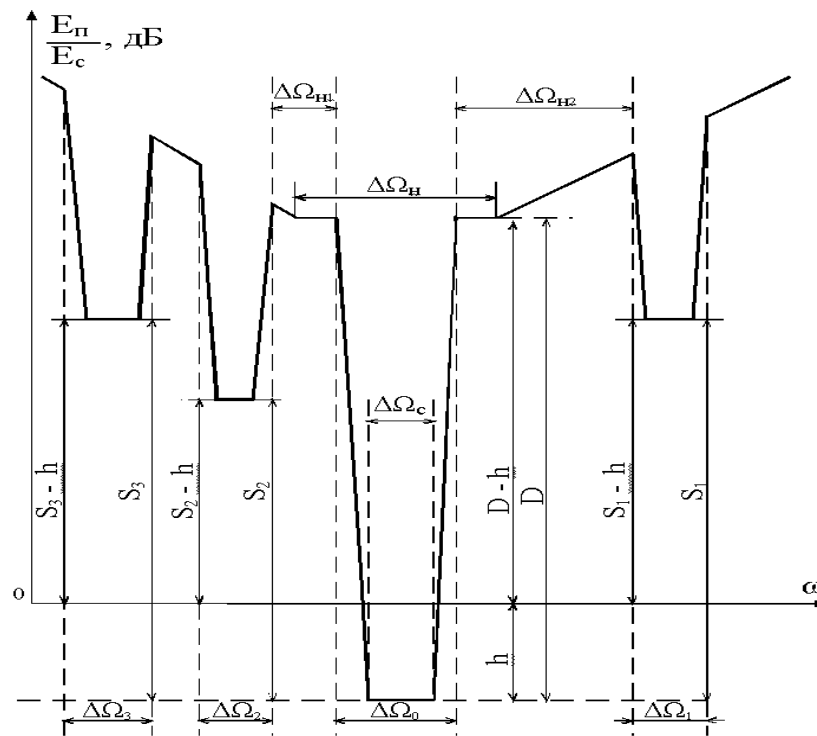


Рис. 3.2. Завадова ситуація в лінійних та нелінійних каналах приймання сигналів

Ця характеристика являє собою залежність відносно максимального рівня завади E_z/E_c від розладнання частот завади і корисного сигналу за умови, що спотворення корисного сигналу заважаючим на виході тракту основної вибірковості ще допустимі [35].

Аналіз характеристики ефективної вибірковості дозволяє зробити висновки про те, що причинами ураження прийому в приймальному тракті є:

пряме проходження заважаючого сигналу внаслідок недостатньої вибірковості в частотних зонах $\Delta\Omega_i$ поблизу основного каналу $\Delta\Omega_c$, що відносяться до сусідніх і побічних каналів;

нелінійні ефекти в тракті прийому, обумовлені взаємодією позасмугових завад і корисного сигналу в тракті до тракту основної вибірковості (зони $\Delta\Omega_{ni}$).

Подання відношення E_n/E_c в логарифмічному масштабі робить можливим зручне відображення основних системних параметрів приймального тракту:

лінійних вибірковостей

$$S_i = E_n/E_a,$$

де E_a - чутливість приймача, E_n відповідає заваді, подавленій на виході приймача в h разів порівняно з сигналом;

мінімального відносного рівня завади, що приводить до нелінійного ураження

$$D = E_n h / E_a$$

У зоні $\Delta\Omega_c$ поразки в основному каналі $E_n/E_c = E_n/E_a = h^{-1}$, звідки в децибелах,

$$E_n/E_c = -h.$$

У зоні каналів, обумовлених недостатньою лінійною вибірковістю $E_n = E_a S_i / h$, тобто в децибелах, $E_n/E_c = S_i - h$.

У зоні нелінійного ураження в децибелах: $E_n/E_c = D - h$.

Характеристики такого виду, як представлені на рис.3.2, дозволяють ввести кількісну оцінку найважливішого параметра РПМ - динамічного діапазону, під яким розуміють область рівня сигналу, в межах яких РПМ лінійний в практичному сенсі. В якості кількісної оцінки динамічного діапазону РПМ зазвичай приймають відношення максимального рівня сигналу, при якому нелінійний критерій дорівнює допустимому значенню, до його мінімального рівня, при якому відношення сигнал/завада на виході тракту дорівнює заданому значенню. Розрізняють динамічний діапазон за потужністю D_P , напрузі D_U і току D_I [35]:

$$D_P = P_{max} / P_{min};$$

$$D_U = U_{max} / U_{min};$$

$$D_I = I_{max} / I_{min}.$$

Корисний сигнал і завада на вході приймального тракту є випадковими процесами. Тому найбільш повної може бути оцінка якості роботи приймача з допомогою не детермінованих, а статистичних характеристик. До таких характеристик відносяться ймовірність прийому або ураження корисного сигналу [35, 36].

Якщо під час налаштування приймача на корисний сигнал якість його на виході гірше допустимого, то така подія \bar{A} називається ураженням;

якщо якість сигналу допустимо, то така подія A називається прийомом. Критерій допустимого якості повинен визначається для кожного конкретного випадку для даного класу прийнятого випромінювання і відповідає для адитивної завади заданому мінімально допустимому відношенню сигнал/завада на виході приймального тракту, для мультиплікативної завади - заданій максимальній величині певного нелінійного критерію.

Так як подія A виключає подію \bar{A} , то їх ймовірності пов'язані наступним чином:

$$P\{A\} = 1 - P\{\bar{A}\}.$$

Враховуючи, що повна випадкова подія - прийом або ураження приймального тракту - буде визначатися n елементарними випадковими подіями, які умовно можна вважати незалежними і спільними, то можна записати:

$$P\{A\} = \prod_{i=1}^n \{A_i\}, \quad P\{\bar{A}\} = 1 - \prod_{i=1}^n \{A_i\}.$$

Динамічний діапазон і вихідні характеристики приймального тракту.

Розглянемо вплив динамічного діапазону на ймовірність прийому, ефективні чутливість і вибірковість. Розгляд будемо робити окремо для нижньої і верхньої меж динамічного діапазону.

Розглянемо вплив нижньої межі динамічного діапазону. Можливі два випадки: прийом сигналів із заданим рівнем E'_c і прийом ансамблю сигналів з відомим розподілом ймовірностей рівнів.

У разі прийому конкретного сигналу з рівнем E'_c із заданою величиною сигнал/завада $= h_o$ зростання рівня власних шумів приймача $E_{шo}$ не позначається на ймовірності прийому F_1 до тих пір, поки $E_{шo} + h_o \leq E'_c = E_{cmin}$ (рис.3.2). При подальшому збільшенні $E_{шo}$ забезпечити задане відношення S/Z виявляється неможливим і прийом із заданою якістю припиняється.

При прийомі ансамблю сигналів в умовах різних $E_{ш0}$, як впливає з рис.3.3 а, відбувається зміна статистичного критерію ймовірності прийому F_0 , рівного добутку $F_0 = F_1 \cdot F_2$.

Так як зі зменшенням $E_{ш0}$, (нижня межа динамічного діапазону) функція F_1 зменшується, а F_2 зростає, то оцінка F_0 (відносне число радіоканалів, що приймаються з заданою якістю) може мати максимум (рис.3.3, б).

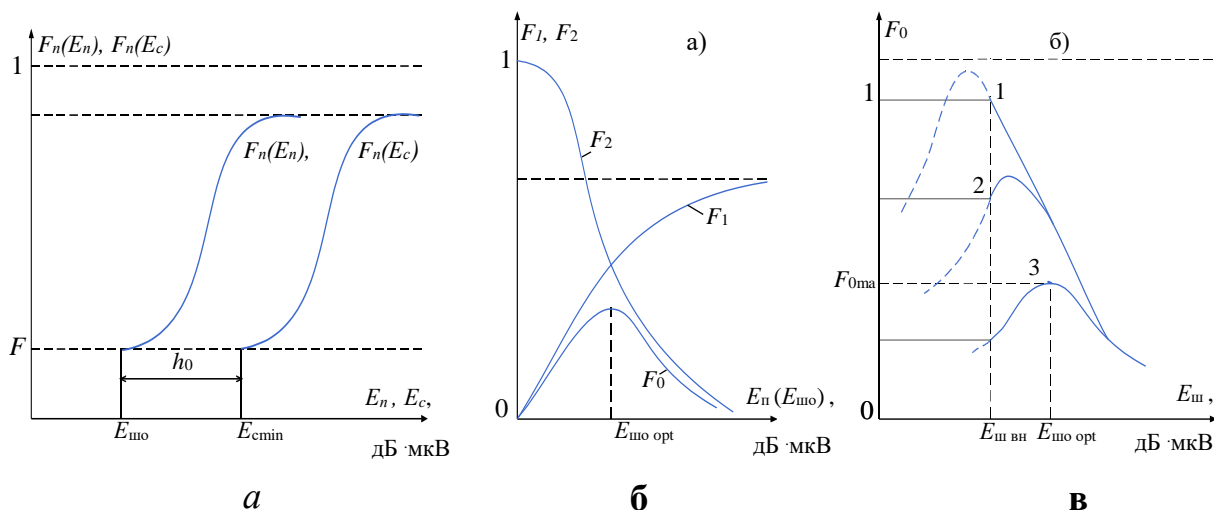


Рис. 3.3. Характер зміни статистичного критерію ймовірності приймання

Це пояснюється тим, що хоча з зменшенням $E_{ш0}$ число каналів, рівень сигналів в яких перевищує $h \cdot E_{ш0}$ зростає, однак слабкі сигнали в великій мірі вражаються завадами. Екстремум функції $F(E_{ш0})$ проте може бути не завжди реалізований. Так, при $E_{ш0} < E_{ш.вн.}$ ($E_{ш.вн.}$ - рівень зовнішніх для приймального тракту шумів) подальше поліпшення чутливості, тобто зменшення $E_{ш0}$ не впливатиме на ймовірність прийому. Тому максимум характеристики F_0 при $E_{ш0\text{ опт}} < E_{ш.вн.}$ не реалізується (рис.3.3. в, де реалізуються характеристики показані суцільними лініями). Для приймача з хорошими лінійною і нелінійною вибірковістю абсолютний максимум може бути також не реалізований (характеристика 1 на рис.3.3 в), для приймача з гіршими характеристиками F_0 падає, а оптимальна чутливість $E_{ш0} = E_{ш0\text{ опт}}$ зміщується в область реалізованих частот (характеристики 2 і 3, рис.3.3, в).

Для визначення впливу верхньої межі динамічного діапазону розглянемо вплив смуги преселектора $\Delta\Omega_{\text{п}}$ на критерій F_o при прийомі ансамблю сигналів, так як вплив на прийом конкретного сигналу розглядалося вище.

Для порогової нелінійної моделі приймального тракту величина ймовірності прийому, що визначає F_1 , з розширенням смуги $\Delta\Omega_{\text{п}}$, тобто збільшенням числа завад в преселекторі монотонно падає. Величина ймовірності знаходження корисного сигналу в інтервалі $E_{\text{сmin}}-\infty$ при цьому не змінюється, так як рівень шуму $E_{\text{шo}}$ передбачається незмінним. Тому ймовірність прийому F_o зменшується згідно із законом зміни $F_{n..m} = F_{n..m}(N)$, де $F_{n..m}$ - ймовірність прийому.

Розглянемо вплив динамічного діапазону на ефективну чутливість приймального тракту.

Для мультиплікативної нелінійної завади:

$$F_n = F_{n..л} \cdot F_{n..м},$$

де $F_{n..л}$ - співмножники, обумовлені лінійними і шумовими каналами ураження прийому, $F_{n..м}$ - співмножник, що відображає вплив нелінійної завади і не залежить від рівня сигналу E_c .

Звідси:

$$F_{n..л} = F_n / F_{n..м},$$

Величина $E_{\text{сф}}$ у відповідності з її визначенням може бути знайдена шляхом перетворення функції

$$F_{n..л}(E_c) = F',$$

де F' - задана величина F_n , тобто $E_{\text{сф}} = F_{n..л}^{-1}$.

Зі зменшенням динамічного діапазону відбувається зменшення граничного значення F_n до якого воно прагне при $E_n(E_c) \rightarrow \infty$.

В результаті $E_{\text{сф}}$ зростає, тобто ефективна чутливість погіршується. Якщо при цьому $E_{\text{сф}}$ виявиться менше $E_{\text{сmin}}$, то отримати задану якість прийому виявиться неможливим. Вплив динамічного діапазону, в разі

адитивної завади проявляється складніше, однак вплив порогу, пропорційного динамічному діапазону, на ймовірність прийому якісно виявляється аналогічним випадку мультиплікативної завади.

Оптимізація характеристик ланок приймального тракту.

Розглянемо деякі питання оптимізації характеристик ланок приймального тракту з вузькосмуговим і широкосмуговим преселектором за критерієм динамічного діапазону для двох видів моделей його ланок: поліноміальної і порогової [35, 36, 62].

При використанні поліноміальної моделі приймального тракту приймально-підсилювальний тракт необхідно представити у вигляді ланцюжка з'єднань, яке домовимося характеризувати: наведеною до входу ЕРС шумів $e_{шj}$; коефіцієнтом передачі K_j ; параметрами відносної нелінійності 2-го $\overline{G}_{21j}' = G'_{21j} / G_{21j}$ і 3-го $\overline{G}_{21j}'' = G''_{21j} / G_{21j}$ порядків, де G'_{21j} і G''_{21j} , - коефіцієнти степеневого ряду, апроксимуючі передавальну характеристику каскаду. Для динамічного діапазону r -каскадної схеми з роздільним і одночасним урахуванням спотворень як 2-го, так і 3-го порядків був прийнятий наступний критерій нелінійних спотворень [36]:

$$\beta_{2,3} = I_c / \sqrt{I_2^2 + I_3^2},$$

аналогічний критерію сигнал/завада, де I_2, I_3 - струми інтермодуляційних коливань відповідно 2 і 3-го порядків.

Для розрахунку I_c, I_2 і I_3 визначаємо реакцію тракту на вхідний вплив виду:

$$U = U_c \cos \omega_c t + E_{2,3} (\cos \omega_{n1} t + \cos \omega_{n2} t)$$

і далі порогове значення $E_{2,3}$, відповідне заданому коефіцієнту нелінійних спотворень.

Відносний виграш в динамічному діапазоні при використанні досліджуваного способу оптимізації порівняно з традиційним вибором

коефіцієнта передачі, виходячи з малості вкладу шумів наступного каскаду, становить близько 5 дБ.

Оптимізацію приймального тракту з використанням порогової моделі розглянемо на прикладі того ж тракту (рис.3.4), де, крім раніше зазначених позначень, E_i - пороги заважання, $e_{шi}$ - еквівалентна шумова ЕРС ланок і джерела сигналу, K_0 - коефіцієнт передачі вхідного лінійного атенюатора ($0 \leq K_0 \leq 1$).

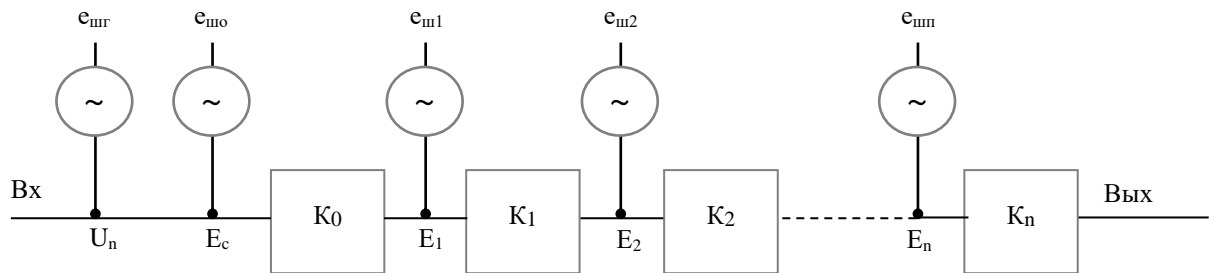


Рис. 3.4. Модель приймального тракту

Будемо припускати, що досягнення порогу мішання хоча б в одній з ланок тракту призводить до неприпустимого збільшення відповідного нелінійного критерію.

Тоді для предпорогової області вхідного впливу погіршення відношення С/П в приймальному тракті $H = [SNR]_{вх} / [SNR]_{вих}$.

$$H = \gamma + \alpha_0 / K_0^2 + \alpha_1 / K_0^2 K_1^2 + \alpha_{n-1} / K_0^2 K_1^2 \dots K_n^2,$$

$$\text{де } \gamma = 1 + e_{шo}^2 / e_{шг}^2, \quad \alpha_i = e_{шi+1}^2 / e_{шг}^2$$

Відсутність перевантаження тракту завадою U_n в будь-якому з перетинів при $K_0 = 1$ вимагає задоволення системи нерівностей виду:

$$U_n^2 \leq E_1^2; \quad U_n^2 \leq E_2^2 / K_1^2; \quad U_n^2 \leq E_3^2 / K_1^2 K_2^2 \dots; \quad U_n^2 \leq E_n^2 / K_1^2 K_2^2 \dots K_{n-1}^2.$$

Цей вираз передбачає, що нелінійні ефекти викликані завадами в смузі пропускання тракту.

Оптимізація приймального тракту передбачає вирішення низки завдань, таких, як:

– визначення коефіцієнтів підсилення ланок K_i , що забезпечують максимально можливу заваду на вході приймального тракту при заданому H ;

– забезпечення коефіцієнтів підсилення ланок K_i , що забезпечують мінімальне H з метою мінімізації впливу внутрішніх шумів приймального тракту при заданій заваді на вході.

Використання різних моделей підсилювачів вимагає уточнення області їх застосування для конкретного впливу. Це завдання є досить складним, що пояснюється відсутністю конструктивних практичних процедур оцінки застосовності тієї чи іншої моделі, тим більше для такого об'єкта, як складна схема заміщення сучасного підсилювального тракту. Тому область застосування результатів часто оцінюється на підставі досвіду використання моделі для певного класу сигналів і пристроїв, а також вироблених рекомендацій [35] або шляхом експериментальної перевірки результатів.

Для аналізу нелінійних спотворень і динамічного діапазону в підсилювачах приймального тракту потрібні методи аналізу, орієнтовані на отримання не тільки детермінованих, але і статистичних характеристик, а в деяких випадках - на оцінку впливу комплексного характеру нелінійності підсилювачів високої частоти.

Методи покращення лінійності і розширення динамічного діапазону високочастотних підсилюючих трактів, застосовані при розробці навігаційно-посадкової апаратури ILS-85-01, VOR-85-01 [34] полягають у використанні малошумних підсилювальних приладів з широким створом характеристики передачі "Вхід-Вихід"; оптимізація опорів джерела сигналу і навантаження, схеми включення підсилювального приладу, а також оптимізація режиму його роботи по постійному струму; використання спеціальних видів лінійного негативного зворотного зв'язку; «безшумна», «слідкуюча», «слідкуюча» в ланцюзі живлення, з «плаваючим» живленням, компенсація нелінійних спотворень [35].

Перспективним методом подальшого підвищення лінійності трактів є також структурний синтез підсилюючих трактів. Змістом структурного синтезу ланцюгів за критеріями нелінійності є: визначення структури ланцюгів, які задовольняють малим спотворень, обумовленим окремими нелінійними елементами і їх сполуками; знаходження зв'язків критеріїв нелінійності з характеристиками гілок обраної структури.

3.2. Вплив частотно-модульованих завад, створюваних УКВ радіомовними станціями на функціонування апаратури ILS-85, VOR-85

У забезпеченні безпеки польотів літальних апаратів міжнародна організація цивільної авіації ІСАО, відповідно до динаміки зміни умов їх експлуатації, здійснює підвищення вимог до обладнання літальних апаратів, в т.ч. радіоелектронного навігаційно-посадкового.

На різних етапах створення, серійного освоєння та експлуатації розробники і виробники обладнання повинні прогнозувати такі зміни і передбачати можливості динамічного підвищення характеристик продукції, що випускається і поставляється для експлуатації апаратури з урахуванням, як цих вимог, так і змін в технологічних можливостях і елементній базі, на яких побудовано обладнання.

Так вимагає забезпечення стійкості бортова навігаційно-посадкова апаратура метрового діапазону частот, в даному випадку обладнання навігації VOR-85 і посадки ILS-85, до завад інтермодуляції третього порядку, що викликається радіомовними УКХ ЧМ радіостанціями.

Згідно з вимогами ІСАО небажані рівні сигналів УКХ ЧМ радіостанцій на вході приймачів апаратури посадки і апаратури навігації нормовані і можуть досягати на деяких аеродромах значень, наведених в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Рівні сигналів УКХ ЧМ радіостанцій на вході приймачів

Частота, МГц	Максимальний рівень завади на вході приймача	
	мкВ	дБмВт
87,5 – 102,0	$1,26 \cdot 10^6$	+15
104,0	$0,70 \cdot 10^6$	+10
106,0	$0,40 \cdot 10^6$	+5
107,9	$0,07 \cdot 10^6$	-10

Під впливом цих сигналів в приймачах, якщо в них не передбачений спеціальний захист, виникає інтермодуляційна завада, що полягає у виникненні на виході пристрою завади на частоті основного сигналу при впливі на вході приймача двох або більше сигналів, частоти (наприклад, f_1 і f_2) яких не збігаються з частотою основного сигналу і призводять до завад.

У такій ситуації рівні завадових сигналів обумовлюються наступними співвідношеннями:

$$2N_1 + N_2 \leq 0 \quad (3.1)$$

для радіомовних станцій, що працюють в діапазоні частот 107,7 – 107,9 МГц.

$$2N_1 + N_3 + 3[24 - 20\lg(\Delta f / 0,4)] \leq 0 \quad (3.2)$$

для радіомовних станцій, що працюють в діапазоні частот 87,5 -107,7 МГц. У цих виразах N_1 і N_2 - рівні двох сигналів, що надходять від двох радіомовних станцій, які працюють з частотною модуляцією і передають звукові програми. Рівні цих сигналів приведені до входу апаратури в припущенні, що вони приблизно дорівнюють один одному і виражаються в децибелах відносно 1 мВт, а сумарний коефіцієнт підсилення антенно-фідерного пристрою (АФП) дорівнює 0 дБ. Величина $\Delta f = 108,1 - f_1$, де f_1 - частота сигналу однієї з радіомовних станцій, що працюють на частоті близької до 108,1 МГц.

