

Міністерство освіти і науки України
Національний авіаційний університет

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Задорожний Олександр Сергійович

УДК 621.396.67 : 629.735.45(043.5)

ДИСЕРТАЦІЯ

ПАРАМЕТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЕННЯ У СЛАБОСПРЯМОВАНИХ АНТЕНАХ ГЕЛІКОПТЕРА

05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Подається на здобуття ступеня кандидата технічних наук

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

Науковий керівник Іванов Володимир Олександрович доктор технічних наук,
професор

Київ – 2017

АНОТАЦІЯ

Задорожний О. С. Параметричні перетворення у слабоспрямованих антенах гелікоптера. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю «радіотехнічні та телевізійні системи» (05.12.17), Національний авіаційний університет, МОН України. Київ, 2017 р.

Дисертаційна робота присвячена дослідженню та оцінці спотворень радіосигналу та ненавмисної вузькосмугової завади системою «слабоспрямована антена – провідний корпус гелікоптера», які виникають при обертанні його несучого гвинта. Метою дисертаційної роботи є розроблення теоретико-методологічних засад оцінки впливу стану антенної системи гелікоптера на якість цифрового каналу передачі даних з борта і на борт гелікоптера.

Гелікоптер має важливу відмінність від інших повітряних суден, наприклад, того ж літака, це його несучий гвинт, розміри якого сумірні з розмірами корпусу гелікоптера. Оскільки корпус гелікоптера є частиною його своєрідної антенної системи, а при обертанні металевого або металізованого несучого гвинта гелікоптеру, який є елементом його корпусу, змінюється геометрична форма його корпусу, це неодмінно призводить до зміни форми діаграми спрямованості слабоспрямованої антени. Таким чином діаграма спрямованості стає пульсуючою, та періодично змінюється в часі, при цьому, частота пульсацій залежить від частоти обертання несучого гвинта та кількості лопатей останнього.

В роботі вперше запропонований спосіб оцінки коефіцієнту нерівномірності діаграми спрямованості антенної системи з урахуванням пульсацій ефективної висоти антени, які виникають при обертаннях несучого гвинта гелікоптера. За допомогою використання програмного забезпечення на основі метода моментів був досліджений вплив несучого гвинта гелікоптера на форму пульсуючої діаграми спрямованості антени в залежності від точки розміщення її на корпусі гелікоптера, конструкції несучого гвинта та матеріалу виготовлення лопотів.

Аналіз різних конструкцій несучого гвинта виявив, що зі збільшенням кількості лопатей частота пульсацій зростає відповідно, а особливості конструкцій слабо впливають на коефіцієнти нерівномірності та пульсацій діаграми спрямованості. Положення антени на корпусі гелікоптера – найбільш важливий параметр, що суттєво позначається на нерівномірності діаграми спрямованості та впливі несучого гвинта на неї. Характерною особливістю положення антени є збільшення нерівномірності та пульсацій діаграми спрямованості при переміщенні антени вздовж корпусу гелікоптера від передньої до задньої його частини. Найкраще місце положення антени, з погляду мінімального впливу несучого гвинта на неї, знизу в передній частині фюзеляжу. Використаний метод аналізу положення антени на корпусі абстрактного гелікоптера дозволяє змоделювати та дослідити оптимальне положення антени для практично будь-якого реального гелікоптера.

У роботі запропоновано математичну модель ефективної висоти антени, як коефіцієнту пропорційності між напруженістю електромагнітного поля в точці розміщення приймальної антени та електрорушійною силою на її клеммах, що залежить від часу, і тому надає системі «штатна антена – корпус гелікоптера» параметричних властивостей. Миттєві значення динамічної ефективної висоти антени надані у вигляді суми постійної складової, яка пов'язана зі значенням нормованої діаграми спрямованості антенної системи гелікоптера, якщо його гвинт не обертається, та флуктуаційної складової, яка виникає при обертанні гвинта. На основі цієї моделі досліджений вплив обертань несучого гвинта гелікоптера на спектральні та енергетичні показники аналогових та цифрових радіосигналів різних типів, які збуджують антену. У результаті проведеного аналізу були виявлені характерні особливості амплітудно-частотних спотворень амплітудно-модульованих сигналів і сигналів з кутовою модуляцією. У процесі параметричного перетворення сигналу і вузькосмугової завади виникають паразитні складові-сателіти, які існують за рахунок енергій корисного сигналу та завади відповідно. Частоти сателітів є комбінаційними за своїм походженням, вони незначно відрізняються від частот своїх «енергетичних донорів» і тому

створюють з ними відповідні биття. Сателіти, що виникають на виході антени, розташовані дуже близько від відповідних спектральних складових-донорів і формально є їх бічними компонентами на комбінаційних частотах. Вони не можуть бути відфільтровані за жодних обставин. Спотворення не залежать від належності антени до радіоприймального або радіопередавального тракту. Подібні спотворення аналогових радіосигналів в першу чергу позначаються за зменшенні дальності роботи радіосистеми.