Характеристики завадостійкості повинні вимірюватися в нормальних умовах з урахуванням узгодженої величини погіршення характеристик приймача і при наявності на вході корисного сигналу.

Для приймачів сигналів маяків ILS рівень корисного сигналу, приведений до входу в припущенні, що сумарний коефіцієнт підсилення АФУ дорівнює 0 дБ, повинен становити мінус 86 дБ/мВт з РГМ (РГМ - параметр точності апаратури ILS), регульованим для забезпечення стандартних відхилень. У цих умовах помилка, що виникає за рахунок завадових сигналів не повинна перевищувати 10 % від величини стандартного відхилення.

Для приймачів сигналів маяків VOR рівень корисного сигналу, приведений до входу з тим же припущенням, що і вище, повинен становити мінус 79 дБ/мВт. Корисний сигнал повинен мати стандартну модуляцію VOR. У цих умовах зміна показання пеленга не повинно перевищувати $0,5^\circ$.

Для оцінки впливу УКХ ЧМ завади на роботу бортової навігаційно-посадкової апаратури зробимо перерахунок рівнів сигналів, що заважають та визначаються виразами (3.1.) та (3.2.) в напругу на вхідному опорі приймача, що дорівнює 50 Ом.

Рівень корисного сигналу ILS мінус 86 дБ/мВт приведений до входу приймача відповідає напрузі сигналу в 11 мкВ, рівень корисного сигналу VOR мінус 79 дБ/мВт відповідає напрузі корисного сигналу 25 мкВ.

Інтермодуляційні завади третього порядку створюються заважаючими станціями, які працюють на частотах, що визначаються виразом

$$2f_1 - f_2 = f_0,$$

де: f_1, f_2 - несучі частоти сигналів, що заважають; f_0 - частота налаштування приймача.

Максимальне значення напруг завад, створюваних кожною радіомовною станцією, представлені в таблиці 3.2.

**Максимальні значення напруг завад,
що створюються радіомовними станціями**

Частота, МГц	Рівень завади, мВ	Частота, МГц	Рівень завади, мВ	Частота, МГц	Рівень завади, мВ
107,7-107,9	14,4	101	250,5	94	497
107	38,8	100	286	93	532,5
106	74,1	99	321	92	568
105	109,5	98	356	91	603
104	144,5	97	391,5	90	638,5
103	180	96	427	89	673,5
102	215	95	462	88	709

Для частоти 108,1 МГц і частоти $f_1 = 107,9$ МГц (найвища частота радіомовного діапазону) частота f_2 буде дорівнювати 107,7 МГц.

Хоча таке близьке розташування частот двох мовних станцій є малоймовірним, так як вони будуть створювати взаємні завади при прийомі, розглянемо цей випадок як найбільш жорстку умову виділення корисного сигналу, оскільки вибіркоче вхідне коло приймача не внесе суттєвих послаблень в рівні завадових сигналів.

Розглянемо високочастотний тракт, що складається з послідовно включених вхідного фільтра, підсилювача високої частоти (ПВЧ) на польових транзисторах, смугового фільтра на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) і змішувача на польовому транзисторі.

При впливі на вхід приймача двох завадових сигналів, що мають однаковий рівень E_n , величина складової інтермодуляції третього порядку щодо амплітуди одного з взаємодіючих сигналів визначається виразом:

$$d_{2,1} = \frac{1}{8} k_1^2 y^2(f_1) y(f_2) \frac{S''}{S} E_n^2, \quad (3.3)$$

де: k_1 - коефіцієнт передачі вхідного фільтра;

$y(f_1)$, $y(f_2)$ - затухання завадових сигналів з частотою f_1 і f_2 на вхідному фільтрі;

S і S'' - крутизна вольтамперної характеристики ПВЧ і друга похідна цієї крутизни відповідно.

При невеликих розладнаннях заводових сигналів щодо частоти налаштування приймача ослабленням, внесеним вхідним фільтром, можна знехтувати, вважаючи $y(f_1) = y(f_2) = 1$ і вираз (3.3) спроститься

$$d_{2,1} = \frac{1}{8} k_1^2 \frac{S''}{S} E_n^2. \quad (3.4)$$

В апаратурі ILS-85 і VOR-85 підсилювач високої частоти зібраний на транзисторах типу 2П350 та величина відношення S''/S дорівнює $(0,1 - 0,2)B^{-2}$. Коефіцієнт передачі вхідного фільтра дорівнює 0,5.

Для розглянутого випадку з урахуванням рівнів заводових сигналів (див. табл. 3.1.). Величина $d_{2,1}$ дорівнює

$$d_{2,1} = \frac{1}{8} \cdot 0,5^2 \cdot 2 \cdot 10^{-1} (14,1 \cdot 10^{-3})^2 = 1,24 \cdot 10^{-6}.$$

Амплітуда складової інтермодуляції, наведена до входу ПВЧ буде дорівнює

$$U_{n1} = E_n \cdot d_{2,1} = 14,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,26 \cdot 10^{-6} = 1,78 \cdot 10^{-8} \text{ (В)}.$$

Амплітуда корисного сигналу, наведена до входу ПВЧ визначається виразом

$$U_c = E_c \cdot k_1.$$

Так як величина E_c для приймачів VOR, обумовлена рівнем корисного сигналу 79 дБ/мВт, становить 25 мкВ, U_c дорівнюватиме 12,5 мкВ.

Відношення сигнал/завада становить

$$\frac{U_c}{U_n} = \frac{12,5 \cdot 10^{-6}}{1,78 \cdot 10^{-8}} = 702 \text{ (57 дБ)}.$$

Для приймачів ILS величина E_c обумовлюється рівнем корисного сигналу мінус 86 дБ/мВт і становить 11 мкВ, на вході ПВЧ рівень корисного сигналу $U_c = 5,5$ мкВ.

Відношення сигнал/завада становить

$$\frac{U_c}{U_n} = \frac{5,5 \cdot 10^{-6}}{1,78 \cdot 10^{-8}} = 309 \text{ (50 дБ)}.$$

Отриманий рівень складової інтермодуляції третього порядку, що виникає на нелінійності вольтамперной характеристики ПВЧ, не представляє небезпеки для бортової апаратури навігації та посадки VOR-85 і ILS-85, так як він значно нижче рівня власних шумів приймача (наведений до входу ПВЧ рівень шумів приймача становить 0,3 - 0,5 мкВ).

З наведеного аналізу видно, що в даному випадку УВЧ не впливає на працездатність апаратури при впливі завад УКХ ЧМ станцій.

У той же час заваджаючі сигнали посиляться в ПВЧ і через смуговий фільтр надійдуть на вхід змішувача, де також виникнуть складові інтермодуляції третього порядку.

Для виявлення вкладу змішувача в утворення складової інтермодуляції третього порядку визначимо рівні завадових сигналів на його вході, припускаючи, що при малій частотній розладнанні завадових сигналів від корисного сигналу смуговий фільтр не вносить відносного загасання в рівні завадових сигналів. Амплітуда завадового сигналу, наведена до входу змішувача, визначиться виразом

$$U_{n2} = E_n \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3,$$

де: k_2 - коефіцієнт підсилення ПВЧ; k_3 - коефіцієнт передачі смугового фільтра в смузі прозорості.

Коефіцієнт підсилення ПВЧ приймачів VOR-85 і ILS-85 при рівні внутрішньосмугового сигналу нижче порога спрацьовування АРП дорівнює 15 дБ, коефіцієнт передачі смугового фільтра в смузі прозорості дорівнює мінус 12 дБ. Отже, на вході змішувача завадовий сигнал буде мати величину

$$U_{n2} = 14,1 \cdot 0,5 \cdot 5,6 \cdot 0,25 = 9,87 \text{ (мВ)}.$$

Відомо, що значення параметра нелінійності електронного приладу в перетворювальному режимі більше, або, в крайньому випадку, дорівнює значенню цього параметра в режимі підсилення.

Для змішувального каскаду приймачів ILS-85 і VOR-85, зібраного на польовому транзисторі КП350 значення параметра нелінійності

$$\frac{S''}{S} = (0,3 \dots 0,4) B^{-2}.$$

Амплітуда складової інтермодуляції третього порядку, наведена до входу змішувача буде дорівнює

$$U_{um2} = U_{n2} \cdot d_{2,1cm} = \frac{1}{8} U_{n2} \frac{S''}{S} U_{n2}^2 = \frac{1}{8} U_{n2}^3 \frac{S''}{S} = \frac{1}{8} (9,87 \cdot 10^{-3})^3 \cdot 0,4 = 4,8 \cdot 10^{-8} (B).$$

Величина корисного сигналу ILS, наведена до входу змішувача, буде дорівнює

$$U_c = E_c \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 = 11 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 5,6 \cdot 0,25 = 7,7 \cdot 10^{-6} (B).$$

Відношення сигнал/завада складе

$$\frac{U_c}{U_n} = \frac{7,7 \cdot 10^{-6}}{4,8 \cdot 10^{-8}} = 160 \text{ (44 дБ)}.$$

Для корисного сигналу VOR значення U_c і U_c/U_n будуть відповідно

$$U_c = 17,5 \text{ дБ} \quad \frac{U_c}{U_n} = 368,5 \text{ (51,3 дБ)}.$$

Отримані значення рівнів складової інтермодуляції третього порядку показують, що змішувальний каскад значно більше, ніж ПВЧ схильний завад інтермодуляції. Однак навіть в цьому, свідомо жорсткому випадку, рівень складової настільки незначний, що не викличе спрацьовування схеми АРП і не знизить чутливість приймального тракту.

Як видно з виразу (3.3) величина $d_{2,1}$ пропорційна квадрату E_n , рівень складової інтермодуляції третього порядку пропорційний кубу E_n . Отже, при збільшенні рівня завадового сигналу, що впливає на вхід ПВЧ або змішувача, рівень складової інтермодуляції буде різко зростати.

Відповідно до виразами (3.1) і (3.2) допустимий рівень сигналів зростає з віддаленням частоти завади від частоти 108,1 МГц. Але в той же час амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) вхідного фільтра, що стоїть перед змішувачем будуть надавати помітний вплив на рівні

завадових сигналів, наведених до входу ПВЧ і змішувача. Крім того, при розладнанні по частоті завадових сигналів щодо частоти налаштування приймача знижується резонансний коефіцієнт підсилення ПВЧ.

На рис.3.1 представлені рівні завадових сигналів, підведені до входу ПВЧ, виходу ПВЧ і входу змішувача при їх частотному розладнанні f МГц.

Як видно з рис. 3.1 максимальний рівень завадових сигналів на вході ПВЧ присутній при частотному розладі на 2 – 4 МГц відносно частоти 108,1 МГц, що відповідає робочим частотам мовних станцій в діапазоні 106 – 104 МГц. У цьому випадку рівень складової інтермодуляції буде визначатися амплітудою завадових сигналів на вході ПВЧ дорівнює 10 – 18 мВ і складе

$$U_{un} = \frac{1}{8} U_n^3 \frac{S''}{S} = \frac{1}{8} (18 \cdot 10^{-3})^3 \cdot 0,2 = 1,46 \cdot 10^{-7} \text{ (В)}.$$

Отримане значення складової інтермодуляції нижче рівня власних шумів УВЧ і не матиме впливу на роботу приймача.

Оскільки між ПВЧ і змішувачем знаходиться смуговий фільтр на ПАХ з великою крутизною спаду АЧХ, заваджаючі сигнали, що мають частоту поза смугою пропускання смугового фільтра, сильно послаблюються і не створюють небезпечних складових інтермодуляції третього порядку.

Проведений аналіз приймального тракту бортової апаратури навігації та посадки ILS-85 і VOR-85 показує, що прийняті схемно-технічні рішення забезпечують виконання вимог Поправки 65 до Додатка 10 ІКАО. Застосування в ПВЧ і змішувачі польових транзисторів дозволило реалізувати високочастотний тракт з високою лінійністю амплітудної характеристики, а використання фільтрів на ПАХ з великим коефіцієнтом прямокутності значно знижує вплив завад, що знаходяться поза межами частотного діапазону приймачів ILS і VOR.

3.3. Вплив радіотехнічних та індустріальних завод на точнісні характеристики радіоапаратури

В даний час в експлуатації, в тому числі на міжнародних авіалініях, знаходиться велика кількість літаків, оснащених бортовою навігаційно-посадковою радіоапаратурою (НПА) III покоління [34, 63].

В забезпечення визначення формальної можливості експлуатації такої апаратури, а також радіобладнання IV покоління аналогічного призначення [34], в умовах зростаючих вимог міжнародних документів ARINC, НЛГС-3 в частині заводо захищеності і ЕМС бортових радіонавігаційних і посадкових засобів при їх використанні на сучасних повітряних і аеродромних просторах, необхідно проведення відповідних робіт, основними цілями яких є:

дослідження характеристик апаратури III покоління, що експлуатується на відповідність сучасним вимогам заводо захищеності і ЕМС і знаходження шляхів її модернізації в забезпечення застосування в ускладненій заводській обстановці;

розробка принципів побудови обладнання IV покоління з, відповідними необхідним, характеристиками по заводо захищеності і ЕМС.

Методика і результати дослідження характеристик апаратури.

Завади, що впливають на апаратуру з визначеними рівнями та діапазоном частот систематизовані вище. Для визначення впливу на характеристики апаратури завод наступних трьох типів: немодульованої завади (НМЗ), інтермодульованої завади (ІМЗ) і завади перехресної модуляції (ЗПМ) [25], запишемо аналітичні вирази, що їх описують:

$\Pi_1(t)$ - Немодульована завада:

$$\Pi_1(t) = A_1 \cos \omega_1 t; \quad A_1 = \begin{cases} U_1, & |\omega_1 - \omega_0| \leq \Delta \omega_1; \\ 0, & |\omega_1 - \omega_0| > \Delta \omega_1, \end{cases}$$

$\Pi_2(t)$ - Завада перехресної модуляції:

$$\Pi_2(t) = A_2 [1 + M \cos(\Omega_0 t + \psi)] \cos \omega_2 t; \quad A_2 = \begin{cases} U_2, & |\omega_1 - \omega_0| \leq \Delta \omega_2; \\ 0, & |\omega_1 - \omega_0| > \Delta \omega_2, \end{cases}$$

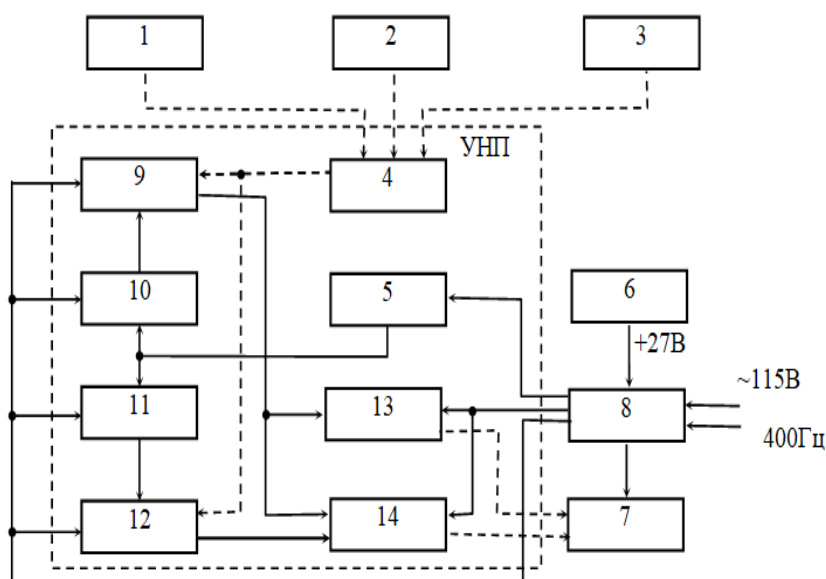
$\Pi_3(t)$ - Інтермодульована завада:

$$\Pi_3(t) = A_3 \cos \omega_3 t + A_4 \cos \omega_4 t; \quad n\omega_3 \pm m\omega_4 \approx \omega_0; \quad n, m = 1, 2; \quad A_3 \gg A_0; \quad A_4 \gg A_0,$$

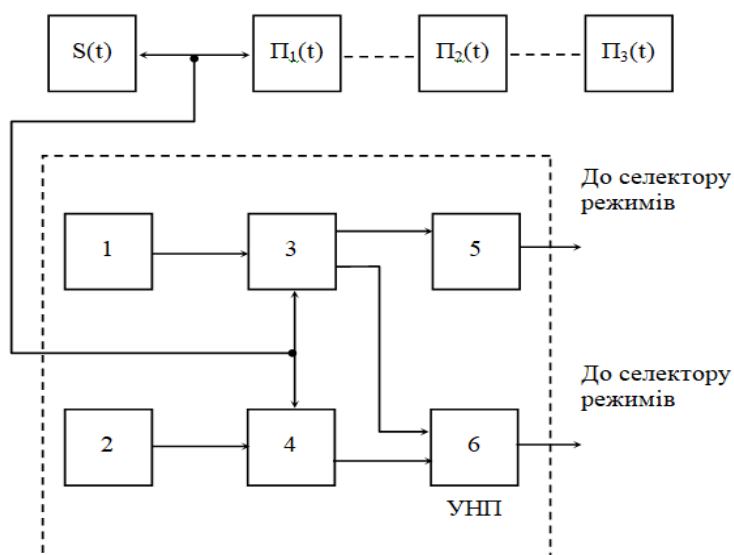
$S(t)$ - Корисний сигнал:

$$S(t) = A_0 [1 + M_0 \cos(\Omega_0 t + \psi)] \cos \omega_0 t.$$

Вимірювання проводились на випробувальному стенді, блок-схема якого представлена на рис.3.5 а.



а



б

Рис. 3.5. Блок-схема (а) та взаємодія блоків та пристроїв (б) випробувального стенду

До складу блок-схеми вимірювального стенду для випробувань НПА на стійкість до радіозавад входить: 1 - лабораторний імітатор маяків ЛІМ-70; 2, 3 - генератор ВЧ сигналів Г4 151; 4 - ВЧ трійник, 5 - пульта управління, 6 - джерело постійної напруги Б5 13; 7 - селектор режимів; 8 - випрямляч В 504; 9 - курсовий приймач; 10 - синтезатор частот курсовий; 11 - синтезатор частот глісадний; 12 - глісадний приймач; 13 - блок НЧ курсовий; 14 - блок посадки; ПНП - пристрій навігаційно-посадковий.

Методика проведення дослідження завадозахищеності і ЕМС апаратури описується схемою, представленою на рис.3.5 б, на якому: 1 - синтезатор частот курсовий; 2 - синтезатор частот глісадний; 3 - курсовий приймач; 4 - глісадний приймач; 5 - блок НЧ курсовий; 6 - блок посадки.

На антенний вхід пристрою навігаційного посадкового (ПНП) сумісно з корисним безперервним амплітудно-модульованим сигналом від лабораторного імітатора маяків ЛІМ-70 по черзі подавалися завади трьох вказаних типів: НМЗ, ІМЗ, ЗПМ.

Відповідно до обраної частоти і режимом роботи маяка, встановлюваних на ЛІМ-70, здійснюється вибір робочої частоти від пульта управління (ПУ) і режиму ПНП від селектора режимів. На вихідному роз'ємі ПНП проводились заміри номінальних сигналів відхилення курсового і глісадного приймачів відповідно до стандартних сигналів. В якості контрольного приладу використовувався осцилограф С1-67. Працездатність ПНП визначалася за наявністю світлової індикації готовності "Курс", Глісада" на передній панелі селектора режимів. Вимірювалася чутливість ПНП в режимах навігації і посадки, тобто чутливість курсового і глісадного приймачів, за наявністю індикації готовності при впливі НМП, ІМП, ППМ заданого діапазону і рівня.

Дослідження ПНП виробу ІІІ покоління "Курс МП-70" в цілому, так само, як і перевірка характеристик його високочастотного (ВЧ) тракту [29] показало невідповідність, в частині завадозахищеності, апаратури вимогам, що пред'являються до обладнання ІV покоління.

Так, відносна чутливість на каналах побічного прийому для курсового приймача склала близько 60 дБ при розладі ± 40 кГц і 40 дБ для глісадного приймача при розладнанні понад ± 150 кГц. Немодульована завада рівнем 500 мВ в діапазоні 118 ÷ 136 МГц приводила до зниження чутливості ПНП на 35 дБ. Інтермодуляційні завади, що викликають другу гармоніку, а також другу субгармонік робочої частоти, знижували чутливість ПНП приблизно на 10 дБ. Тобто для успішної експлуатації апаратури III покоління в сучасних заводових обставинах необхідна модернізація її ВЧ трактів, наприклад, відповідно до принципів, викладеними в [29].

НПА IV покоління [34] в частині ЕМС і заводозахищеності, крім вимог на стійкість до радіозавад [63], повинна відповідати жорстким нормам на відповідність електричних характеристик в умовах впливу потужної індустриальної завади.

Повний опис методики випробовувань та їх результати представлені в роботі [63].

Перевірка апаратури Курс МП-70 на вплив індустриальної завади показала виконання вимог заводозащищенности. Корисний сигнал, що знімався з виходу детектора, не спотворювався. Підвищення напруженості електромагнітного поля за рахунок збільшення струму в дотовому випромінювачі до 50 А, а також розширення частотного діапазону завади в "контрольному" дроті до 500 МГц, не приводило до зміни форми сигналу на виході детекторів приймачів.

Отже, технічні рішення, які використовуються в апаратурі III покоління з метою її захисту від індустриальних завад, застосовні і для обладнання IV покоління.

3.4. Основні напрямки підвищення заводозахищеності і електромагнітної сумісності апаратури.

При виборі основних напрямків підвищення заводозахищеності і ЕМС НПА IV покоління бралися до уваги такі чинники: склад РТС на

об'єктах-носіях апаратури IV покоління, заводова обстановка, задана вимогами на апаратуру; характеристики сигналів наземних маяків (рівень, вид випромінювання, смуга частот, стабільність та ін.), характеристики заводозахищеності елементної бази апаратури.

З урахуванням безперервного характеру сигналу, що приймається бортовою НПА, основні рекомендації в забезпечення заводозахищеності апаратури спрямовані на підвищення захищеності ВЧ тракту апаратури шляхом використання вхідних фільтрів і фільтрів зосередженої селекції (ФЗС) з підвищеною вибірковістю (зокрема фільтрів на поверхневих акустичних хвилях, ПАХ), а також за рахунок розширення динамічного діапазону підсилювальних елементів тракту і застосування відповідних схемних рішень [66-71].

Питання порівняльного аналізу характеристик преселектора апаратури III покоління і пропонованих для апаратури IV покоління преселектор на ПАХ висвітлені в роботі [10, 61, 69]. Переваги фільтрів на ПАХ безперечні, однак використання вхідних ланцюгів з фільтрами на ПАХ в робочому діапазоні НПА є складним інженерно-технічним завданням, оскільки в цьому випадку, втрати що вносяться складають $10\div 20$ дБ, що істотно знижує чутливість апаратури.

У вирішенні проблеми розширення динамічного діапазону приймачів, і отже в питаннях забезпечення захищеності від мультиплікативної завади, важливе місце займає заводозахищеність активних антен, оскільки антена є першою ланкою ВЧ тракту. Найбільш прийнятним шляхом поліпшення характеристик апаратури представляється використання елементної бази з розширеним динамічним діапазоном.

Проблема підвищення захищеності від мультиплікативної завади шляхом використання активних елементів ВЧ тракту з розширеним динамічним діапазоном і застосування відповідних схемних рішень описана в [10].

Дослідження апаратури III покоління показало виконання вимог по заводозахищеності, що пред'являються до апаратури IV покоління у частині індустріальної завади, тому в НПА IV покоління можуть бути прийняті ті ж заходи, які в даний час реалізовані в НПА III покоління: поблочне екранування, мінімізація довжини проводів зв'язку, використання кручених пар, використання біполярного сигналу в міжсистемному цифровому обміні, застосування захисних фільтрів по входах (виходах) окремих блоків [61, 63, 65-68].

Використання комутованого преселектора на основі смугових п'єзоелектричних фільтрів на ПАВ в НПА IV покоління. Застосування фільтрів на ПАХ в бортовій НПА дозволяє значно зменшити габарити і вагу апаратури, спростити налаштування, істотно підвищити вибірковість і технологічність в процесі виробництва [38, 69]. Одним із застосувань гребінки фільтрів на ПАХ є багатоканальний пристрій поділу частот - мультиплексор. Такий пристрій приймає сигнали в широкому діапазоні частот і розподіляє їх по декількох вузькосмугових каналах.

Висновки по третьому розділу

Розглянуті технічні рішення по реалізації апаратури IV покоління лише частково задовольняють вимогам. При використанні вхідних кіл на фільтрах на ПАХ, з втратами вхідних кіл в смузі пропускання 15 дБ, максимальна чутливість пристрою високої частоти курсового (УВЧК) складає 3 мкВ, при зниженні втрат у вхідному фільтрі до 10 дБ чутливість збільшується до 2 мкВ при відношенні сигнал/завада на виході приймача не менше 10 дБ та заданій заводській обстановці. Для забезпечення захисту від перехресної та інтермодуляційної завади кращий варіант побудови змішувача на польових транзисторах.

Вимірювання електричних характеристик ВЧ трактів та точнісних характеристик апаратури, при впливі радіозавад, заданих заводською обстановкою в зонах сучасних аеропортів, виявило недостатність заходів

щодо заводозахищеності в виробках III покоління, що експлуатуються. Вироблені рекомендації з модернізації ВЧ трактів апаратури Курс МП-70.

З аналізу характеристик корисного сигналу при заданій заводській обстановці, технічних характеристик існуючої і перспективної елементної бази основними заходами забезпечення заводозахищеності, для НПА III-IV покоління є: підвищення вибіркості вхідних ланцюгів і ланцюгів фільтрів зосередженої селекції ВЧ тракту за рахунок використання преселекторів на базі фільтрів на ПАХ і смугових кварцових фільтрів на об'ємній хвилі з поліпшеними характеристиками, а також розширення динамічного діапазону підсилювального ВЧ тракту.

Кожен із запропонованих способів покращення характеристик радіоприймальних пристроїв в частині заводостійкості має як переваги так і недоліки. Тому пошук найкращого технічного рішення поставленої задачі забезпечення заводостійкості є актуальним. Перспективним напрямом є застосування сучасних підходів до обробки сигналів на основі статистичних оцінок та їх реалізація в цифрових низькочастотних трактах з метою додаткового убезпечення приймачів від ураження різними типами завод.

РОЗДІЛ 4. МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ У НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ТРАКТАХ

4.1. Математичний опис завад в задачах оцінювання параметрів радіосигналів

Для радіоприймачів РЕС існує багато типів завад, які заважають правильному прийому сигналів та визначенню їхніх параметрів. Серед множини завад, які були досліджені у попередніх розділах, виділимо основні властивості, що є визначальними для даної задачі [52, 82].

Модель суміші (відліки x_i) розглядається як адитивна із складових: корисний сигнал (S_i), некорельований гаусівський шум (η_i); хаотична імпульсна завада (ζ_i – ХІЗ)

$$x_i = s_i + \zeta_i + \eta_i, \quad i = \overline{1, n}, \quad (4.1)$$

де $\zeta_i = 0$ у разі відсутності ХІЗ.

Розглядаються три випадки негаусівських завад:

1) ХІЗ із відомим значенням ζ ; маємо складну щільність розподілу імовірностей (ЩРІ)

$$f_{\zeta}(x) = (1-p)\delta(x) + p\delta(\zeta - x)$$

де p – ймовірність дії завад; $\delta(x)$ – дельта-функція Дірака;

2) ХІЗ із випадковими амплітудами, розподіленими за законом Лапласа з інтенсивністю λ ; маємо складну ЩРІ

$$f_{\zeta}(x) = (1-p)\delta(x) + p\lambda \exp(-\lambda|x|); \quad (4.2)$$

3) вузькосмуговий випадковий процес

$$\eta_i = \sum_{j=1}^k a_j \eta_{i-j} + \xi_j, \quad (4.3)$$

де $a_j, j = \overline{1, k}$ коефіцієнти авторегресії, ξ_j – i -й незалежний зразок з розподілом Лапласа (4.2).

Така специфічність завад вимагає застосування відповідних статистичних методів синтезу алгоритмів обробки суміші з метою оцінювання параметрів спотвореного сигналу.

Підвищення точності, завадостійкості та надійності результатів вимірювань інформаційних параметрів сигналів досягається застосуванням статистичних методів обробки сигналів [40-41, 85] та їх цифрової реалізації в мікропроцесорах та програмованих логічних інтегральних схемах (ПЛІС).

У даному розділі на основі статистичних методів, на прикладі систем ближньої навігації VOR та інструментальної посадки ILS, пропонуються нові підходи синтезу алгоритмів післядетекторного обчислення таких інформаційних параметрів низькочастотних сигналів: частоти та фази, різниці фаз та різниці глибини модуляції. Алгоритми отримані за допомогою статистичного методу максимальної ймовірності [39, 41], який забезпечує хороший захист від шуму та необхідну точність при низьких співвідношеннях потужностей сигнал/шум (SNR).

Цифрова обробка сигналів (DSP) у приймачах розглядається як їх нелінійне перетворення, тобто методологія синтезу алгоритмів оцінки параметрів корисних радіосигналів загалом полягає у вирішенні нелінійних рівнянь правдоподібності [40]

$$\partial L(\bar{x} | \bar{\theta}) / \partial \theta_m = 0, \quad m = \overline{1, M}, \quad (4.4)$$

де $\bar{\theta} = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M\}$ – вектор M -розмірності параметрів сигналу, $\bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ – масив n -розмірності випадкових значень, які спостерігаються як суміш сигналу, завад та шум, $L(\cdot)$ – функція правдоподібності (ФП).

Отримання рішення рівняння правдоподібності (4.4) в явній формі є практично неможливим внаслідок значної його нелінійності. У цій ситуації знаходження глобального екстремуму функції правдоподібності (4.4) у тривимірному просторі параметрів сигналу

$$\bar{\theta}^* = \arg \max_{\bar{\theta} \in \Omega_{\theta}} L(\bar{\theta} | \bar{x}, \sigma, p, \zeta)$$

повинне виконуватися за допомогою чисельних ітеративних алгоритмів пошуку вектора-координат максимуму функції, наприклад, таких як методи простих ітерацій або Ньютона-Рафсона [40, 39].

4.2 Алгоритм оцінки фази гармонічного сигналу при дії імпульсних завад, що спричинені інтермодуляцією

Розглянемо завдання детектування сигналу з суміші з імпульсними завадами, що спричинені інтермодуляцією (ІМЗ) [53]. В цьому випадку

$$x_i = b \cdot \cos(\omega \cdot t_i + \varphi) + \eta_i, \quad i = \overline{1, n} \quad (4.5)$$

де η_i , – послідовність ІМЗ, φ – невідома фаза сигналу, ω – частота сигналу, b - амплітуда сигналу.

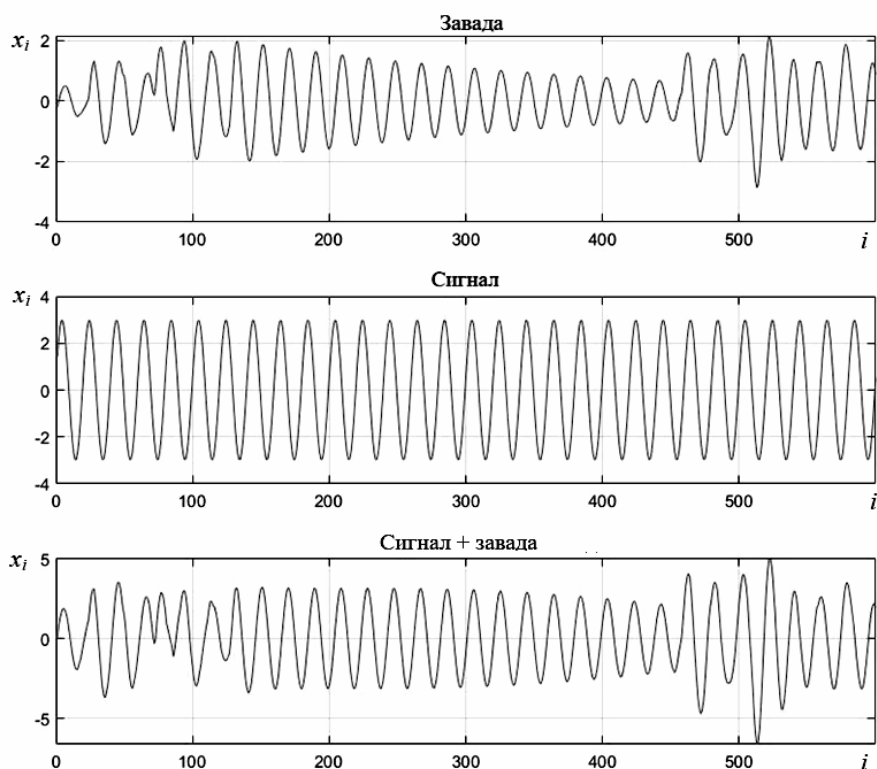
Суміш гармонічного сигналу та завад були змодельовані за допомогою програмного середовища Matlab. Результати моделювання наведені на рис. 4.1 (завада, корисний сигнал та корисний сигнал із завадами показані на рис. 4.1 а, спектр сигналу із завадами та спектр власне завад показані на рис. 4.1 б).

Тут маємо справу з випадковим процесом, модель якого може бути наближеною до авторегресійного процесу із такою послідовністю відліків

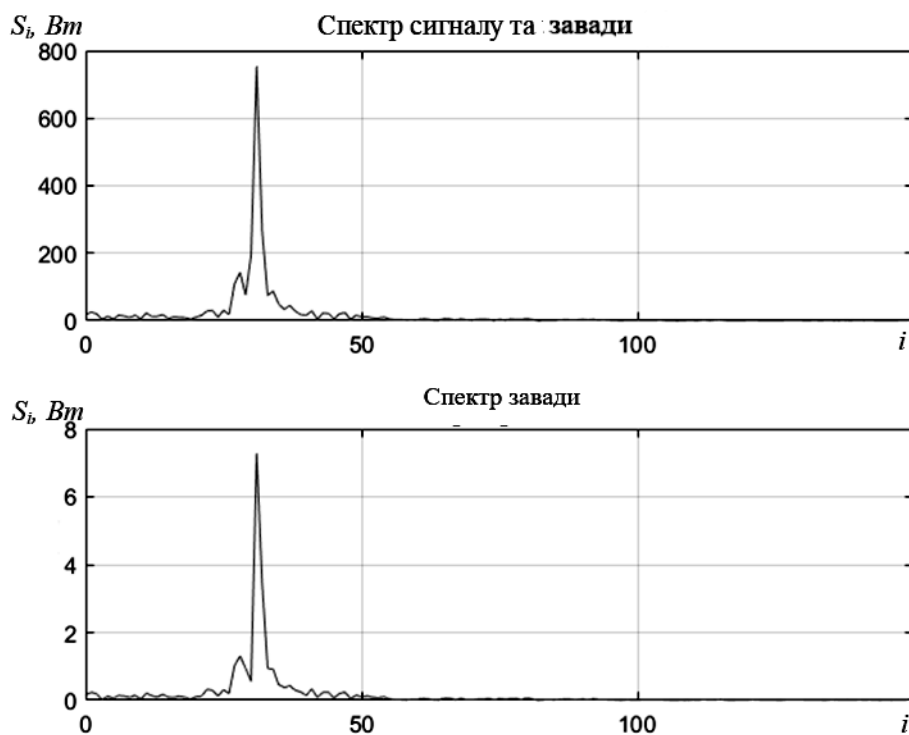
$$\eta_i = \sum_{j=1}^k a_j \eta_{i-j} + \xi_j \quad (4.6)$$

де $a_j, j = \overline{1, k}$ - авторегресивні коефіцієнти, ξ_j - і-й незалежний відлік випадкового процесу Лапласа.

Модель (4.6) являє собою випадковий процес на виході лінійної системи, коли на її вході діє некоррельований випадковий процес Лапласа.



a



б

Рис. 4.1 Суміш корисного сигналу із завадою та їхні спектри

Такий процес відомий як процес авторегресії k-порядку чи процес Маркова k-порядку [42, 43]. Його багатовимірною ЩРІ записується як

$$f(x_1, \dots, x_n, \bar{\theta}) = f(x_1) \prod_{i=2}^{\min\{i-1, k\}} f(x_i | x_{i-1}, \dots, x_{i-\min\{i-1, k\}}) =$$

$$= \frac{1}{(2\lambda)^n} \cdot \exp \left\{ - \frac{|x_1| + \sum_{i=2}^n \left| x_i - \sum_{j=1}^{\min\{i-1, k\}} a_j x_{i-j} \right|}{\lambda} \right\} \quad (4.7)$$

де λ - параметр масштабу розподілу Лапласа.

Аналітичне рівняння багатовимірної ЩРІ (4.7) дозволяє здійснити синтез оптимального алгоритму оцінки фази. Важливо зазначити, що послідовність процесу генерації $\xi_j, j = \overline{1, n}$ не є гауссівською, тобто ЩРІ послідовності авторегресії також не гауссівська.

Була побудована гістограма розподілу суміші гармонічного сигналу та інтермодуляційної завади (рис. 4.2), яка підтверджує негаусовість розподілу. Тому класичні алгоритми оцінки фази, що засновані на відомих статистичних методах [42, 43] не можуть бути використані.

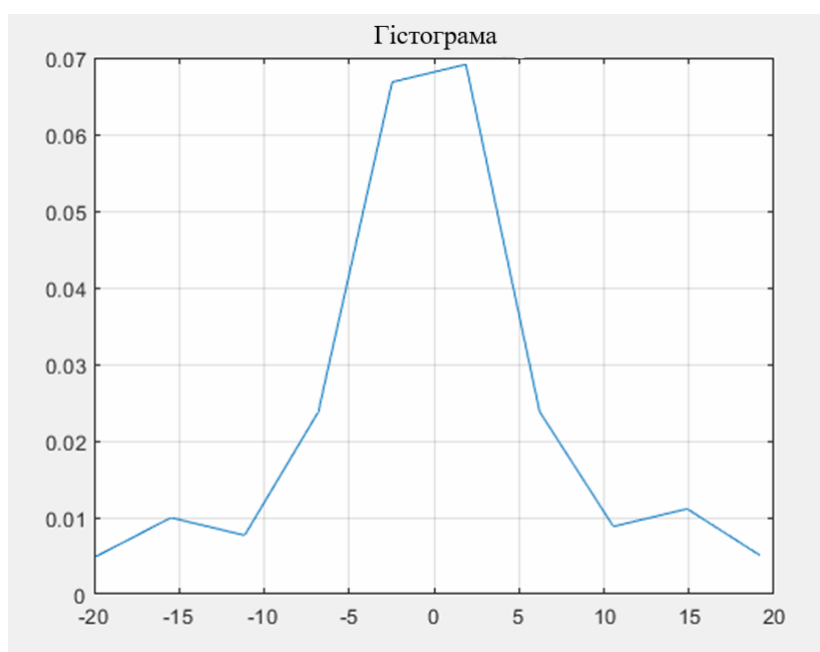


Рис. 4.2 Апроксимація гістограми розподілу гармонічного сигналу та інтермодуляційної завади

Таким чином, є актуальним синтез та аналіз нових методів до проблеми оцінки фази.

Умовний розподіл ймовірності (4.7) суміші може бути поданий як

$$f(x_i | x_{i-1}, \dots, x_{i-k}, \bar{\theta}, b) = \frac{1}{(2\lambda)^n} \exp \left\{ x_i - \sum_{j=1}^k a_j x_{i-j} - b \left(S_i - \sum_{j=1}^k a_j S_{i-j} \right) \right\} \quad (4.8)$$

де $S_i = \cos(\omega \cdot t_i + \varphi)$, $i = \overline{1, n}$; вектор параметрів $\bar{\theta} = [a_1, a_k, \lambda, \varphi]$.

Використовуючи рівняння (4.8), отримаємо робастний алгоритм оцінки фази. Запишемо рівняння ймовірності

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \sum_{i=k+1}^n \ln f(x_i | x_{i-1}, \dots, x_{i-k}, \bar{\theta}, b) = 0, \quad j = \overline{1, k+2}.$$

За допомогою вибірки y_1, \dots, y_m , яка не містить сигналу ($b = 0$), можна оцінити невідомі параметри авторегресії a_1, \dots, a_k та використати їхні оцінки $\hat{\theta} = \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_k$ для оцінювання невідомої фази φ гармонічного сигналу.

Тоді рівняння правдоподібності для оцінок a_1, \dots, a_k виглядають як:

$$\frac{\partial}{\partial a_j} \sum_{i=k+1}^m \ln f(y_i | y_{i-1}, \dots, y_{i-k}, \bar{\theta}, b) = 0, \quad j = \overline{1, k},$$

а рівняння правдоподібності для оцінки фази φ стає

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \sum_{i=k+1}^n \ln f(x_i | x_{i-1}, \dots, x_{i-k}, \bar{\theta}, b) = 0.$$

Використовуючи (4.8), можна отримати рівняння для параметрів авторегресії a_1, \dots, a_k та алгоритму оцінки фази φ

$$\sum_{i=k+1}^m \text{sign} \left(y_i - \sum_{j=1}^k a_j y_{i-j} \right) y_{i-l} = 0, \quad l = \overline{1, k}.$$

$$\sum_{i=k+1}^m \text{sign} \left(x_i - \sum_{j=1}^k a_j x_{i-j} - b(\cos(\omega t_i + \varphi)) - \sum_{j=1}^k a_j \cos(\omega t_{i-j} + \varphi) \right) \times \sum_{j=1}^k a_j \sin(\omega t_{i-j} + \varphi) = 0.$$

Функція правдоподібності змінює свій знак, коли фаза сигналу відповідає реальному значенню фази (рис. 4.3). Цей метод оцінки фази є стійким, як буде показано нижче.

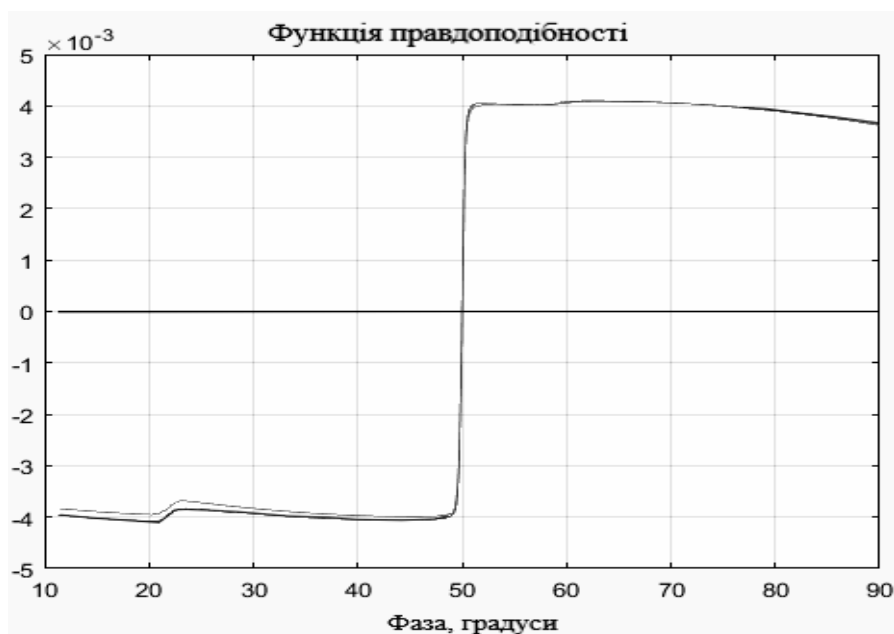


Рис. 4.3 Функція правдоподібності

Оцінка фази корисного сигналу за наявності інтермодуляційних завад була також отримана за допомогою квадратурного фазового детектора (умовно назвемо його класичним методом оцінки). Оцінки фази класичним та робастним методами подані на рис. 4.4.