Аналіз спотворень цифрових видів сигналів також свідчить про параметричні спотворення та послабленні радіосигналу. Однак для цифрових видів модуляції такі спотворення проявляються в більш серйозних ефектах: джиттер, між символна інтерференція, проблеми синхронізації та інших небажаних ефектів, що можуть стати причиною бітових помилок та некоректної передачі даних.

При збільшенні амплітуди пульсацій ефективної висоти антенної системи середня потужність, що витрачається сигналом на утримання сателітів, зростає, що тягне за собою відповідне ослаблення середньої потужності кожної спектральної складової корисного сигналу, що надходить на вхід приймального пристрою. Тому при обертанні несучого гвинта гелікоптера відношення *сигнал/завада* на виході антенної системи завжди менше, ніж на її вході.

Також в роботі оцінене допустиме ослаблення потужності сигналу в антені з параметричними ефектами. Якщо обмін інформацією здійснюється між двома гелікоптерами, то допустимі відносні втрати потужності на продукти параметричного перетворення в каналі радіозв'язку складуть 0,055 або 5,5%. Максимально можливого значення втрат 0.875 відповідає ослаблення на 9 дБ (в 8 разів). Якщо обмін інформацією здійснюється між гелікоптером і об'єктом іншого типу, то допустимі відносні втрати потужності на продукти параметричного перетворення, що виникають в каналі радіозв'язку, складають 0,031 або 3,1%. Максимально можливим втратам 0.5 відповідає ослаблення спектральних складових корисного сигналу на 3 дБ (в 2 рази).

Сателіти зменшують середню потужність своїх енергетичних донорів і середню потужність корисного сигналу в цілому, збільшуючи при цьому

потужність загальної завади, що впливає на антенну систему. Зовнішня завада, яка надходить на вхід приймального пристрою гелікоптера, піддається аналогічним параметричним перетворень. Однак перерозподіл енергії завади між існуючими і виникаючими в ній новими спектральними складовими, не впливає на величину її середньої потужності. Зниження потужності сигналу при одночасному збільшенні середньої потужності об'єднаної завади на вході приймального пристрою супроводжується погіршенням якісних показників цифрового каналу передачі даних. Тому в цифровому каналі, наприклад, перспективної системи автоматизованих залежних спостережень, що реалізує принцип: «кожен бачить кожного», імовірність виникнення бітової помилки може перевищити величину допустимого некоректованого значення.

У роботі також обґрунтований графоаналітичний метод кількісної оцінки впливу відносних пульсацій діаграми спрямованості антенної системи на імовірність виникнення бітової помилки. Це дозволило оцінити максимально допустимий рівень пульсацій діаграми спрямованості антенної системи, та навпаки - визначити мінімально можливе значення імовірності виникнення бітової помилки, що відповідає допустимому рівню пульсацій.

Таким чином в дисертаційній роботі встановлені та оцінені причини – наслідкові зв'язки між обертаннями несучого гвинта гелікоптера і станом каналу передачі даних з борта та на борт гелікоптера.

З вищевикладеного випливає, щодо заходів, по зменшенню імовірності виникнення бітової помилки в каналі передачі даних з борту або на борт гелікоптера можна віднести:

- Вибір відповідної точки розміщення штатної антени на етапі проектування ПС;
- Заміну частотної маніпуляції типу FSK фазовою маніпуляцією типу PSK
- Використання в конструкції лопатей несучого гвинта непровідних матеріалів.

Ключові слова: гелікоптер, слабоспрямована антена, несучий гвинт, діаграма спрямованості, ефективна висота, параметричний ефект, метод моментів, радіосигнал, спектр, пульсації, бітова помилка, графо-аналітичний метод.