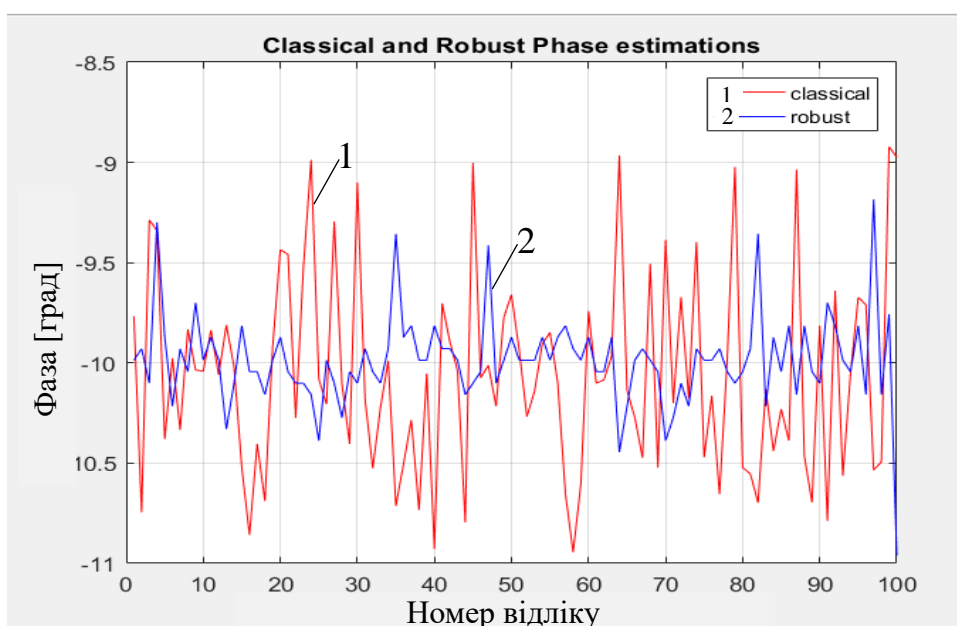
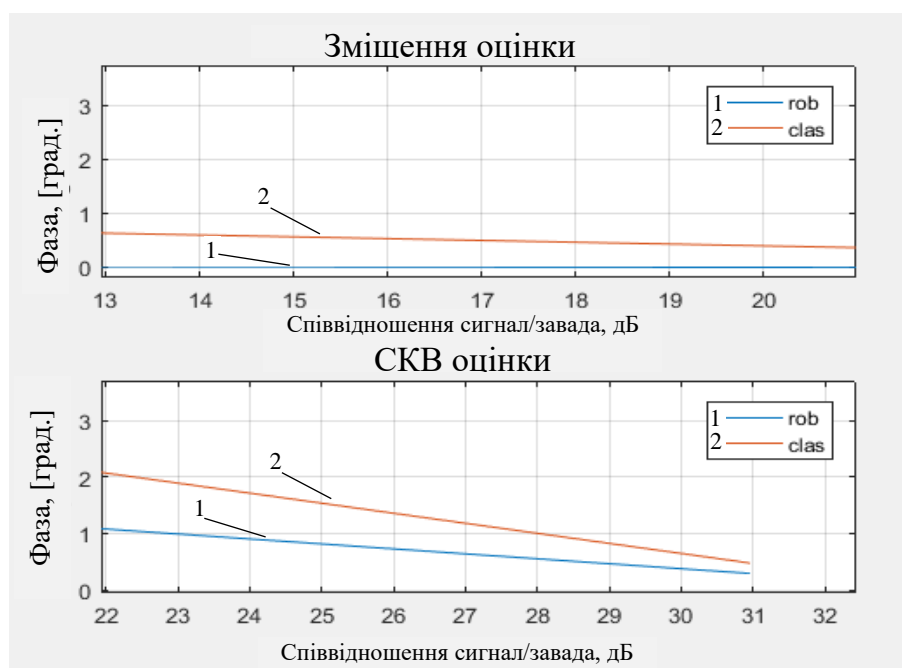
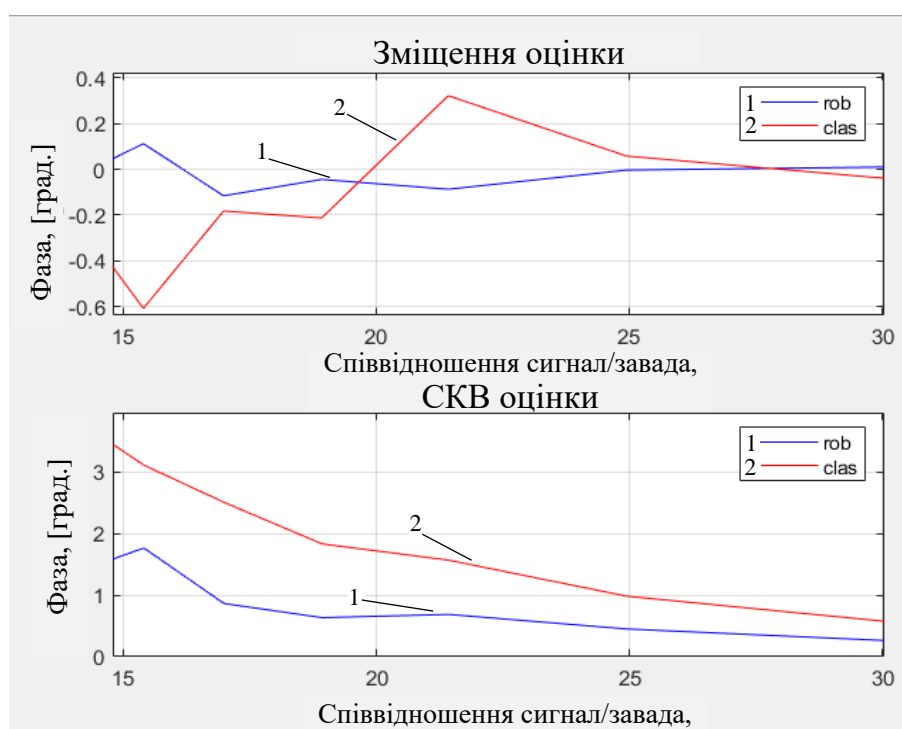


Рис. 4.4 Оцінки фази класичним та робастним методом

Статистичні оцінки результатів моделювання класичними та стійкими методами (зсув та середньоквадратичне відхилення (RMS)) представлені на рис. 4.5 для різного співвідношення сигнал/завада (SNR).



a



b

Рис. 4.5. Залежність зміщення та середньоквадратичного відхилення (СКВ) оцінки фази, що отримані класичним та робастними методами, від значення SNR

Як видно з наведених результатів (рис. 4.5), робастний метод оцінки фази є кращим, ніж класичний метод, оскільки робастний метод має зсув і СКВ менше, ніж зсув і СКВ класичного методу для одного і того ж співвідношення сигнал/завада. Це особливо явно, коли рівень завад високий (співвідношення сигнал/завада становить 5÷10 дБ). Таким чином, використовуючи робастний метод оцінки фаз, можна забезпечити покращення якості роботи бортового навігаційного та посадкового обладнання за гірших умов експлуатації.

4.3. Робастне оцінювання фази гармонічного сигналу при дії хаотичної імпульсної завади

Розглянемо метод оцінки фази гармонічного сигналу на тлі суміші із гауссівським шумом та хаотичною імпульсною завадою із розподілом Лапласа [52].

Щільність розподілу ймовірностей у цьому випадку описується виразом

$$f(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n | b, \omega, \varphi, \lambda, p) = \prod_{i=1}^n \left[\frac{1-p}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{(x_i - b \cos(\omega t_i + \varphi))^2}{2\sigma^2}\right\} + \frac{p}{2\lambda} \exp\left\{-\frac{|x_i|}{\lambda}\right\} \right], \quad (4.9)$$

Згідно ЩРІ (4.9) оцінка фази сигналу визначається пошуком максимального значення функції правдоподібності

$$\varphi^* = \arg \max_{\varphi} (f(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n | b, \omega, \varphi, \lambda, p)). \quad (4.10)$$

Результати моделювання класичними та робастним (4.10) методами представлені на рис.4.6 та рис.4.7 для різних рівнів ймовірності ХІЗ, де на рис. 4.6 показана реалізація суміші корисного сигналу та імпульсної завади, а на рис. 4.7. – зміщення та СКВ оцінок в залежності від ймовірності появи імпульсної завади.

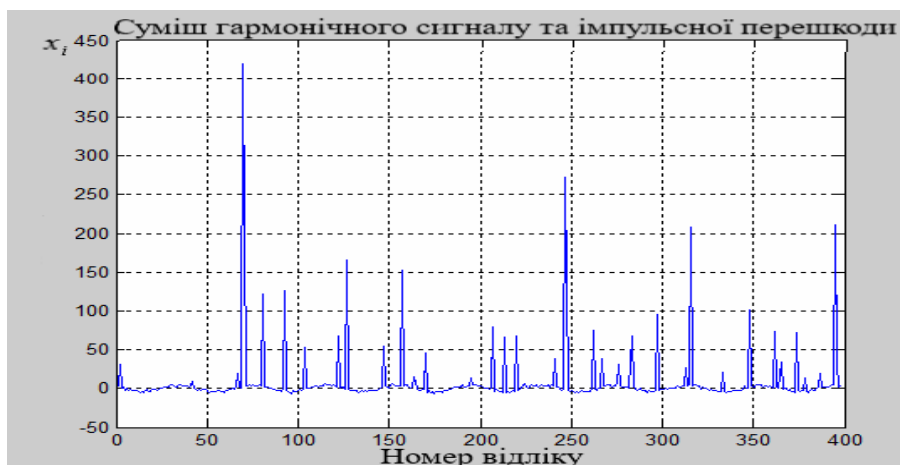
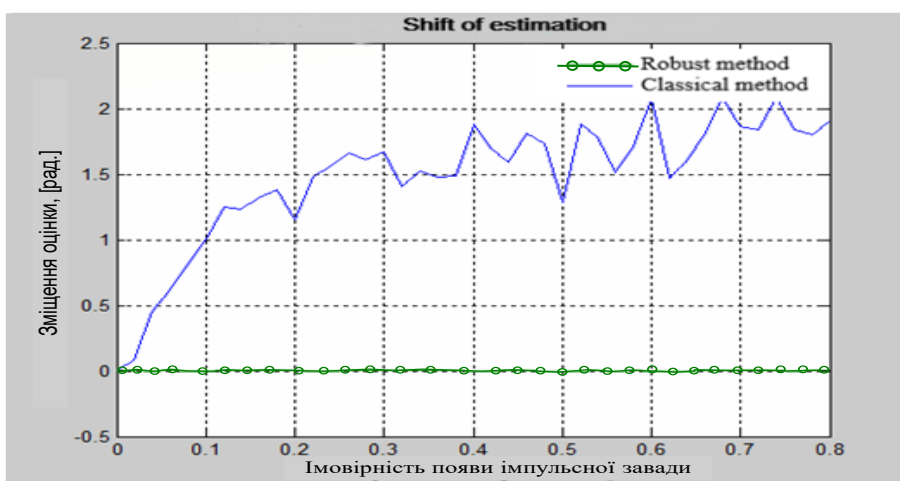
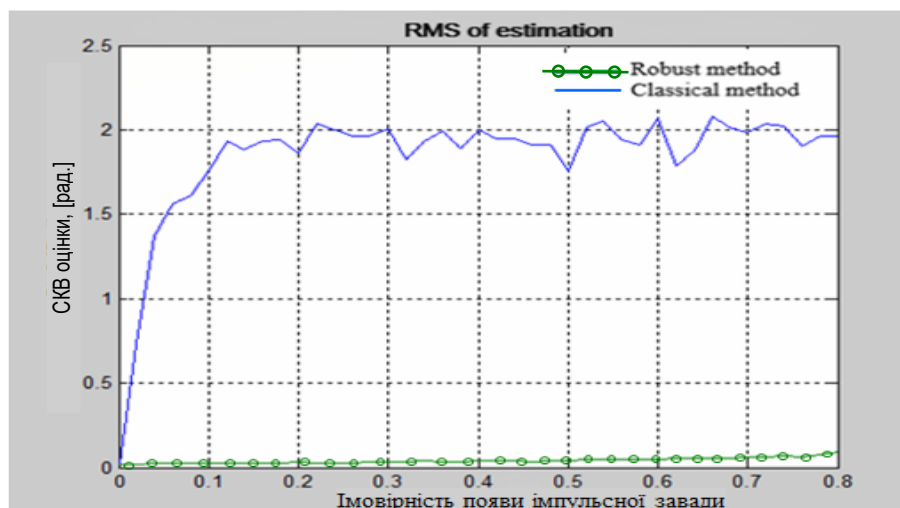


Рис. 4.6 Результати моделювання гармонічного сигналу та гауссівського шуму з дисперсією $\sigma^2 = 1$ та ХІЗ із ймовірністю $p = 0,1$ та інтенсивністю $\lambda = 100$



a



b

Рис. 4.7 Зміщення (а) та середньоквадратичне відхилення (б) оцінки фази отриманої запропонованим та класичним методами

4.4 Оцінювання різниці фаз сигналів на тлі гаусівської завади

Проведено дослідження алгоритму оцінювання фаз за допомогою статистичного методу максимальної ймовірності, який забезпечує хороший захист від шуму та точність при низьких співвідношеннях потужності SNR, з метою використання даного методу в цифровому тракті радіоприймального пристрою бортової авіаційної апаратури системи ближньої навігації VOR [56, 57, 75].

Статистичну модель вхідного сигналу (вибірки значень) (x_1, \dots, x_n) приймаємо як адитивну суміш гаусівського шуму з дисперсією (σ^2) та корисного гармонічного сигналу із відомою амплітудою (U) та частотою $(\omega_0 = 2\pi f_0)$. Необхідно оцінити фазу вхідного сигналу з вибірки значень.

Функцію правдоподібності запишемо як

$$f(x_1, \dots, x_n, t_1, \dots, t_n) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^n} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (x_i - U \cos(\omega_0 t_i + \varphi))^2 \right\} \quad (4.11)$$

Треба визначити координату максимуму функції (4.11) за параметром φ .

Перетворюючи вираз (4.11), отримуємо ітеративне правило оцінки фаз за методом Ньютона - Рафсона [40]

$$\varphi_{k+1} = \varphi_k - \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - U \cos(\omega_0 t_i + \varphi_k)) \sin(\omega_0 t_i + \varphi_k)}{\sum_{i=1}^n (x_i \cos(\omega_0 t_i + \varphi_k) - U \cos(2(\omega_0 t_i + \varphi_k)))}. \quad (4.12)$$

Для визначення різниці фаз необхідно здійснити обчислення фази (4.12) двох сигналів: сигналу опорної фази та сигналу змінної фази, після чого визначити різницю між ними.

Для оцінки завадостійкості методу Ньютона - Рафсона була розроблена програмна модель та проведено моделювання в програмному середовищі Matlab.

Результати моделювання для різних рівнів співвідношення сигнал/шум (SNR) наведені на рис.4.8.

Проводилися розрахунки для вхідного сигналу з різним початковим зсувом фази. Наприклад, при $\varphi_0 = 60,0^\circ$ і дисперсії шуму $D = 0.3$, під час першої ітерації був отриманий результат $\hat{\varphi} = 60,90783^\circ$.

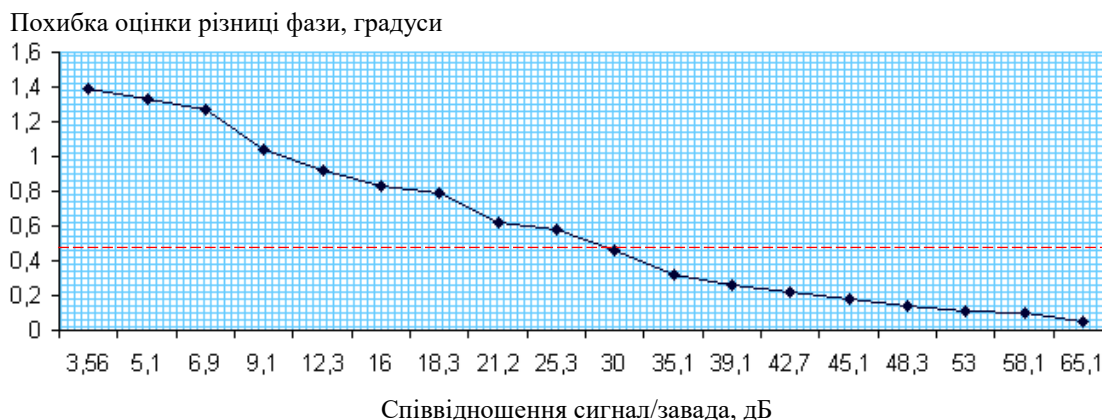


Рис. 4.8. Результати моделювання різниці фаз

Зауважимо, що жоден з методів аналогового захоплення фаз не може забезпечити таку точність при такому високому рівні шуму.

4.5. Робастне оцінювання амплітудних характеристик сигналів

Як зазначалося раніше, особливе значення має захищеність від шуму та завад каналів обробки сигналів у авіаційних радіотехнічних системах, зокрема у навігаційних системах інструментальної посадки (ILS), що працюють в умовах радіочастотного забруднення [27]. Далі вирішується задача синтезу нового ефективного алгоритму післядетекторного обчислення різниці глибин амплітудної модуляції у тракці бортового радіоприймача.

Одразу необхідно зазначити, що амплітудно-орієнтовані методи оцінювання ґрунтуються на основних припущеннях, що апріорі відомі чи попередньо оцінюються частота та фаза корисного сигналу; інколи значення фази не є суттєвим для обробки.

Положення ПС відносно заданої лінії зниження визначається, за допомогою системи ILS [74, 80], кутовими відхиленнями $\Delta\varphi$, $\Delta\theta$ у горизонтальній та вертикальній площинах. Кутіві відхилення вимірюються відносно площини курсу й глісади, перетин яких дає заздалегідь визначений шлях, використовуючи залежність коефіцієнта глибини просторової модуляції. Просторова залежність глибини модуляції від кутів φ , θ задається по радіомаяках курсу та глісади з відповідними формами випромінювання.

Завдання бортового радіоприймача системи ILS – виділити ВЧ-сигнал та визначати коефіцієнти НЧ-модуляції для їх подальшого порівняння.

Сигнал, який генерується в просторі за допомогою наземних ILS-радіомаяків може бути представлений у вигляді [59]:

$$S(t) = U_0 (1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

де U_0 – амплітуда сигналу, яка залежить від діаграми направлення в точці прийому, тобто просторового положення ПС, M_1 , M_2 – коефіцієнти глибини просторової модуляції, Ω_1 , Ω_2 – частоти модулюючих сигналів 150 Гц та 90 Гц, φ_1 , φ_2 – їхні фази; ω_0 , φ_0 – частота і фаза несучої хвилі 330 МГц.

Інформативний параметр, який потрібно визначити, – це різниця глибин просторової модуляції (РГМ)

$$\text{РГМ} = M_1 - M_2. \quad (4.13)$$

Зазвичай, отриманий сигнал на вході радіоприймача $X(t)$ є адитивною сумішшю корисного сигналу $S(t)$ та гауссівської завади $\eta(t)$

$$X(t) = S(t) + \eta(t).$$

Для виділення інформаційного параметру з цієї суміші використовуємо статистичний підхід, заснований на методі максимальної правдоподібності [40].

Вважаємо вхідний процес дискретизованим за часом $x_i = X(t_i)$, амплітуду U_0 , частоти $\Omega_1, \Omega_2, \omega_0$ відомими, а відповідні їм фази $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_0$ рівні нулю.

Складемо функцію правдоподібності за вектором параметрів $\bar{M} = (M_1, M_2)$. Відповідно до методу максимальної правдоподібності, отримуємо систему рівнянь правдоподібності

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n / \bar{M}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} \cdot \exp\left\{-\sum_{i=1}^n x_i - S(t_i | \bar{M})^2 / 2\sigma^2\right\} \quad (4.14)$$

Зазначимо, що використання традиційних методів розв'язання такої системи рівнянь (4.14) є дуже трудомістким, оскільки їх можна використовувати в умовах параметричної визначеності задачі та з невеликою вибіркою значень. В іншому випадку розрахунки важко виконати, і швидкість їх зменшується. Тому далі розглянемо особливості використання числових методів для розв'язування нелінійних рівнянь.

Числові методи оцінки параметрів сигналу ILS

Метод простих ітерацій складається з двох етапів: визначення початкового наближення та самого ітераційного процесу. Враховуючи, що коефіцієнт глибини модуляції (КГМ) може приймати значення від 0 до 1, беремо $M_1 = M_2 = 0$ за початкове наближення. Далі підставляємо це значення в рівнянні та обчислюємо поправку. Для наступного наближення беремо вже отримане значення КГМ (де $k = 1, 2$) як:

$$M_k(j+1) = M_k(j) - \frac{1}{j} \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0(1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i)) \cos(\Omega_0 t_i)\} \cos(\Omega_k t_i) \cos(\Omega_0 t_i). \quad (4.15)$$

Критерієм закінчення ітераційного процесу (4.15) є вибір умови, поки приблизне значення $M_i^{(k)}$ не відрізнятиметься від попереднього $M_i^{(k-1)}$ за прийнятним значенням точності ε :

$$\max_{1 \leq i \leq n} \frac{|M_i^{(k)} - M_i^{(k-i)}|}{M_i^{(k)}} < \varepsilon$$

Метод простих ітерацій має швидку збіжність та швидкість обчислення.

Для вирішення системи рівнянь доцільно використовувати також чисельний метод Ньютона-Рафсона [40]. Ітеративні рівняння запишемо у формі

$$M_k(j+1) = M_k(j) - \frac{\sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i)] \cos(\Omega_0 t_i)\} \cdot [\cos(\Omega_k t_i) \cdot \cos(\Omega_0 t_i)]}{\frac{\partial}{\partial M_k} \left[\sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i)] \cos(\Omega_0 t_i)\} \cdot [\cos(\Omega_k t_i) \cdot \cos(\Omega_0 t_i)] \right]_{M_k=M(j)}} \quad (4.16)$$

Перетворюючи вираз (4.16), отримуємо алгоритм оцінки КГМ

$$M_k(j+1) = M_k(j) - \frac{\sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i)] \cos(\Omega_0 t_i)\} \cdot [\cos(\Omega_k t_i) \cdot \cos(\Omega_0 t_i)]}{\sum_{i=1}^n [\cos(\Omega_k t_i) \cdot \cos(\Omega_0 t_i)]^2} \quad (4.17)$$

Відповідно, для визначення різниці глибини модуляції (РГМ) необхідно буде обчислити формулу (4.17) для кожного коефіцієнта і визначити різницю між ними згідно (4.13).

Застосування перетворення Фур'є для оцінки параметрів ILS

Використання методу Ньютона-Рафсона для вирішення систем рівнянь у радіотехнічних задачах дозволяє отримати достатньо високу точність при оцінці інформаційних параметрів. Однак побудувати обчислювальний процес є досить трудомісткою і складною задачею.

Враховуючи, що при оцінці коефіцієнта глибини модуляції в інструментальній системі посадки ILS-85 встановлена допустима похибка в оцінці параметрів сигналу в умовах завад не більше 2 %, ми можемо використовувати більш прості та легші в реалізації методи обчислень, що забезпечують задану точність. Одним із таких підходів до визначення

параметрів радіотехнічних сигналів є використання перетворення Фур'є [40, 60].

У інструментальній системі посадки ILS завдання визначення коефіцієнта глибини модуляції спрощується тим фактом, що несуча частота та частоти модуляції відомі заздалегідь і не потребують додаткового визначення. Спочатку прийемо фази відповідних сигналів φ_1 , φ_2 , φ_0 відомими. Використовуючи перетворення Фур'є, знаходимо спектр сигналу та гармонічні амплітуди, що відповідають несучій частоті Ω_0 та частотам $\Omega_0 \pm \Omega_1$, $\Omega_0 \pm \Omega_2$. Коефіцієнт глибини модуляції знаходимо з відношення амплітуд цих гармонік.

Результати досліджень представлені на рис.4.9-4.11 у вигляді кривих середньоквадратичного відхилення (RMS) оцінки РГМ від розміру вибірки n , від співвідношення сигнал/завада $SNR = U^2/2\sigma^2$ та від значення самого параметра РГМ.

Результати моделювання показали, що навіть при невеликому розмірі вибірки сигналу (400-500 відліків) оцінка РГМ знаходиться на рівні 0,001, тобто в допустимих межах з достатнім запасом точності.

Як видно з рис. 4.11, коли SNR зменшується, оцінка РГМ незначно змінюється та на рівні 20 дБ дорівнює 0,0005, що на порядок вище допустимого значення.

Середньоквадратичне відхилення оцінки РГМ

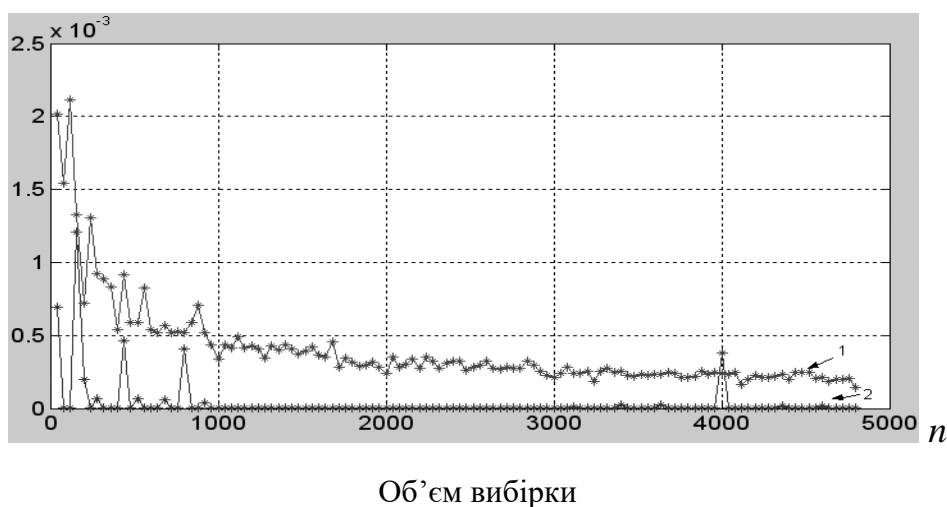


Рис. 4.9 Середньоквадратичне відхилення оцінки РГМ при зміні вибірки n .

Таким чином, RMS оцінки РГМ становить не більше 0,0005 і, відповідно, не перевищує допустиме значення. Це дає нам достатній запас точності та обґрунтування для використання розглянутих методів оцінки РГМ при проектуванні інструментальних систем посадки.

Слід зазначити, що RMS оцінок РГМ, отриманих за допомогою методу максимальної правдоподібності (крива 1 на рис. 4.9 - 4.11), менше, ніж при використанні перетворення Фур'є сигналу (крива 2 на рис. 4.9 - 4.11), але вони вимагають значно більше часу для обчислення.

Середньоквадратичне відхилення оцінки РГМ

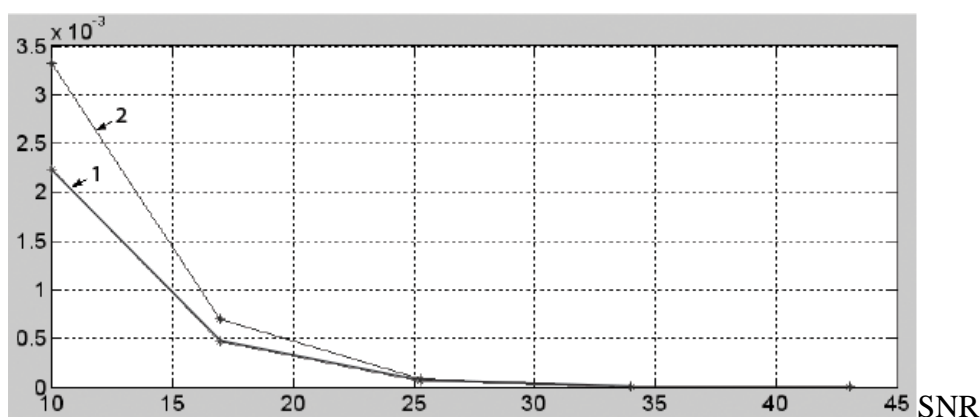


Рис. 4.10. Середньоквадратичне відхилення оцінки РГМ при зміні співвідношення сигнал/завада SNR.

Середньоквадратичне відхилення оцінки РГМ

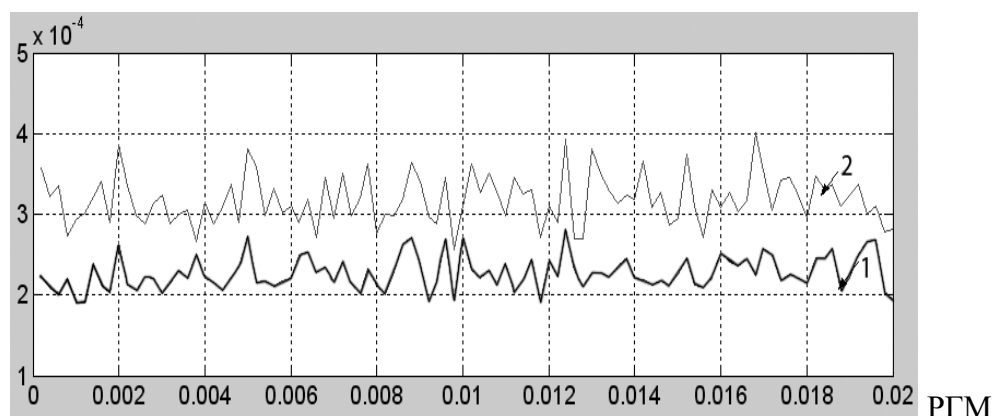


Рис. 4.11. Середньоквадратичне відхилення оцінки РГМ при зміні значення РГМ

4.6. Розробка макету пристрою вимірювання різниці фаз гармонічних сигналів

Для перевірки запропонованого методу оцінювання фази гармонічного сигналу був розроблений та виготовлений макет вимірювача різниці фаз гармонічних сигналів на основі мікропроцесору.

При розробці макету особливо важливу роль для точного визначення різниці фаз грає точність вхідної інформації, яка залежить від розрядності АЦП, швидкодії АЦП і стабільності інтервалу дискретизації [47]. Якщо перші два параметра залежать лише тільки від виробника АЦП, то залишається забезпечити стабільність інтервалу дискретизації, що реалізується за допомогою блоку синхронного введення і індикації.

Якщо вхідні сигнали оцифровувати послідовно за допомогою одного АЦП і мультиплексора, тоді сигнали оцифровуватимуться зі зсувом у часі, що знизить стабільність інтервалу дискретизації і негативно відіб'ється на точності результату обчислень. Тому для захоплення сигналів пропонується використовувати два незалежних диференціальних АЦП із загальним сигналом синхронізації, що дозволить паралельно зчитувати значення амплітуди вхідних сигналів, наприклад, малoshумливих швидкодіючих АЦП з послідовним SPI інтерфейсом, фірми Texas Instruments / Burr-Brown ADS7816 (12bit at 200Khz, 8bit at 300Khz) [48].

Для точної витримки інтервалу дискретизації процесор, який відповідає за введення з АЦП, повинен здійснювати тактування за допомогою прецизійного кварцового резонатора. Як процесор вводу був обраний високопродуктивний 8-розрядний мікроконтролер з ядром AVR фірми Atmel - ATmega16 [49] з кварцовим резонатором 16,000МГц. Основною особливістю цього контролера є те, що він виконує одну команду за один такт, а також те, що мінімальним інтервалом тактирования вбудованих таймерів є такт ядра процесора, що, в свою чергу, дозволяє робити прецизійні тимчасові затримки.

Мікроконтролер включає три незалежних таймера, в тому числі 16-розрядний таймер, який здатний працювати в режимі Output Compare (OC).

Наявність ОС таймера дозволяє плавно маніпулювати частотою дискретизації від 244Гц до 1 МГц. Мікроконтролер оснащений швидкісними послідовними портами SPI/TWI, а також USART, швидкість останнього досягає 2,5 Мб/с, що дозволяє передавати дані, прочитані з обох каналів АЦП, обчислювачам зі швидкістю до 200 KSPS. Зчитування даних з послідовних АЦП виконується з частотою 3 МГц, а решта продуктивність контролера використовується для обслуговування 4-х розрядного 8-ми сегментного індикатора різниці фаз.

Оцінимо необхідну продуктивність обчислювача, яка потрібна для вирішення формули (4.12). Складність виконання однієї ітерації дорівнює:

$$C_i = 2(N \cdot inc + 2N \cdot add + 3N \cdot mul + N \cdot div + N \cdot sin),$$

де inc/add/mul/sin/div - відповідно складність операцій інкремента, складання, множення, операції SIN і ділення 32х розрядного числа з плаваючою комою.

Для різних процесорів складність цих операцій різна. Сумарна ж складність розрахунку значення ϕ дорівнює відповідно подвоєній складності однієї ітерації помноженої на кількість ітерацій:

$$C = 16C_i + 8add + 1add,$$

де N – кількість відліків.

Складність обчислення кожної операції для різних типів процесорів показана в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1.

Складність обчислення кожної операції для різних типів процесорів

Операція	Складність розрахунку (MIPS/MFLOPS) для			
	C51 core, (MIPS)	AVR (MIPS)	TMS320vc5x DSP (MFlops)	ADSP-BlackFin531 (MFlops)
1M*Inc	4	2	1	1
1M*Add	64	32	1	1
1M*Mul	894	568	1	1
1M*Div	894	768	1	1
1M*Sin	12114	8188	1	1

Таким чином, як видно з таблиці 4.1, навіть з однаковою тактовою частотою за одну секунду DPS процесори можуть виконати на кілька порядків більше операцій, ніж цілочисельні мікроконтролери. Тому для виконання необхідних розрахунків рекомендується використовувати обчислювачі, на базі DPS процесора. Для низьких частот ж можна використовувати і мікроконтролери. Наприклад, AVR впорається із завданням розрахунку формули (4.12) для частот вхідних сигналів 30-100 Гц в реальному часі. Для підвищення продуктивності обчислювача, пропонується распаралелити обчислення формули (4.12) між блоками однотипних обчислювачів. Включення обчислювачів як показано на рис.4.12 призведе до практично лінійному зростанню продуктивності. Таким чином, кілька обчислювачів здатні або підвищити частотний діапазон оброблюваних вхідних сигналів, або скоротити час розрахунку накопичених обчислювачами даних оцифрованих сигналів, при цьому, не змінюючи блок синхронного введення і індикації. Оцифровані значення амплітуд вхідних сигналів передаються блоком синхронного введення і індикації обчислювачам по одному з вибраних двопровідних інтерфейсів зв'язку - RS484, TWI або TTL-UART. Обчислювачі послідовно зчитують порцію даних (одне вимірювання) після чого інвертують сигнал на лінії ask, тим самим дозволяючи наступному обчислювачеві прочитати порцію даних. Після того як всі обчислювачі заповняться даними, проводиться паралельний розрахунок формули (4.12), де часткові результати пересилаються між обчислювачами по шині CBus. Обчислювач Master при отриманні остаточного результату, виконує розрахунок різниці фаз і відправляє результат блоку синхронного введення і індикації. Після цього Master ініціалізує приймання даних для наступного циклу розрахунку.

Для апаратної реалізації дослідженого методу пропонується наступна структура:

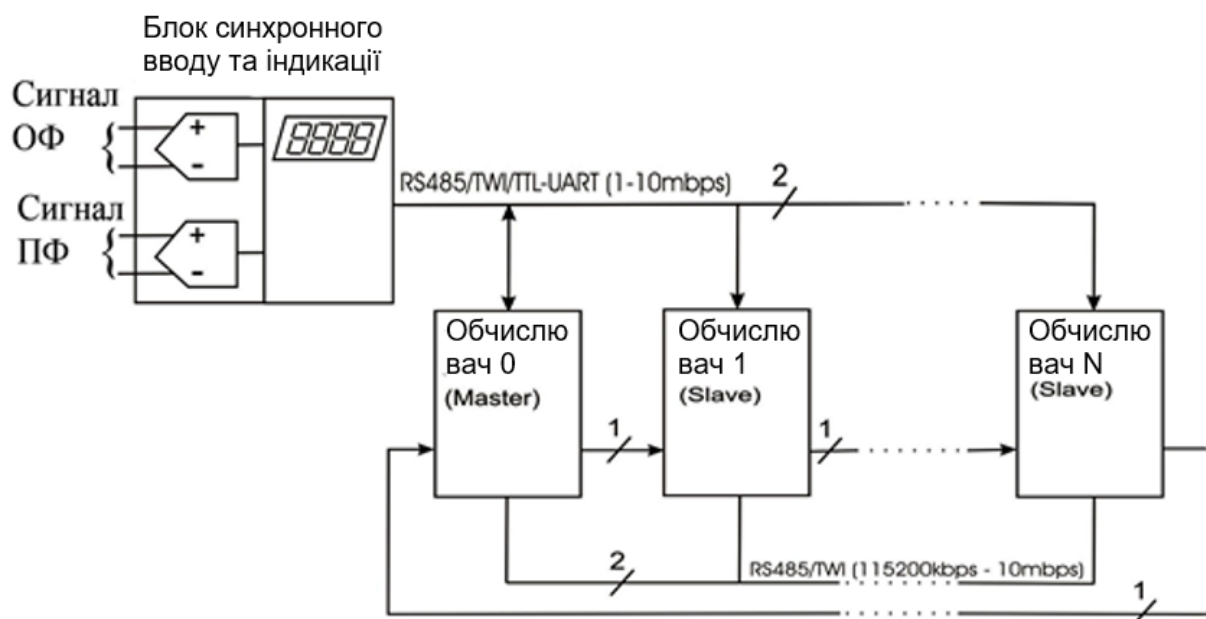


Рис. 4.12 Структурна схема запропонованого макету пристрою для вимірювання різниці фаз, де вхід «Сигнал ОФ» – для подачі сигналу опорної фази, вхід «Сигнал ПФ» – для подачі сигналу змінної фази.

4.7 Оцінювання частоти гармонічних сигналів

4.7.1. Забезпечення стійкості оцінки частоти до дії ХІЗ

З трьох параметрів монохромного гармонічного сигналу при їх оцінюванні визначальним є значення частоти, оскільки за її відомості значення амплітуди та фази розраховуються аналітично просто [42].

У еквідистантній моделі, де поточний час ототожнюється з номером відліку, за умови незмінності частоти (ω) на деякому інтервалі дослідження, доцільно використовувати замість неї пов'язаний параметр – зсув фази між сусідніми відліками [50]

$$\gamma = \omega\tau, \quad (4.18)$$

де τ інтервал дискретизації. Тоді модель сигналу може бути записана

$$s_i = b \sin[\gamma(i-1) + \varphi_0], \quad i = \overline{1, n},$$

де φ_0 – початкова фаза гармонічного сигналу, і як наслідок, процедуру оцінки частоти доцільно замінити оцінкою параметра γ .

Для синтезу оцінки частоти була використана інша модель гармонічного сигналу у рекурентній формі

$$s_i = \alpha s_{i-1} - s_{i-2}, \quad i = \overline{1, n},$$

у якій параметр $\alpha = 2 \cos(\omega\tau)$ однозначно пов'язаний з миттєвою частотою сигналу $f = \omega/2\pi$, n – розмір вибірки квантованих сигналів $\{x_1, \dots, x_n\}$.

Синтезований методом максимальної правдоподібності алгоритм оцінки частоти базується на розв'язанні квадратичного рівняння [50]

$$\alpha^2 - B\alpha - 2 = 0, \quad (4.19)$$

де коефіцієнт B визначається як статистика у виді

$$B(x_1, \dots, x_N) = \sum_{i=3}^N \left[(x_i + x_{i-2})^2 - 2x_{i-1}^2 \right] / \sum_{i=3}^N (x_i x_{i-1} + x_{i-2} x_{i-1}). \quad (4.20)$$

За одним із коренів рівняння (4.19) маємо

$$\hat{\alpha} = B/2 + \sqrt{B^2/4 + 2}. \quad (4.21)$$

оцінка параметру, що надалі називаємо відносною частотою сигналу, визначається як $\hat{\gamma} = \arccos(\hat{\alpha}/2)$ та, відповідно до (4.18), оцінка абсолютної радіальної частоти сигналу $\hat{\omega} = \hat{\gamma}/\tau$.

Як показано у роботі [50] така оцінка частот є незміщеною та забезпечує достатньо високу точність за незначних SNR. Тому у багатьох практичних випадках доцільно використовувати саме її.

Розглянемо задачу оцінювання частоти, коли адитивна вхідна суміш утворюється сигналом, некорельованим гауссовим шумом η та хаотичною імпульсною завадою (ХІЗ) ζ (4.1).

Складену ЩРІ завад i -го відліку вибірки можна записати як зважену суму ЩРІ гауссівського шуму $f_1(\cdot)$ та ЩРІ ХІЗ $f_2(\cdot)$

$$f(x_i | \bar{\theta}, \sigma, p, \zeta) = (1-p) \cdot f_1(x_i | \gamma, \rho, \phi, \sigma) + p \cdot f_2(x_i | \gamma, \rho, \phi, \sigma, \zeta)$$

де p – ймовірність появи ХІЗ. Відповідно функція правдоподібності (ФП) пачки утворюється як добуток ФП її відліків

$$L(\bar{x} | \bar{\theta}, \sigma, p, \zeta) \propto \prod_{i=1}^n [(1-p)f_1(x_i) + p f_2(x_i)] \quad (4.22)$$

де ми використовуємо такі позначення:

$$f_1(x_i) = \exp\{-0,5\sigma^2[x_i - b \sin(\gamma(i-1) + \phi)]^2\},$$

$$f_2(x_i) = \exp\{-0,5\sigma^2[x_i - b \sin(\gamma(i-1) + \phi - \xi)]^2\},$$

σ^2 – дисперсія шуму, \propto знак пропорційності в межах множника.

Зауважимо, що ігнорування наявності завади в суміш (4.1) призводить до спрощеної функції ймовірності

$$L(\bar{x} | \bar{\theta}, \sigma) \propto \prod_{i=1}^n f_1(x_i). \quad (4.23)$$

Оцінка параметрів у такому випадку передбачає розв'язок системи нелінійних рівнянь

$$\partial L(\bar{x} | \bar{\theta}) / \partial \theta_m = 0, \quad m = \overline{1, M}, \quad (4.24)$$

де $\bar{\theta} = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M\}$ – вектор параметрів сигналу розмірністю M , $L(\cdot)$ – функція правдоподібності (ФП).

Саме надійність оцінки частоти є предметом вивчення у роботі.

Отримання рішення рівняння для ФП (4.24) у явній формі неможливе внаслідок значної нелінійності. У цій ситуації знаходження глобального екстремуму ФП в тривимірному просторі параметрів сигналу

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta \in \Omega_0} L(\bar{\theta} | \bar{x}, \sigma, p, \zeta)$$

можна здійснити за допомогою ітеративного алгоритму Ньютона-Рафсона.

Подальші дослідження проводилися методом Монте-Карло. Показані результати лише за один період сигналу $N = 16$ дискретних відліків. Загальні умови моделювання такі: $\gamma = \pi/8 \approx 0,4 \text{ rad}$, діапазон пошуку був обмежений $(0,5 \div 2)\gamma$, амплітуда сигналу $b = 1$, завада розподілена за законом

$$f_{\zeta}(x) = (1 - p)\delta(x) + p\delta(x - \zeta).$$

Як критерій стійкості оцінки зсуву фази (4.18) використовували нормовану середньоквадратичну помилку (MSE)

$$\text{MSE} = 100\gamma^{-1} \sqrt{\sum_{u=1}^U (\hat{\gamma}_u - \gamma)^2}, \quad [\%]$$

де $\hat{\gamma}_u$ – оцінки параметру, отримані в U експериментах, γ – справжнє значення цього параметру.