Список публікацій за темою дисертації

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати:

1. Zadorozhniy A. S. The distortion of radio signals spectra by parametric system "basic antenna - the fuselage of helicopter" / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.1 (35). – P. 35 – 40.
2. Zadorozhniy A. S. Signal distortion in helicopters antenna system / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.2 (36). – P. 21 – 27.
3. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.
4. Zadorozhniy A. S. Additive mixes of narrowband signal and noise parametrically ransformations in not directional antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.4 (38). – P. 19 – 24.
5. Zadorozhniy A. S. Pulsation coefficient directivity diagram pin antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.3 (45). – P. 11 – 17.
6. Zadorozhniy A. S. Attenuation average signal power in the helicopter antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.2 (44). – P. 11 – 15.
7. Zadorozhniy A. S. The quality assessment of the digital communication channel with the helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2016. – No.2 (48). – P. 37 – 42.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

1. Zadorozhniy A. S. // Parametric effects in not directed antennas, installed on the helicopter fuselage / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE IX International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2013). – Odessa, 2013. – P. 378 – 380. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).
2. Задорожний О. С. // Енергетичні втрати та спотворення спектру сигналу на виході антенної системи вертольоту / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми навігації та управління рухом: Всеукраїнська науково-практична конференція молодих учених та студентів. – Київ, 2013. – с. 75.
3. Задорожний О.С. // Спотворення сигналів в радіосистемах гелікоптера // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2014. – С. 32.
4. Задорожний О. С. // Вплив обертань несучого гвинта гелікоптера на збільшення бітової похибки в цифровому каналі передачі даних / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2016. – С. 109.
5. Zadorozhniy A. S. // Radio signal distortion assessment by non directional antennas of the helicopter / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE XI International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2017. – P. 383 – 385. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).

ABSTRACT

Zadorozhny O. S. Parametric transformations in low-directional helicopter antennas. - Qualifying scientific work on the rights of manuscript.

Thesis for the scientific degree of candidate of Technical Sciences on the specialty "Radio engineering and television systems" (05.12.17), National Aviation University, Ministry of Education and Science of Ukraine. Kyiv, 2017

The thesis is devoted to the study and evaluation of radio signal distortion and unintentional narrowband impedance by the system of "low-directional antenna – the helicopter body" arising during its main rotor rotation. The purpose of the thesis is to develop theoretical and methodological principles for assessing the impact of the helicopter antenna system condition on the quality of the digital data transmission channel from and to the board of the helicopter.

The helicopter construction differs significantly from other aircraft, for example, the airplane. The helicopter main rotor size is compatible with the size of its body. Since the helicopter body is the part of its original antenna system, and with the helicopter metal or metallic main rotor (as an element of its body) rotation, the geometric shape of its body changes. It inevitably leads to a change in the shape of the directional diagram of the low-voltage antenna. In this way, the directional pattern becomes pulsating, but it periodically changes over time, while the pulsation frequency depends on the rotational speed of the main rotor and the number of blades.

The method for estimating the coefficient of the antenna system orientation diagram unevenness is proposed in the scientific research for the first time, taking into account the pulses of effective antenna height, which arise during rotation of the helicopter main rotor. Using the software on the basis of the method of moments, the helicopter main rotor influence on the shape of the pulsating antenna pattern was studied, depending on the location of the antenna on the helicopter body, the main rotor construction and the material the blades are made of.

The analysis of various main rotor designs turned out that with the increasing number of blades, the frequency of pulsations increases accordingly, and the features of structures weakly affect the coefficients of irregularity and pulsations of the directional diagram. The position of the antenna on the helicopter body is the most important parameter that significantly affects the irregularity of the directional diagram and the main rotor impact on it. A characteristic feature of the antenna's position is an increase in the unevenness and pulsations of the directivity pattern when the antenna is moved along the helicopter body from the front to the back part. The best antenna position, in terms of the minimal impact of the main rotor on it, is at the bottom on the front part of

its body. The method used to analyze the antenna position on the abstract helicopter body allows us to simulate and study the optimal antenna position for any real helicopter.