Розглянемо випадок постійної амплітуди завади з апіорно відомими значеннями амплітуди та початкової фази прихованого сигналу $\{s_i\}$.

Стійкість функції ймовірності (4.22) із появою шуму обумовлене домінуванням компоненти $f_2(x_i)$ над компонентою $f_1(x_i)$. Коли ХІЗ відсутня, пріоритет компонентів стає таким $f_1(x_i) \gg f_2(x_i) \approx 0$. Це так зване «м'яке перемикання». Типовим для практики є випадок, коли значення завади апіорі невідоме, але випадкове з гаусовою ЩРІ із відомою середнім ζ та дисперсією σ_{ζ}^2

$$f_{\zeta}(x) = (1 - p)\delta(x) + \frac{p}{\sqrt{2\pi\sigma_{\zeta}}} \exp\left(-\frac{(x - \zeta)^2}{2\sigma_{\zeta}^2}\right).$$

Дослідження показали (рис. 4.13) значне підвищення чутливості оцінки MSE до нестабільності амплітуди інтерференції (гауссівська модель із середнім значенням $\zeta = 3$, ймовірність появи $p = 1/16$) для низьких рівнів шуму. Це внаслідок більшого впливу компоненти $f_2(x_i)$. Було також встановлено, що апіорі точне знання p у функції правдоподібності (4.22) не є суттєвим.

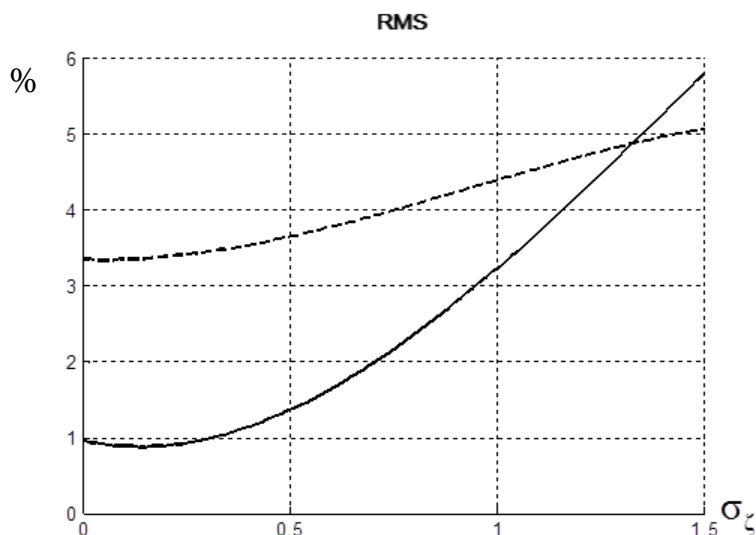


Рис. 4.13. Вплив нестабільності амплітуди завади на оцінку нормованої середньоквадратичної похибки (MSE): -- SNR = 6 дБ, — SNR = 20 дБ.

Були проведені також дослідження інших ситуації, коли амплітуда і фаза сигналу випадкові та не збігаються з апріорними значеннями b , φ , які приналежать моделі функції ймовірності (4.22). Визначено, що фазові неточності значно більше впливають на помилки.

4.7.2. Частотний детектор з оптимальним алгоритмом оцінки частоти

Запропоновано також оптимальний алгоритм оцінки частоти гармонічного сигналу в частотному детекторі тракту обробки цифрового сигналу VOR та досліджено його стійкість до дії імпульсного шуму, що підтверджується статистичним моделюванням.

Традиційне рішення для цифрового детектора частоти включає алгоритм оцінки частоти сигналу шляхом підрахунку нульових перетинів протягом певного періоду часу. Для своєї простоти цей спосіб має недостатній захист від шуму і не працює при низьких співвідношеннях сигнал/шум.

Підвищення точності та захищеності від шуму цифрового детектора частоти можна отримати застосовуючи описаний вище оптимальний алгоритм оцінки частоти гармонічного сигналу.

В реальних умовах експлуатації радіотехнічних систем однією з важливих проблем є забезпечення стійкості алгоритмів оцінки інформаційних параметрів корисних сигналів до дії ХІЗ, оскільки їх поява може призвести до повного спотворення результатів розрахунку.

Запропонований детектор частоти складається з аналого-цифрового перетворювача (АЦП), ковзного вікна розміром n , в якому формується пачка сигналу, оцінювача миттєвого значення частоти ω^* та обчислювача миттєвої та несучої частоти - ω_0 , обчислювач різниці частот $\Delta\omega^*$.



Рис. 4.14. Структурна схема детектора частоти на основі оцінки частоти

Досліджено вплив ХІЗ на ефективність оцінки частоти сигналу. Приймаємо, що імпульсна завада розподілена за законом

$$f_p(x) = (1-p)\delta(x) + \frac{p}{\sqrt{2\pi}\sigma_g} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_g^2}\right),$$

де σ_g^2 – умовна дисперсія імпульсного шуму, p - ймовірність появи ХІЗ.

На рис. 4.15 представлені результати обробки FM-сигналу детектором частоти на основі оцінки частоти та частотним детектором на основі підрахунку нульових перетинів у ковзному вікні розміром $n = 100$. Частота несучої 1 МГц, девіація частоти 486 Гц. У верхньому графіку (рис. 4.15 а) показано модулюючий сигнал, на (рис. 4.15 б) – оцінка частоти запропонованим частотним детектором і на (рис. 4.15 в) – оцінка частоти детектором на основі лічильника перетинів нулів.

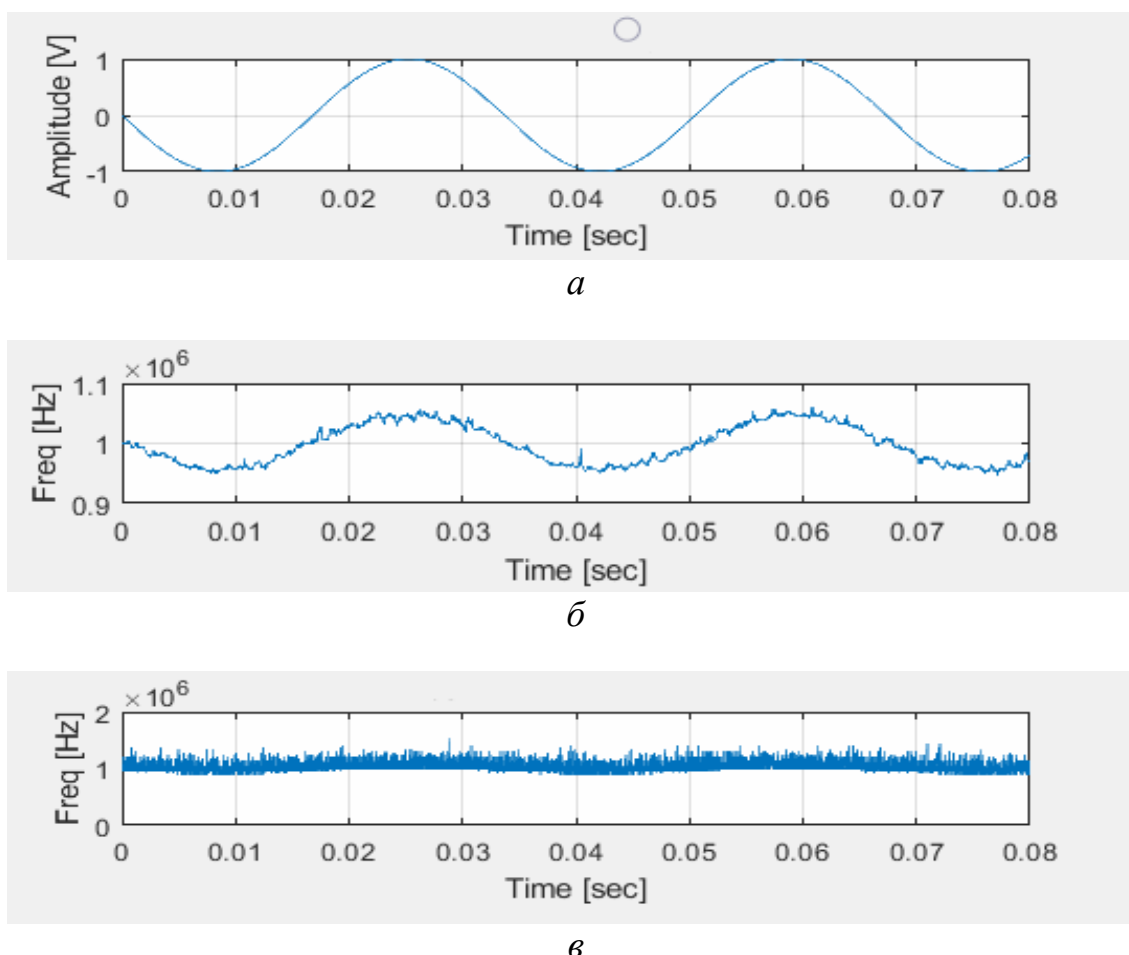


Рис. 4.15 Моделювання детекторів частоти на основі обчислювача частоти (б) та лічильника перетинів нулів (в) у ковзному вікні ($n = 100$) із шумом. SNR = 11 dB та ХІЗ з параметрами: RMS = 10 V, ймовірність дії ХІЗ $p = 0,025$.

Аналіз результатів моделювання показує суттєві переваги запропонованого детектора частоти у порівнянні з детектором на основі лічильника перетинів нулів.

4.7.3. Швидкодіючий завадостійкий частотний детектор

На основі розглянутої стійкої оцінки частоти проведено вдосконалення частотного детектору, який суттєво відрізняється від традиційних цифрових частотних детекторів, які працюють з перетворенням часу затримки в двійковий код та умовно може бути названий детектором на основі підрухунку нулів. В умовах дії адитивного шуму та імпульсних завад традиційний детектор призводить до помилкових результатів.

Спосіб вимірювання частоти гармонічного сигналу, стійкого до імпульсних завад розглянений в [51]. Його реалізація може бути описана наступною структурною схемою та містить: блок накопичування суми квадратів відліків, блок утворення множини об'єднаних сигналів, блок накопичування суми добутків, блок накопичування суми квадратів об'єднаних сигналів, блок обчислення нормованого коефіцієнту накопичення (B) за правилом (4.20), блок обчислення параметру гармонічного сигналу, який визначає значення параметру гармонічного сигналу (α) шляхом нелінійного перетворення нормованого коефіцієнту накопичення як $\alpha = B - \sqrt{B^2 + 2}$, та блок обчислення миттєвої частоти (f) гармонічного сигналу, який виконує нелінійне перетворення за правилом

$$f = (2\pi\tau)^{-1} \arccos(\alpha / 2), \quad (4.24)$$

де τ – інтервал часової дискретизації вхідного сигналу.

Загальною властивістю розглянутого способу визначення частоти є те, що він може з достатньою завадозахищеністю вимірювати лише одне значення миттєвої частоти гармонічного сигналу, спотвореного шумом та імпульсною завадою, по одній його реалізації, яка може бути коротшою за період цього сигналу. Тож було поставлено задачу створити швидкодіючий завадозахищений частотний детектор, що забезпечує обробку спотвореного шумами та імпульсною завадою частотно-модульованого сигналу, з метою оцінювання частоти модуляції в режимі реального часу.

Для вирішення поставленої задачі вдосконалення швидкодіючого завадозахищеного частотного детектора (ШЧД), структурна схема якого приведена на рис. 4.16, організовано процедуру оброблення вхідних відліків у ковзному вікні, для чого здійснюється попереднє виділення та накопичення відліків сигналу. Обробка полягає в обчисленні нормованого коефіцієнту та параметру гармонічного сигналу та подальшому обчисленні

в блоці обчислення частоти гармонічного сигналу. Обробка вхідних кодів у відповідних блоках здійснюється за синхроімпульсами на їхніх входах, для цього додатково включений синхронізатор, що генерує з встановленим періодом слідування рівновіддалені групи з послідовних імпульсів.

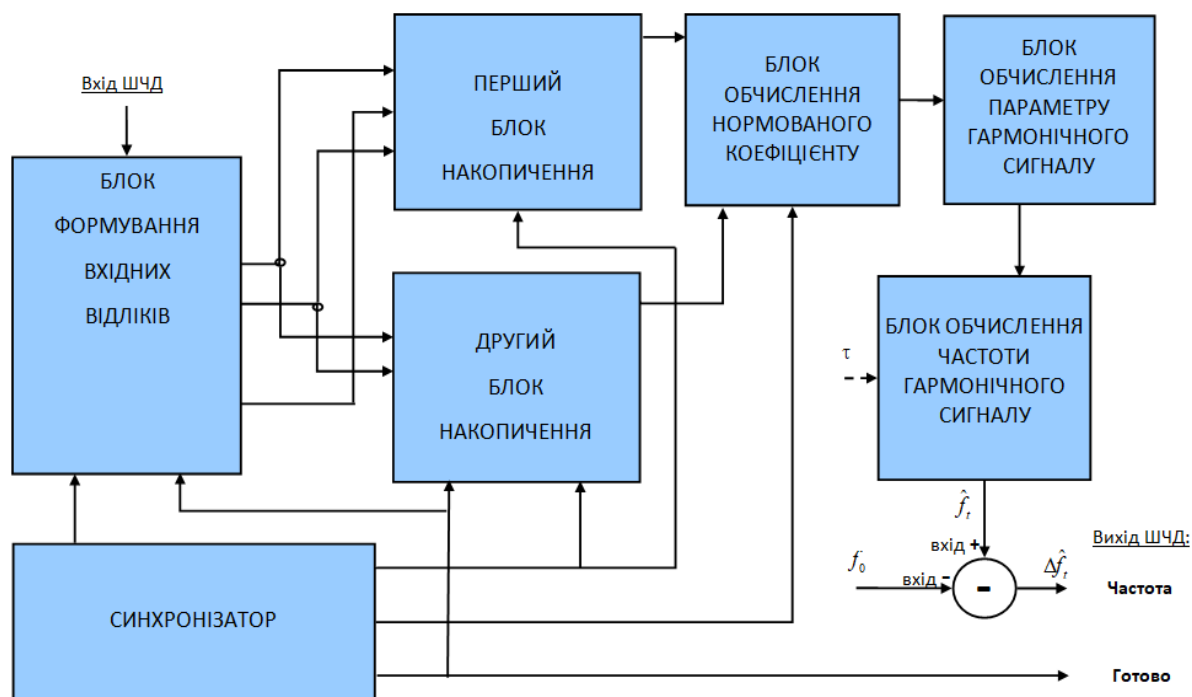


Рис. 4.16. Швидкодіючий завадостійкий частотний детектор

Сутність роботи запропонованого пристрою ШЧД для детектування частотно-модульованого сигналу подана у Додатку Б.

Таким чином, запропонований частотний детектор для кожного інтервалу обробки формує, з достатньо високою швидкодією та завадостійкістю, послідовність миттєвих значень частоти модуляції вхідного сигналу в режимі реального часу, що відповідає поставленій задачі створення швидкодіючого завадостійкого частотного детектора.

Висновки до четвертого розділу

Використання синтезованих алгоритмів оцінки параметрів радіосигналу (фаза, частота, коефіцієнт модуляції глибини) дозволяє підвищити точність та надійність каналів обробки цифрових сигналів,

оцінити інформаційні параметри в більш складних умовах завад та підвищити технічні характеристики радіотехнічних систем навігації.

Таке поліпшенням якості роботи бортового навігаційного та посадкового обладнання за гірших умов експлуатації дозволяє покращити показники безпеки польотів ПС.

ВИСНОВКИ

У роботі було розглянуто основні фактори, що впливають на завадостійкість та електромагнітну сумісність радіотехнічних систем та визначено перспективні напрями їх розвитку та вдосконалення в умовах ускладнення електромагнітної обстановки. Одним з варіантів вирішення даної проблеми запропоновано розробку стійких методів оцінювання параметрів сигналів, що здатні виконувати необхідні операції в умовах підвищеного рівня завад.

Аналіз показав, що радіотехнічні пристрої працюють в умовах складної завадової ситуації, значний вплив на роботу приймальних пристроїв радіотехнічних систем завдають індустріальні завади, інтермодуляційні завади. Прояв таких завад носить імпульсний характер та потребує розробки математичних моделей що носять негаусівський характер. Традиційні методи обробки сигналів в радіоприймальних пристроях побудовані на основі припущення гаусівського характеру прояву завад та є нестійкими.

Основну увагу в роботі приділено обробці сигналів в радіотехнічних системах що ґрунтується на статистичному підході, а саме розробці нових алгоритмів оцінювання інформаційних параметрів сигналів при дії як гаусівських так і негаусівських завад.

Синтезовано алгоритм оцінювання фази гармонічного сигналу на тлі хаотичної імпульсної завади та проведено його дослідження шляхом математичного моделювання. Отримані результати показали стійкість запропонованого методу, що підтверджено наступними результатами: при зміні ймовірності появи ХІЗ в межах від 0 до 0,8 зміщення оцінки фази гармонічного сигналу на тлі імпульсної завади не перевищує 0,1 градус та в 5-15 разів менше ніж зміщення оцінки отримане за методом на основі квадратурного детектора при допустимому значенні оцінки 0,5 градуса.

Синтезовано алгоритм оцінювання фази гармонічного сигналу при дії інтермодуляційної завади. Проведено дослідження запропонованого методу шляхом математичного моделювання, яке підтвердило працездатність запропонованого методу та отримано наступні результати: при співвідношенні сигнал/завада рівному 15 дБ зміщення оцінки фази склало не більше 0,1 градуса, що в 5 разів менше ніж зміщення оцінки отримане за методом на основі квадратурного детектора, що широко використовується в радіоприймальних пристроях.

Також розглянуто можливість вдосконалення частотного детектору на основі стійкого методу оцінки частоти та проведено його дослідження при дії імпульсних завад на тлі гаусівського шуму шляхом математичного моделювання. На підставі отриманих результатів, було розроблено структурну схему запропонованого частотного детектора та подано заявку на оформлення патенту на корисну модель.

Отримані наукові результати доцільно використовувати під час розробки та вдосконалення радіотехнічних систем, а також в навчальному процесі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Международные стандарты и рекомендуемая практика. Авиационная электросвязь. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Том 1. Радионавигационные средства. Шестое издание. Монреаль: ИКАО, 2006. 608 с.
2. Международные стандарты и рекомендуемая практика. Авиационная электросвязь. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Том 2. Правила связи, включая правила, имеющие статус PANS. Монреаль: ИКАО, 2001. 105 с.
3. Правила авіаційного електрозв'язку в цивільній авіації України [Електронний ресурс]: Наказ Міністерства транспорту України від 23.09.2003 р. № 736. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z1001-03> (дата звернення: 01.05.2020).
4. Правила організації і проведення наземних та льотних перевірок наземних засобів радіотехнічного забезпечення польотів, авіаційного електрозв'язку та світлосигнального обладнання аеродромів цивільної авіації України [Електронний ресурс]: Наказ Державної служби України з нагляду за забезпеченням безпеки авіації 23.03.2005 р. № 210, зареєстрований в Міністерстві юстиції України 7.04.2005 р. за № 374/10654. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0374-05> (дата звернення: 01.05.2020). Назва з екрану.
5. Рекомендації Міжнародного союзу електрозв'язку BT.655, BS.634, SF.376 – SF.760, SF.1334.
6. Rec. ITU-R SM.1235 Performance functions for digital modulation systems in an interference environment. ITU, 1997.
7. Никольский Б. А.. Основы радиотехнических систем [Электронный ресурс]: Минобрнауки России, Самар, гос. аэрокосм, ун-т им. С. П. Королева. Самара. 2013. Режим доступу: <http://91.222.128.30/bitstream/Uchebnye-posobiya/Osnovy-radiotekhnicheskikh-sistem-Elektronnyi->

resurs-elektron-ucheb-54711/1/Никольский%20Б.А.%20Основы%20радиотехнических%20систем.pdf. Назва з екрану.

8. Зырянов Ю.Т., Белоусов О.А., Федюнин П.А.. Основы радиотехнических систем. Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ». 2011. 144 с.

9. Иванов В.О., Сібрук Л.В., Куленко О.В. Умови забезпечення електромагнітної сумісності у групуванні радіоелектронних систем. *Електроніка та системи управління*. 2009, №1 (19). С. 76 – 81.

10. Кондрашов В.И., Форостян В.Ю., Осіпчук А.О. Характеристики радиочастотных трактов бортового авиационного навигационно-посадочного оборудования. *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 2009. № 10. С. 56–67.

11. Кондрашов В. И., Форостян В. Ю., Осіпчук А.О. Влияние радиотехнических и промышленных помех на точностные характеристики авиационной навигационно-посадочной радиоаппаратуры. *Електроніка та системи управління*. 2009. № 3 (21). С. 87–92.

12. Виноградов Е. М. Анализ электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2009. 301 с.

13. ДСТУ EN 61000-2-4:2017 Електромагнітна сумісність (ЕМС). Частина 2-4. Електромагнітна обстановка. Рівні сумісності щодо низькочастотних кондуктивних завод для промислових підприємств (EN 61000-2-4:2002, IDT; IEC 61000-2-4:2002, IDT).

14. ГОСТ 23611–79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1979.

15. ДСТУ 30372 – 95. Терміни та визначення понять в області електромагнітної сумісності технічних засобів.

16. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры. Томск: «ТМЛ-Пресс», 2007. 256 с.

17. Ефанов В.И., Тихомиров А.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. 228 с.