The mathematical model of the effective antenna height as a proportion coefficient between the electromagnetic field strength at the point of the receiving antenna placement and the electromotive force on its terminals is time dependent, and it therefore provides parametric properties to the system of "standard antenna - helicopter body". The instantaneous values of the dynamic effective antenna height are given as a sum of the constant component, which is related to the value of the normalized diagram of the helicopter antenna system direction, if its rotor does not rotate, and the fluctuation component that occurs during the rotor rotation. The influence of the helicopter main rotor rotation on the spectral and energy indices of analog and digital radio signals of different types that excite the antenna is investigated on the basis of this model. As a result of the analysis, characteristic features of amplitude-frequency distortions of amplitude-modulated signals and signals with angular modulation were revealed. In the process of parametric signal transformation and narrowband interference there are parasitic satellite components, which exist due to the energy of the useful signal and the noise respectively. Satellite frequencies are combative in origin, they are slightly different from the frequencies of their "energy donors" and they therefore create appropriate beats with them. The satellites arising at the antenna output are very close to the corresponding donor spectral components and are formally their lateral components at the combination frequencies. They cannot be filtered under any circumstances. Distortions do not depend on radio receiving or radio transmitting path of the antenna. Such distortions of analog radio signals in the first place will affect the reduction of the radio system range.

The distortions analysis of digital signal types also indicates parametric distortion and radio signal strength loss. However, such distortions for digital modulation types demonstrate more serious consequences: jitter, intersymbolic interference, synchronization problems and other negative effects that can cause bit errors and incorrect data transfer.

By increasing the effective height of the antenna system amplitude of the pulsations, the average power consumed by the satellite content signal increases, which entails a corresponding the average power of each spectral component loss of the useful signal entering the input of the receiving device. Therefore, with the helicopter main rotor rotation, the *signal/interference* ratio at the output of the antenna system is always less than at its input.

Also the permissible diminution of signal strength in the antenna with parametric effects is estimated in the paper. If the information exchange is carried out between two helicopters, the permissible relative power losses for parametric transformation products in the radio channel will be 0.055 or 5.5%. The maximum possible loss value of 0.875 corresponds to a 9 dB attenuation (up to 8 times). If information is being exchanged between a helicopter and another object type, the permissible relative power losses for the parametric transformation products that arise in the radio channel are 0.031 or 3.1%. Maximum possible losses 0.5 correspond to the spectral components attenuation of the valid signal to 3 dB (2 times).

Satellites reduce their energy donor average power and a useful signal average power in general, while increasing the general interference power that affects the antenna system. The radio interference entering the helicopter receiving device input is subjected to similar parametric transformations. However, the redistribution of interference energy between the new spectral components existing and emerging in it, does not affect the value of its average power. The signal strength attenuation with the simultaneously increasing average power of the combined interference at the input of the receiver is accompanied by a deterioration of the qualitative indicators of the digital data transmission channel. Therefore, the probability of a bit error may exceed the value of the admissible uncorrected value in a digital channel, for example, an advanced system of automated dependent observations, implementing the principle "everyone sees everyone".

The thesis also analyzes the quantitative estimation method of the influence of relative pulsations of the antenna system orientation diagram on the probability on occurrence of a bit error. This allowed us to estimate the maximum permissible level of

the pulsations of the antenna system orientation diagram, and vice versa - to determine the minimum possible probability of occurrence of a bit error corresponding to the permissible level of pulsations.

Thus, the causal relationships between the helicopter main rotor rotation and the state of the data transmission channel from and to the board of the helicopter are established and evaluated in the thesis.

It is possible to attribute the following according to above mentioned, in order to reduce the probability of a bit error occurring in the data transmission channel from the board or on board the helicopter:

- choosing the appropriate point of the antenna placement at the stage of AC designing;
- FSK frequency manipulation phase on type PSK type replacement;
- the use of non-conducting materials in the helicopter main rotor blades construction.

Keywords: a helicopter, a low-directional antenna, a main rotor, a directional diagram, an effective height, parametric effect, the moment method, radio signal, spectrum, pulsation, bit error, a graph-analytic method.

List of publications on the topic of the dissertation

Scientific works, in which the main scientific results are published:

1. Zadorozhniy A. S. The distortion of radio signals spectra by parametric system "basic antenna - the fuselage of helicopter" / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.1 (35). – P. 35 – 40.
2. Zadorozhniy A. S. Signal distortion in helicopters antenna system / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.2 (36). – P. 21 – 27.

3. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.
4. Zadorozhniy A. S. Additive mixes of narrowband signal and noise parametrically transformations in not directional antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.4 (38). – P. 19 – 24.
5. Zadorozhniy A. S. Pulsation coefficient directivity diagram pin antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.3 (45). – P. 11 – 17.
6. Zadorozhniy A. S. Attenuation average signal power in the helicopter antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.2 (44). – P. 11 – 15.
7. Zadorozhniy A. S. The quality assessment of the digital communication channel with the helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2016. – No.2 (48). – P. 37 – 42.

Scientific works certifying the testing of the dissertation materials:

1. Zadorozhniy A. S. // Parametric effects in not directed antennas, installed on the helicopter fuselage / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE IX International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2013). – Odessa, 2013. – P. 378 – 380. (works of the international conference indexed by rating SCOPUS).
2. Zadorozhny O. S. // Energy losses and distortion of the signal spectrum at the output of the helicopter antenna system / V.O. Ivanov, O.S. Zadorozhny // Problems of navigation and traffic control: All-Ukrainian scientific and practical conference of young scientists and students. – Kyiv, 2013. – p. 75
3. Zadorozhny O.S. // Distortion of signals in helicopter radio systems // Problems of development of the global system of communication, navigation, observation and organization of air traffic CNS / ATM. – Kyiv, 2014. – P. 32.

4. Zadorozhny O.S. // The influence of the rotation of the helicopter's bearing screw on increasing the bit error in the digital data transmission channel / V.O. Ivanov, O.S. Zadorozhny // Problems of development of the global system of communication, navigation, observation and organization air traffic CNS / ATM. – Kyiv, 2016. – 109.

5. Zadorozhniy A. S. // Radio signal distortion assessment by non directional antennas of the helicopter / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE XI International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2017. – P. 383 – 385. (works of the international conference indexed by rating SCOPUS).

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	16
ВСТУП.....	17
РОЗДІЛ 1. МЕТОДИ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВИПРОМІНЮЮЧИХ СИСТЕМ СКЛАДНОЇ ГЕОМЕТРИЧНОЇ ФОРМИ.....	23
1.1. Стан питання про вплив несучого гвинта гелікоптера на інформаційні параметри корисного сигналу.....	23
1.2.Методи моделювання випромінюючих систем	25
1.2.1. Метод моментів.....	25
1.2.2. Метод теорії дифракції.....	34
1.2.3. Метод фізичної оптики.....	35
1.3.Радіосистеми гелікоптера	35
1.4.Лінії передачі даних системи автоматичного залежного спостереження	44
1.5.Типи модуляцій та маніпуляцій, що використовуються в авіаційних радіосистемах.....	48
1.6. Антени, що встановлюються на борту гелікоптера.....	53
РОЗДІЛ 2. ОСОБЛИВОСТІ ВИПРОМІНЮВАННЯ АНТЕННИХ ПРИСТРОЇВ, ВСТАНОВЛЕНИХ НА ГЕЛІКОПТЕРІ.....	59
2.1. Конструктивні особливості несучих гвинтів гелікоптера.....	59
2.2. Вибір методу математичного моделювання випромінюючої системи «штатна антена – фюзеляж гелікоптера».....	62
2.3. Результати моделювання діаграм спрямованості антен, встановлених на корпусі гелікоптера.....	68
2.3.1. Вплив конструкції несучого гвинта на діаграму спрямованості антени гелікоптера.....	71
2.3.2. Вплив матеріалу лопотів на діаграму спрямованості антени гелікоптера.....	81
2.3.3. Вплив положення антени на корпусі гелікоптера на її діаграми спрямованості.....	84

2.4. Висновки.....	91
РОЗДІЛ 3. СПОТВОРЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ СИСТЕМОЮ «АНТЕНА – КОРПУС ГЕЛІКОПТЕРА».....	93
3.1. Обґрунтування математичної моделі ефективної висоти антени гелікоптера.....	95
3.2. Спотворення аналогових сигналів параметричною системою «антена – корпус гелікоптера».....	97
3.3. Спотворення цифрових сигналів системою «антена – корпус гелікоптера».....	104
3.4. Спотворення адитивної суміші сигналу та завади системою «антена – корпус гелікоптера».....	107
3.5. Висновки.....	112
РОЗДІЛ 4. ЕНЕРГЕТИЧНІ ВТРАТИ В АНТЕНАХ ГЕЛІКОПТЕРА.....	114
4.1. Відносні витрати середньої потужності сигналу.....	116
4.2. Допустиме послаблення потужності сигналу в антенах гелікоптера.....	118
4.3. Оцінка імовірності виникнення бітової помилки в цифровому каналі передачі даних.....	120
4.4. Висновки.....	130
ВИСНОВКИ.....	134
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	135
ДОДАТОК А Список публікацій здобувача та відомості про апробацію результатів дисертації	141