18. Егоров Е.И., Калашников Н.И, Михайлов А.С. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи. М.: Радио и связь, 1986. 303 с.
19. Goyal P. Theory and Practical Considerations for Measuring Phase Noise Better Than -165 dBc/Hz. Pt. 1.// *Microwave Journal*, Oct. 2004. Vol. 47 № 10 P. 62–78.
20. Goyal P. Theory and Practical Considerations for Measuring Phase Noise Better Than -165 dBc/Hz. Pt. 2. *Microwave Journal*. Nov. 2004, Vol. 47 № 11. P. 70–90.
21. Grebenkemper C. J. Local Oscillator Phase Noise and its Effect on Receiver Performance. WJ Tech. Note, Watkins-Johnson Company. Nov./Dec. 1981. Vol. 8, № 6
22. Betts J. A., Ebenezer D. R. Intermodulation interference in mobile-transmission communication systems operating at high frequencies (3 – 30 MHz). *Proceedings of IEEE*. Nov. 1973. Vol. 120, № 11. P.1337–1343.
23. Михайлов А. С. Измерение параметров ЭМС РЭС. М.: Связь, 1980. 220 с.
24. Дональд Р.Ж. Уайт. Электромагнитная совместимость и непреднамеренные помехи: пер. с англ. Вып.1 / Под ред. А.И. Сапгира. М.: Сов. радио. 1977. 352 с.
25. ETSI EN 300 910 V8.5.1 (2000-11) Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+). Radio Transmission and Reception (GSM 05.05 Version 8.5.1 Release 1999). ETSI, 2001.
26. McMahon J. H. Interference and Propagation Formulas and Tables Used in the Federal Communications Commission Spectrum Management Task Force Land Mobile Frequency Assignment Model. *IEEE Trans. Veh. Tech.* Vol. VT-23, №4. 1974. P. 264–268.
27. МККР Отчет 522-2. Процедура моделирования характеристик взаимной модуляции в приемнике. Отчеты МККР. Приложение к т.1: Использование спектра и контроль. МСЭ, 1990. С. 74–85.

28. Rec. ITU-R SM.1134. Intermodulation Interference Calculations in the Land Mobile Service. ITU, 1995.

29. Lustgarten M. N. Cosam (Co-Site Analysis Model). IEEE EMC Symp. Record. Anaheim, Calif., USA. 1970. P. 32–37.

30. Duff W. G., Capraro G.. Adjacent Signal Interference. IEEE EMC Symp. Record. 1968. Seattle, Washington. P. 8–15.

31. ETSI EN 300 113-1 V1.5.1 (2003-09) Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Land mobile service; Radio equipment intended for the transmission of data (and/or speech) using constant or non-constant envelope modulation and having an antenna connection; Part 1: Technical characteristics and methods of measurement. ETSI, 2003.

32. Watson R. E. Guidelines for Receiver Analysis (Receiver Dynamic Range, Pt. 1). *Microwaves &RF.*, Dec. 1986. Vol. 25, № 13. P. 113–122.

33. Rec. ITU-R SM.1446. Definition and Measurement of Intermodulation Products in Transmitter Using Frequency, Phase, or Complex Modulation Techniques. ITU, 2000.

34. Кондрашов В.И., Федоренко В.Н. Бортовые радиотехнические средства ближней навигации и инструментальной посадки летательных аппаратов. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. Киев- Одесса, 2001, №1. С.3-9.

35. Голубев В.Н.. Оптимизация главного тракта приема радиоприемного устройства. М.: Радио и связь. 1982. 144 с.

36. Богданович Б.М., Дорошев В.П.. Анализ и оптимизация характеристик радиоприемного тракта с широкополосным преселектором. *Техника средств связи*, сер. ТРПА, вып. 2, 1980. С.18-22.

37. Голубев В.Н.. Эффективная избирательность радиоприемных устройств. М.: Радио и связь, 1982. 144 с.

38. Фильтры на поверхностно-акустических волнах. /Под ред. Г. Мэттьюза. М.: Радио и связь, 1981. 472 с.

39. Корнильев Э. А., Прокопенко И. Г., Чуприн В. М. Устойчивые алгоритмы в автоматизированных системах обработки информации. Київ: Техніка, 1989. 224 с.
40. Прокопенко І. Г. Статистична обробка сигналів К.: НАУ, 2011. 220 с.
41. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Москва: Радио и связь, 1989. 656 с.
42. Dhillon B. S. Maintainability, maintenance, and reliability for engineers. New York: Taylor & Francis Group, 2006. 214 p..
43. Peter J. Huber, Elvezio M. Ronchetti. Robust Statistics. New Jersey: A John Wiley and Sons, 2009. 380 p.
44. Корнильев Э. А. Непараметрические методы обнаружения радиолокационных сигналов на фоне гауссовых помех с неизвестной дисперсией. *Вопросы авиацион. радиотехники*. 1971, № 6. Р. 28-30.
45. Лонер Р. Л. Устойчивые статистические методы оценки данных. М.: Машиностроение, 1984. 232 с.
46. Алмазов Л.А., Кондрашов В.И. Применение цифровой фильтрации для обработки сигналов радиомаяков системы посадки летательных аппаратов ILS. *Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. Серия Радиофизика и радиотехника*. 2008, №126. С. 128-136.
47. AVR121: Enhancing ADC resolution by oversampling. Atmel corp, 2001. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/doc8003.pdf>
48. ADS7816 device datasheet. PDS-1355B, 1997. Режим доступа: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/555454/TI/ADS7816.html>
49. 8-bitAVR Microcontroller with 16k bytes In-System Programmable Flash. ATmega16, Atmel corp, 2001. Режим доступа: <https://html.alldatasheet.com/html-pdf/78532/ATMEL/ATMEGA16/127/1/ATMEGA16.html>

50. Omelchuk I.P., Chyrka I. D. Closed-Form ARMA-Based ML-Estimator of a Single-Tone Frequency. *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2018. vol. 37, №8. pp. 3441-3456.

51. Омельчук І.П., Прокопенко І.Г. Спосіб вимірювання частоти гармонічного сигналу: пат. 41445 Україна, МПК G01R 23/00 (2009), № u200814165; заявл. 09.12.2008; опубл. 25.05.09, Бюл. № 10.

52. Prokopenko I., Omelchuk I., Osipchuk A., Petrova J. Estimation of the Harmonic Signal Parameters in the Complex Interferences. *The 9-th Microwave and Radar Week, Signal Processing Workshop 2020 (SPW-2020), Warsaw, Poland, 5 – 7 October 2020*. P. 22 – 27.

53. Prokopenko I., Osipchuk A., Petrova J. Estimation of the harmonic signal phase under action of intermodulation interference in radio navigation and landing systems. *Advanced Computer Information Technologies: Proceedings of 9 th International Conference, Ceske Budejovice (Czech Republic), 5 – 7 June, 2019*. P. 137–140.

54. Prokopenko I., Omelchuk I., Osipchuk A., Petrova J. Robust estimation of the harmonic signal parameters in non-gaussian interferences. *The 4-th International conference on information and telecommunication technologies and radio electronics (UkrMiCo 2019), Odessa, 9–13 September 2019*. P. 32–37.

55. Prokopenko I., Prokopenko K., Omelchuk I., Osipchuk A. Synthesis and effectivity analysis of robust algorithms for random signal detection in non-gaussian interferences. *Electronics and Control Systems*. 2019. Volume 3, No. 61. P. 9–17.

56. Prokopenko I., Omelchuk I., Osipchuk A. Estimations of the signal information parameters in radio engineering systems. *1-st International workshop on cyber Hygiene & Conflict management in global information networks, Kyiv, 29-30 November 2019*. P. 1–4.

57. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О., Нечаєв Ю.В., Щербаков С.Д. Цифровая обработка сигналов навигационных радиомаяков VOR в

бортовых авиационных приемных устройствах. *Електроніка та системи управління*. 2006. №4. С. 59–65.

58. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О., Нечаєв Ю.В., Щербаков С.Д. Анализ точности методов измерения разности фаз сигналов. *Авіа-2006*, Київ. 25–27 вересня 2006. С. 23.44–23.47.

59. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О., Нечаєв Ю.В., Щербаков С.Д. Алгоритмы оценки коэффициента модуляции сигналов радиомаяков в навигационно-посадочных системах. *Електроніка та системи управління*. 2008. № 4. С. 48–53.

60. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О. Застосування перетворення Фур'є при оцінюванні параметрів сигналів в радіотехнічних навігаційних системах. Теорія та методи обробки сигналів, Київ. 20–22 травня 2008. С. 107.

61. Кондрашов В.И., Ильченко М.Н., Осіпчук А.О. Пути повышения безопасности навигационно-посадочных операций воздушных судов. *Електроніка та системи управління*. 2009. № 3. С. 80–86.

62. Кондрашов В.И., Музыкаченко В.Н., Осіпчук А.О. Влияние нелинейности и динамического диапазона приемного тракта бортовой навигационно-посадочной аппаратуры на характеристики ее электромагнитной совместимости. *Системи управління, навігації та зв'язку*. 2009. № 4. С. 56–61.

63. Кондрашов В.И., Ильченко М.Н., Бейгель М.И., Осіпчук А.О. Модернизация бортовых приемников сигналов систем посадки и навигации самолетов. *Системи управління, навігації та зв'язку*. 2009. № 4. С. 62–68.

64. Кондрашов В.И., Осіпчук А.О. Сигналы и помехи в бортовых навигационно-посадочных радиоприемных устройствах. *Авіа-2009*, Київ. 21–23 вересня 2009. С. 56.

65. Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О. Характеристики активних антен бортової авіаційної навігаційно-посадкової апаратури. *Наукоємні технології*. 2013. Т.19. № 3(19). С. 313–316.

66. Osipchuk A. The complex navigation and landing equipment for a "small aviation". *Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments: 2 th International conference*, Kyiv. 15–17 October 2013. P. 104–107.

67. Osipchuk A. Integration of unified modules of aircraft onboard navigation and landing equipment for "small aviation". *Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments: 2 th International conference*, Kyiv. 15–17 October 2013. P. 107–110.

68. Osipchuk A. Principles of creation unified base complex of navigation and landing equipment. *Electronics and Control Systems*. 2013. № 3(37). P. 94–98.

69. Кондрашов В.И., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Навигационно-посадочное авиаоборудование. Базовый ряд бортовых радиотехнических навигационно-посадочных средств летательных аппаратов. *Palmarium Academic Publishing*, 2013. 185 с.

70. Osipchuk A. Radio multiposition system for UAV navigation and landing. *Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments: 3th International conference*, Kyiv. 15-17 October 2015 P. 257 - 260.

71. Кондрашов В.И., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Параметры навигационной авиасистемы. Характеристики мобильной радиодальномерной навигационно-посадочной авиасистемы многопозиционного наземного базирования. *Palmarium Academic Publishing*. 2016. 80 с.

72. Прокопенко І.Г., Осіпчук А.О. Робастний алгоритм оцінки фази гармонічного сигналу на тлі гаусівського шуму та імпульсної завади. *Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM*. 21–23 листопада 2016. С. 68.

73. Осіпчук А.О., Мігель С.В. Дослідження комбінованого алгоритму оцінювання частоти радіосигналу в суміші з гаусівською завадою. *Політ. Сучасні проблеми науки*. 3–6 квітня 2018. С. 55–56.

74. Кондрашов В.И., Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Радиоприемач сигналов инструментальной посадки: пат. 88168 Україна,

МПК H04B 1/06 (2006.01) G01S 5/02 (2010.01), № u 2013 06503; заявл. 27.05.2013; опубл. 11.03.14, Бюл. № 5.

75. Кондрашов В.И., Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С. Радиоприймач сигналів всенаправленого маяка фазової системи ближньої навігації: пат. 98730 Україна, МПК H04B 1/06 (2006.01) G01S 5/02 (2010.01), № u 201410957; заявл. 07.10.2014; опубл. 12.05.15, Бюл. № 9.

76. Кондрашов В.И., Кондрашов Я.В., Осіпчук А.О., Фіалкіна Т.С., Туренко Д.М. Цифровий вимірювач різниці фаз: пат. 98229 Україна, МПК G01R 25/08 (2006.01) № u 2014 10955, заявл. 07.10.2014, опубл. 27.04.2015, Бюл. №8.

77. Кондрашов В.И., Федоренко В.Н. Базовый ряд бортового радиоэлектронного оборудования навигации и посадки летательных аппаратов и методы его технического обслуживания. Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. Серия Радиофизика и радиотехника, №62, М., 2003 г. – С. 26-31.

78. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978г. 348 с.

79. Бадалов А.Л., Михайлов А.С.. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.

80. Абрамешин А.Е., Кечиев Л.Н. Функциональная безопасность бортовых систем летательных аппаратов при ЭСР. *Технологии электромагнитной совместимости*. 2012. №3(42). С. 33-43.

81. Кечиев Л.Н., Степанов П.В. Электромагнитная совместимость и информационная безопасность в системах телекоммуникаций. М.: Издательский Дом «Технологии», 2005. 320 с.

82. Шалыгин А. С., Палагин Ю. И. Прикладные методы статистического моделирования. Л.: Машиностроение, 1986. 320 с.

83. Fu H., Kam P. Y.. MAP/ML estimation of the frequency and phase of a single sinusoid in noise. *IEEE T. Signal Processing*. March 2007, Vol. 55, No. 3. P. 834-845.

84. Prokopenko I. G. Statistical synthesis of robust signal detection algorithms under conditions of aprioristic uncertainty. *Cybernetics and Information Technologies*, 2015, Vol. 15(7). P 13-22.

85. Н. Cramer. *Mathematical Methods Of Statistics*. Princeton University Press, 1999. 575 p.

86. Иванов В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик Н.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств - К.: Техника, 1988. – 118 с. 3.

87. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. /Под ред. д.т.н. проф. М. А. Быховского. М.: Эко-Трендз. 2006. 376 с.

ДОДАТОК А.1

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ



ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. проректора з наукової роботи

В. А. Дружинін

2021 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи
Осіпчук Аліни Олександрівни «Стійкі завадозахищені методи та алгоритми оцінювання інформаційних параметрів сигналів в радіотехнічних системах» в науково-дослідну роботу

Ми, що підписалися нижче, в.о. декана факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій (ФАЕТ), к.т.н. Завгородній С.О., завідувач кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій, д.т.н., доц. Одарченко Р.С., відповідальний виконавець НДР № 245 ДБ19 с.н.с., к.т.н. Омельчук І.П., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи старшого викладача кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем Осіпчук Аліни Олександрівни «Стійкі завадозахищені методи та алгоритми оцінювання інформаційних параметрів сигналів в радіотехнічних системах» використовуються в НДР № 245 – ДБ19.

№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1	Стійкі методи оцінювання інформаційних параметрів радіотехнічних сигналів при дії гаусівських та негаусівських завад	Розділ 3, 4 науково-дослідної роботи № 245-ДБ19 (номер державної реєстрації № 01190100556) тема «Робастні завадостійкі та завадозахищені методи і алгоритми обробки інформаційних процесів в умовах неповної апріорної інформації» (2019-2020 рр.)	Вдосконалення методів оброблення сигналів в радіотехнічних системах, підвищення ефективності функціонування радіотехнічних пристроїв та систем
2	Швидкодіючий частотний детектор	Розділ 3, Додаток А науково-дослідної роботи № 245-ДБ19 (номер державної реєстрації № 01190100556) тема «Робастні завадостійкі та завадозахищені методи і алгоритми обробки інформаційних процесів в умовах неповної апріорної інформації» (2020-2021 рр.)	Вдосконалення структур радіотехнічних пристроїв та систем, підвищення ефективності функціонування радіотехнічних пристроїв та систем

В.о. декана ФАЕТ

Завідувач кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем

Відповідальний виконавець НДР №245 ДБ19

С.О. Завгородній

Р.С. Одарченко

І.П. Омельчук


2021/2/18 08:18

ДОДАТОК А.2

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

ПОГОДЖЕНО


Проректор з навчальної роботи

 А.В. Полухін

«17» 01 2021 р.



В.о. проректора з наукової роботи

 В. А. Дружинін

01 2021 р.

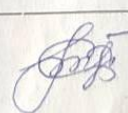
АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи
Осіпчук Аліни Олександрівни «Стійкі заводозахисні методи та алгоритми оцінювання інформаційних параметрів сигналів в радіотехнічних системах» в навчальний процес Національного авіаційного університету

Ми, що підписалися нижче, в.о. декана факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій (ФАЕТ), к.т.н. Завгородній С.О., завідувач кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій, д.т.н., доц. Одарченко Р.С., склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи старшого викладача кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем Осіпчук Аліни Олександрівни «Стійкі заводозахисні методи та алгоритми оцінювання інформаційних параметрів сигналів в радіотехнічних системах» використовуються в навчальному процесі факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем.


№	Що впроваджено	Форма впровадження	Ефект від впровадження
1	Дослідження фазових детекторів	Постановка нової лабораторної роботи з дисципліни «Приймання та оброблення сигналів»	Підвищення якості підготовки бакалаврів за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
2	Оцінювання фази радіотехнічного сигналу при дії завод	Постановка нової лабораторної роботи з дисципліни «Статистична обробка сигналів»	Підвищення якості підготовки магістрів за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
3	Оцінювання частоти радіотехнічного сигналу при дії завод	Постановка нової лабораторної роботи з дисципліни «Статистична обробка сигналів»	Підвищення якості підготовки магістрів за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

В.о. декана ФАЕТ



С.О. Завгородній

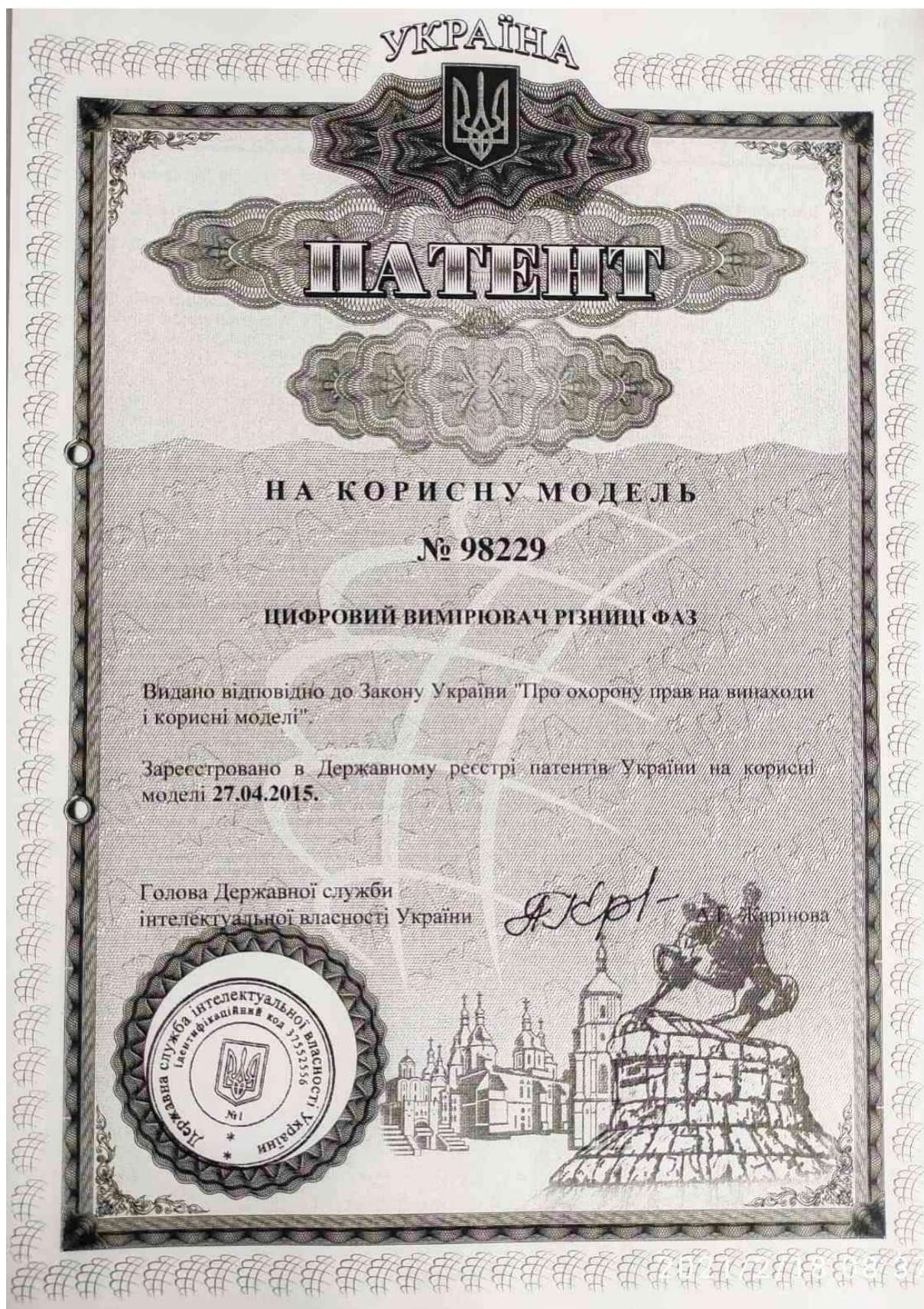
Завідувач кафедри телекомунікаційних та радіоелектронних систем



Р.С. Одарченко

2021/2/18 08:33

ПАТЕНТ УКРАЇНИ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ



Функціональні схеми блоків запропонованого швидкодіючого частотного детектора

Загальну часову координацію процедур обробки сигналів у швидкодіючому частотному детекторі (див. рис. 4.16) забезпечує синхронізатор, структурна схема якого показана на рис. 4.16а. Він складається з послідовно з'єднаних таких каскадів: генератора тактових імпульсів 9, які мають заданий постійний інтервал повторення τ , та трьох елементів затримки 10, 11, 12. Причому сумарна затримка на останньому виході 4 синхронізатора не повинна перебільшувати τ . Таким чином, на виходах 1, 2, 3 та 4 синхронізатора утворюються рівновіддалені групи з послідовних чотирьох імпульсів, які координують послідовне виконання на окремому інтервалі усього необхідного комплексу операцій у інших блоках ШЧД (див. рис.4.16) з появою кожного вхідного відліку. При цьому, кожний поточний тактовий імпульс виходу 1, який подається на виходом ШЧД “Готово”, також сигналізує про завершення обробки даних на попередньому інтервалі.

Попередня підготовка вхідних даних здійснюється у блоці формування вхідних відліків (БФВВ) 6 (див. рис.4.16), структурна схема якого наведена на рис.4.16 б. На кожному інтервалі обробки спочатку, з появою на його вході 3 поточного тактового імпульсу, переписують коди у такій послідовності: до другого каскаду пам'яті 15 з першого каскаду пам'яті 14 та з аналого-цифрового перетворювача 13 (АЦП) до першого каскаду пам'яті 14. Новий поточний цифровий відлік, що утворений з вхідного аналогового сигналу, встановлюється на виході АЦП після появи стартового імпульсу на вході 2 АЦП.

Тобто, на виходах 1, 2 та 3 БФВВ маємо збережені три останні відліки x_t, x_{t-1}, x_{t-2} , де t позначає номер поточного відліку, що одночасно подаються (див. рис.4.16) у перший блок накопичення (ПБН) 1, структурна схема якого показана на рис.4.16в, та у другий блок накопичення (ДБН) 2, структурна схема якого показана на рис.4.16г.

ПБН здійснює накопичення вхідних даних у ковзному вікні за правилом

$$z_t^{(ПБН)} = \sum_{i=t-N+2}^{t-1} \left[(x_{i+1} + x_{i-1})^2 - 2x_i^2 \right],$$

де t – номер поточного вхідного відліку; N – цілочислений параметр, що визначає глибину накопичення, відповідно розмір пам'яті регістру послідовного зсуву, як $N-2$.

Реалізоване таке правило обробки із застосуванням комплексу наступних каскадів: каскад складання 16, перший каскад зведення у квадрат 17, каскад віднімання 18, багатовимірний регістр послідовного зсуву 20, тактовий вхід 2 якого є входом 4 ПБН, багатовходовий сумматор 21, що розраховує суму вхідних цифрових кодів.

ДБН працює подібно до ПБН, але виконує інше правило обробки

$$z_t^{\langle \text{ДБН} \rangle} = \sum_{i=2}^{N-1} (x_{i+1} + x_{i-1}) x_i$$

із застосуванням таких каскадів: каскад множення 22, каскад складання 23, багатовимірний регістр послідовного зсуву 24 та багатовходовий сумматор 25.

Ініціюється робота ПБН та ДБН на кожному інтервалі обробки імпульсами на їхніх входах 4, які подаються з виходу 3 синхронізатора.

Блок обчислення нормованого коефіцієнту 3 (див. Фіг.1), з появою імпульсу на вході 2, здійснює розрахунок нормованого коефіцієнту за правилом

$$B_t = z_t^{\langle \text{ПБН} \rangle} / (2z_t^{\langle \text{ДБН} \rangle}).$$

Далі він використовується у блоці обчислення параметру гармонічного сигналу 4 за правилом

$$\alpha_t = B_t - \sqrt{B_t^2 + 2},$$

за чим у блоці обчислення частоти гармонічного сигналу 5 отримується для поточного такту обробки значення поточної миттєвої частоти \hat{f}_t за правилом

$$\hat{f}_t = (2\pi t)^{-1} \arccos(\alpha_t / 2).$$

Миттєве значення частоти модуляції утворюється на виході блоку віднімання 7 з відніманням заданої номінальної частоти несучого сигналу f_0 як

$$\Delta \hat{f}_t = \hat{f}_t - f_0.$$

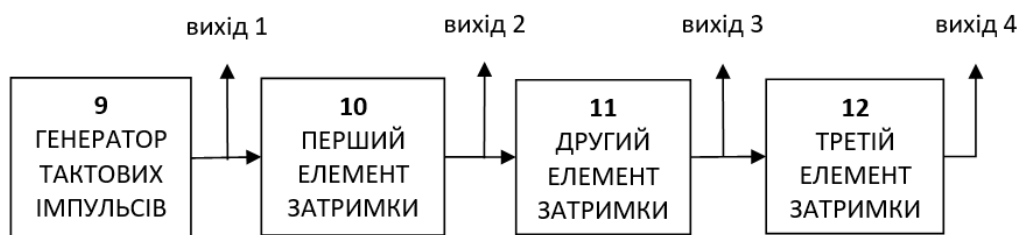


Рис.4.16а. Функціональна схема синхронізатора

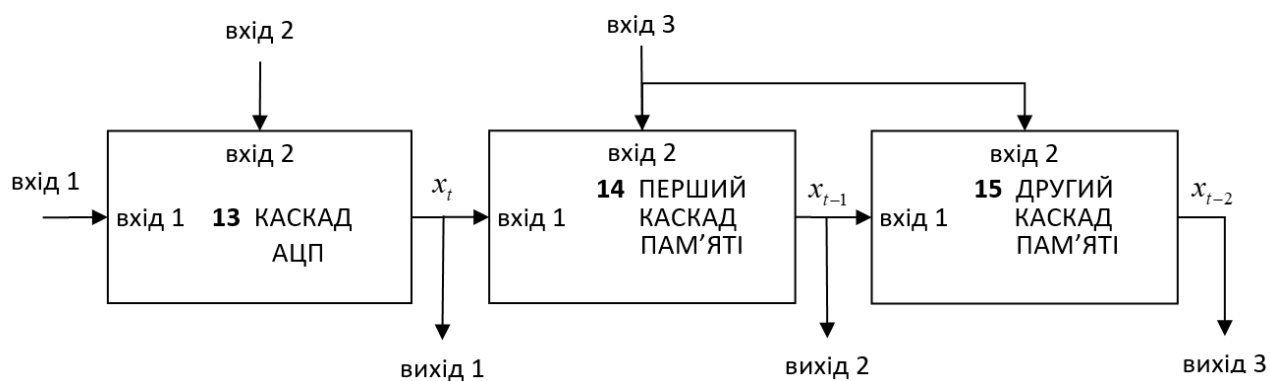


Рис.4.16б. Функціональна схема блоку формування вхідних відліків

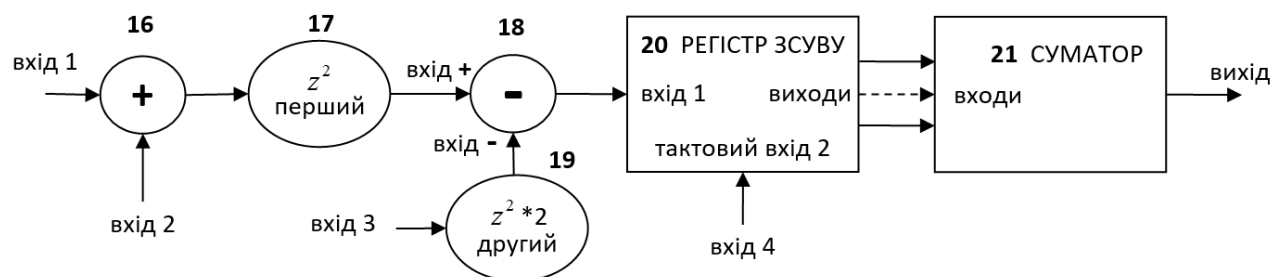


Рис.4.16в. Функціональна схема першого блоку накопичення

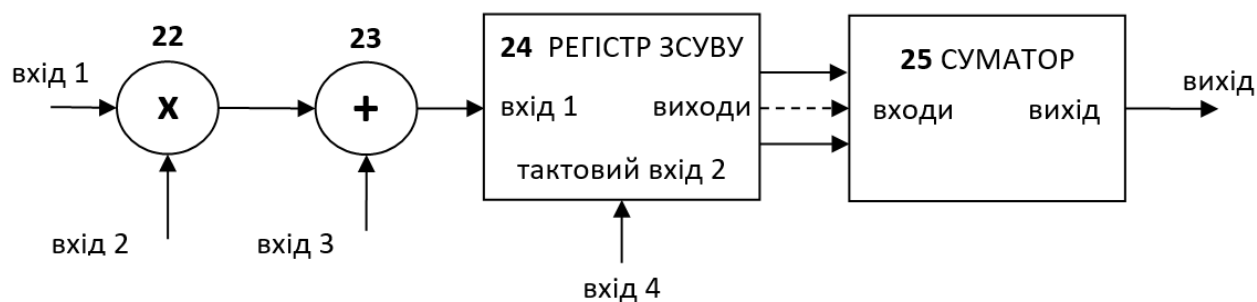


Рис.4.16г. Функціональна схема другого блоку накопичення

**Лістинг програмного коду програми оцінки параметрів фази
гармонічного сигналу при дії негаусівських завад**

```

%Program code

% Phase Detector model
clear all
T=20;%signal period or at the points of reference
n=30*T;      %number of sample
nfr=4; % дільитель n, що визначає кількість частот на графіку
ddt=1/30/T;
f0=-80/180*pi;      % phase of signal
      %initial value loop counter
alf=200;      %the time constant of low-pass filter is equal to R * C.
ld=0.5;
p=0.5; % xip - parameters;
ib=0;
for b=1:-0.14:0.01;
    ib=ib+1
sgm=0.000001;
model=4; % 1 -гаусівська авторегресія; 2- лапласівський розподіл з
авторегресією;
      % 3- пульсуюча завада з p=0.5, Гаусс;4- пульсуюча завада з p=0.5,
Лаплас;
      % 5 - ARCH
alg=2 ; % 1- гаусівська авторегресія; 2- % для лапласівського розподілу з
авторегресією;
      % 3- для експоненційного розподілу без авторегресії;
      % 4- робастний алгоритм для імпульсної завади
nis=150;

```

```

acof=[1.8888 -0.993]; % 1.9888 avtoregresijni koeficient
sf1=0;sf2=0;
for is=1:nis
    ars(is)=is;
aa=acof;
if model==5 % ARCH -завада
    k1=1;a0=0.5;
aaa=[0.81 0.85];
yyy(1)=normrnd(0,1);yyy(2)=normrnd(0,1) ;
for ii=k1+1:n
    ss=0;
    for j=1:k1
        ss=ss+aaa(j)*yyy(ii-j)^2;
    end
    sq(ii)=a0+ss;
    yyy(ii)=normrnd(0,1)*sqrt(sq(ii));
end
end % if
bin=1;% RMS of interference
fin=0;
sg=sign(rand(1)-0.5);
yy(1)=sg*log(rand(1))*ld;%normrnd(0,1);
sg=sign(rand(1)-0.5);
yy(2)=sg*log(rand(1))*ld;%normrnd(0,1);
for i=1:n
    inter(i)=(cos(2*pi*i/T)*sqrt(-log(rand(1))))+cos(2*pi*i/(2*T))*sqrt(-
log(rand(1))));
    inter(i)=inter(i)^2;%(1+inter(i)^2);
    sg=sign(rand(1)-0.5);
    xip=sg*log(rand(1))*ld;

```

```

    if rand(1)>p xip=0; end
    dt=T*0.0000000016*normrnd(0,1);
    if floor(i/150)==i/150&rand(1)<p bin=1-bin;fin=pi*rand(1);end
    if model<3 bin=1;end
    if model==1 yy(i+2)=aa(1)*yy(i+1)+aa(2)*yy(i)+bin*normrnd(0,1);% xip;%
    end
    if model==2 yy(i+2)=aa(1)*yy(i+1)+aa(2)*yy(i)+bin*xip;%
    end
    if model==3 yy(i+2)=aa(1)*yy(i+1)+aa(2)*yy(i)+bin*normrnd(0,1);;%
    end
    if model==4 yy(i+2)=aa(1)*yy(i+1)+aa(2)*yy(i)+bin*xip;% xip;%
    end
    if model==5 yy(i+2)=aa(1)*yy(i+1)+aa(2)*yy(i)+bin*yyy(i);% xip;%
    end
    indbin(i)=bin;
%   if floor(i/50)==i/50 bin=1-bin;fin=pi*rand(1);end
%   if floor(i/150)==i/150&rand(1)<0.3 bin=1-bin;fin=pi*rand(1);end
%
%   if model<3 bin=1;end
%   y(i)=yy(i);% bin*yy(i);% cos(2*pi*i/(T)+fin);
end % i
y=yy;
for i=1:n
%   y(i)=y(i)*exp(-(i-n/2)^2/2/(n/12)^2);
end
vy=sqrt(var(y));
yz=b*y/vy;
s1=0;s2=0;s3=0;s4=0;s5=0;
%оценка коэф. авторегр
for i=3:length(yy)

```

```

s1=s1+yy(i-1)^2; s2=s2+yy(i-1)*yy(i-2);
s3=s3+yy(i)*yy(i-1); s4=s4+yy(i-2)^2;s5=s5+yy(i)*yy(i-2);
end % i
a1es=(s3*s4-s2*s5)/(s1*s4-s2^2);
a2es=(s1*s5-s2*s3)/(s1*s4-s2^2);
sz1=0;cz1=0;
% if rand(1)<p b=0.15;fin=pi*rand(1)*0.1; else b=0;fin=pi*rand(1); end
for i=1:n
    sg=sign(rand(1)-0.5);
    xip=sg*log(rand(1))*ld;
    if rand(1)>p xip=0; end
%     xip=0;
%     b=xip;
    dt=T*0.01*normrnd(0,1);
    yz(i)=1*yz(i);

z(i)=(1*cos(2*pi*i/T+f0)+normrnd(0,sgm)+0*xip+100*yz(i));%cos(2*pi*i/(T+
dt)+fin));%
    sz1=sz1+z(i)*sin(2*pi*i/T);
    cz1=cz1+z(i)*cos(2*pi*i/T);
end
fazclas(is)=-atan(sz1/cz1);           % класична оцінка різниці фаз
for i=1:n-2
    dif(i)=(z(i+2)-aa(1)*z(i+1)-aa(2)*z(i));
end
dis=var(dif);
ix=0;
% for i=1:1:n
%     sg=sign(rand(1)-0.5);
%     xip=sg*log(rand(1))*ld;

```

```

%      if rand(1)>p xip=0; end
%      z(i)=(cos(2*pi*i/T+f0)+normrnd(0,sgm)+xip);
% end
ialf=0;
fl=0;
aa(1)= a1es;aa(2)= a2es;
for fi=-pi/2:0.001:pi/2
    ialf=ialf+1;

    tau(ialf)=1*fi;
    s1=0;
%    sz1=0;cz1=0;
    fun(ialf)=0;
    for i=1:1:n-2
%        sg=sign(rand(1)-0.5);
%        xip=sg*log(rand(1))*ld;
%        if rand(1)>p xip=0; end
        ix=i;%x+1;
%        b=0;dt=T*0.001*normrnd(0,1);
%        z(ix)=(cos(2*pi*ix/T+f0)+normrnd(0,sgm)+xip+b*cos(2*pi*ix/(T+dt)));
if alg==4 x(ix)=z(ix)*sin(2*pi*ix/T+fi)/(1+0.5/(1-0.5)*exp(abs(z(ix)-
cos(2*pi*ix/T+fi))^2 /2/sgm^2)-(z(ix+2)-aa(1)*z(ix+1)-aa(2)*z(ix))^2/2/dis);%-
1/ld*z(ix)-);%-1/ld*z(ix)); %/sqrt(z(ix)^2-b^2)
end
        tr1=(z(ix+2)-aa(1)*z(ix+1)-aa(2)*z(ix));
tr2=(cos(2*pi*(ix+2)/T+fi)-aa(1)*cos(2*pi*(ix+1)/T+fi)-
aa(2)*cos(2*pi*ix/T+fi));
tr3=(sin(2*pi*(ix+2)/T+fi)-aa(1)*sin(2*pi*(ix+1)/T+fi)-
aa(2)*sin(2*pi*ix/T+fi));
if alg==1 x(ix)=(tr1-tr2)*tr3;end % для авторегресійної моделі

```

```

if alg==2 x(ix)=sign(tr1-tr2)*tr3;end % - для % експоненційного розподілу з
авторегресією
if alg==3 x(ix)=sign(z(ix+2)-cos(2*pi*(ix+2)/T+fi))*sin(2*pi*(ix+2)/T+fi);end
% для експоненційного розподілу без авторегресії
if alg==5 cosf=cos(2*pi*(ix+1)/T+fi);sinf=sin(2*pi*(ix+1)/T+fi);
sm1=a0+aaa(1)*(z(ix+1)-cosf)^2 ;
    x(ix)=(z(ix+1)-cosf)*sinf/sm1-((tr1-tr2)*(tr3*sm1-(tr1-
tr2)*aaa(1)*(z(ix+1)-cosf)*sinf))/2/sm1^2;
    fun(ialf)=fun(ialf)+log(1/sqrt(2*pi*sm1))-(tr1-tr2)^2/2/sm1;
end % if yyy(ix+1)
s1=s1+x(ix)/n;
%    sz1=sz1+z(ix)*sin(2*pi*ix/T);
%    cz1=cz1+z(ix)*cos(2*pi*ix/T);
end
% i, ix=i
y(1)=0;maxy=-1000;
for i=2:1:length(x)
    y(i)=(1-1/alf)*y(i-1)+(1/alf)*x(i);
end %i
ff(ialf)=1*(asin(2*mean(y))-1.15)/0.85*2*pi;
%    ff(ialf)=acos(mean(y)/2);
    g(ialf)=s1; % значення рівняння правдоподібності % середнє значення
добутку досліджуваного і опорного сигналів
%    fazclas(is)=-atan(sz1/cz1); % класична оцінка різниці фаз
%    if fl==0&ialf>1&g(ialf-1)<0&g(ialf)>0 faz=(tau(ialf-1)+tau(ialf))/2;fl=1;
end
% figure(2)
% plot(tau/pi*180,g)
% grid on

```



```

% hold on

% title('Likelihood equation')
% xlabel('Phase [grad]')
% ylabel('Likelihood value')
end

%f figure(1)
% subplot(2,1,1); % plot(x); % grid on; % hold on
% subplot (2,1,2); % plot(y); % grid on; % hold on
[g1,g2]=max(fun(10:length(fun)));
phaz(is)=tau(g2);%/pi*180;
figure(2)
plot(tau/pi*180,fun); grid on; hold on
title('Likelihood equation')
xlabel('Phase (grad)')
ylabel('Likelihood value')
fl=0;
s1=0;s2=0;s3=0;s4=0;
nn=length(g)-10;
indalf=1;faz(is)=pi/4;
for ialf=1:nn-1
    s1=s1+tau(ialf);s2=s2+g(ialf);s3=s3+tau(ialf)^2;s4=s4+tau(ialf)*g(ialf);
    if fl==0&ialf>1&g(ialf)<0&g(ialf+1)>0
        faz(is)=(tau(ialf)+tau(ialf+1))/2;fl=1;indalf=ialf; end
end
del=s1^2-nn*s2; dela=s2*s1-nn*s4; delb=s1*s4-s3*s2;
a=dela/del; bb=delb/del;
dec(is)=-bb/a;
% faz=dec(is);
sf1=sf1+faz(is)/nis;

```

```

sf2=sf2+faz(is)^2/nis;
end %is
sir(ib)=10*log10(1/2/b^2); snr(ib)=10*log10(1/2/sgm^2);
shiftf1(ib)=real(sf1-f0)/pi*180; varf1(ib)=real(sqrt(sf2-sf1^2)/pi*180);
shiftclas(ib)=(mean(fazclas)-f0)/pi*180; varclas(ib)=sqrt(var(fazclas))/pi*180;
phazmean(ib)=mean(phaz); phazvar(ib)=sqrt(var(phaz));
end
figure(11)
subplot(2,1,1); plot(sir,shiftf1,sir,shiftclas); grid on; title('Shift of estimation ')
legend('rob','clas'); xlabel('SIR [dB]'); ylabel('grad')
subplot(2,1,2); plot(sir,varf1,sir,varclas);grid on;title('RMS of estimation ')
legend('rob','clas');xlabel('SIR [dB]');ylabel('Phase(grad)')
% disp(' mo RMS grad alg model')
% disp([real(sf1-f0)/pi*180,real(sqrt(sf2-sf1^2)/pi*180),alg, model])
% disp('clas mo RMS grad alg model')
% disp([(mean(fazclas)-f0)/pi*180,sqrt(var(fazclas))/pi*180, alg, model])
% disp('M-phase estimations [grad]')
% disp([(phazmean-f0)/pi*180, phazvar/pi*180])
figure(2)
plot(tau/pi*180,g)
grid on
title('Likelihood equation');
xlabel('Phase [grad]');
ylabel('Likelihood value')
figure(3)
plot(ars,fazclas/pi*180,ars,faz/pi*180)
grid on;
xlabel('Number');
ylabel('Phase [grad]');
title('Classical and Robust Phase estimations');

```

```

legend('classical','robust')
% disp('faz=')
% disp(faz)
spz=abs(fft(z));
spyz=abs(fft(yz));
for i=1:n
    freq(i)=(i-1)/(n*ddt);
end
figure(4)
subplot(2,1,1)
plot(freq(1:floor(n/nfr)),spz(1:floor(n/nfr))); grid on
xlabel('f [Hz]') ;
ylabel('Pow [W]')
title('Spectrum of signal+interference')
subplot(2,1,2)
plot(freq(1:floor(n/nfr)),spyz(1:floor(n/nfr)));
grid on;
xlabel('f [Hz]');
ylabel('Pow [W]');
title('Spectrum of interference')
figure(41)
subplot(3,1,1);
plot(50*yz(1:n));
grid on;
title('interference')
subplot(3,1,2)
i=(1:600);
plot((3*cos(2*pi*i/T+f0)));
grid on ;
title('signal')

```

```

subplot(3,1,3);
plot(z);
grid on;
title('signal+interference')
% subplot(5,1,5)
% plot(x); % grid on; % title(' Likelihood -x')
sir(ib)=10*log10(1/2/b^2); snr(ib)=10*log10(1/2/sgm^2);
% disp('  sIr dB  sNr dB')
% disp([sir,snr])
inter=yy;k=10;m1=min(inter);m2=max(inter);dl=(m2-m1)/k;
for i=1:k
arg(i)=m1+(i-1/2)*dl;
end;
gis=hist(inter,k)/n/dl;
figure(5)
plot(arg,gis);
grid on;
title('yy-Histogramm')
figure(6)
sppy=abs(fft(yy));
plot(freq(1:floor(n/nfr)),sppy(1:floor(n/nfr)));
grid on;
xlabel('f [Hz]');
ylabel('Pow [W]');
title('yy-Spectrum')

```