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ICAO	International Civil Aviation Organization
ATM	Air Traffic Management
CNS	Communication, Navigation, Surveillance
VDL – 4	VHF digital link mode 4
GNSS	Global Navigation Satellite Systems
ADS	Automatic Dependent Surveillance
ДС	діаграма спрямованості
ЛА	літальний апарат
НГ	несучий гвинт
BER	Bit error ratio
ADS-B	Automatic Dependent Surveillance-Broadcast
МоМ	метод моментів
ФТД	фізична теорія дифракції
ОТД	однорідна теорія дифракції
МФО	метод фізичної оптики
ESARR	Eurocontrol Safety Regulatory Requirement
FSK	Frequency-shift keying
PSK	Phase-shift keying
ЛПД	лінія передачі даних

ВСТУП

Актуальність теми. Насиченість повітряного простору літальними апаратами різних типів призвела до виникнення принципових труднощів при глобальній організації повітряного руху за традиційними протоколами авіаційних радіотехнологій. Тому Міжнародна Організація Цивільної Авіації (International Civil Aviation Organization (ICAO)) запропонувала і впроваджує сучасну концепцію організації повітряного руху (Air Traffic Management (ATM)), засновану на супутникових технологіях визначення місцезнаходження рухомих об'єктів і цифрових каналів передавання даних у підсистемах зв'язку (Communication (C)), навігації (Navigation (N)) та спостереження (Surveillance (S)). До нових технологій, на основі яких реалізуються структурні елементи системи CNS/ATM, віднесені такі:

- **зв'язок:** застосування високошвидкісних цифрових ліній передавання даних (VHF Digital Link Mode 4 (VDL - 4); 1090 - ES);

- **навігація:** застосування глобальної системи супутникової навігації (Global Navigation Satellite Systems (GNSS));

- **спостереження:** встановлення транспондерів автоматичного залежного спостереження (automatic dependent surveillance (ADS)) на всіх літальних апаратах.

Входження аеронавігаційної системи України до загальної аеронавігаційної системи Європи та світу можливе лише при прийнятті та впровадженні на її території системи CNS/ATM за встановленими ICAO поетапними строками.

Окремі літаки і гелікоптери можуть мати однакові склади авіоніки і типи відповідних антен. Але гелікоптер – не літак. Ці літальні апарати можна сподобити лише на стоянці, якщо несучий гвинт гелікоптера не обертається, але радіоелектронні системи увімкнуті. Якщо несучий гвинт обертається, то конфігурація корпусу гелікоптера в будь-якому напрямку періодично змінюється, що відповідно змінює електричні параметри антен, в тому числі і форму діаграми спрямованості (ДС) [1]. Система у складі слабо спрямованої антени та корпусу гелікоптера набуває параметричних властивостей. При цьому у такій системі

«штатна слабоспрямована антена – провідний корпус гелікоптера» корисний сигнал будь-якого формату зазнає параметричних спотворень, іноді неприпустимих. Згаданий ефект призводить до зменшення рівня сигналу до 12 дБ, що відмічали в своїх роботах Пригода Б. А., Кокунько Б.С. [2]. Погіршення якості цифрового каналу передачі даних може супроводжуватися зникненням у них групи знаків та навіть окремих слів.

Вагомий внесок у дослідження проблем впливу корпусу літального апарату (ЛА) на параметри, встановлених на ньому, антен внесли Банков С.Е., Лавров А. С., Шатраков Ю.Г., Резников Г. Б., Іванов В.О., та інші.

Більш детальний аналіз літератури показав, що даний ефект досі не має теоретичного обґрунтування, а його вплив на аналогові та цифрові сигнали практично не досліджений. Це обумовлює необхідність детального дослідженні згаданого ефекту.

Беручи до уваги постанову ІКАО про обов'язкове обладнання всіх ЛА системою ADS-B до 2020 року, дослідження впливу описаного ефекту на якість цифрового каналу передачі даних (bit error ratio (BER)) є актуальною науковою задачею, яка дозволить усунути можливі проблеми ще на етапі оснащення гелікоптера системою automatic dependent surveillance-broadcast (ADS-B).

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконана на кафедрі радіоелектронних пристроїв та систем Національного авіаційного університету. Дисертаційна робота виконана відповідно в рамках держбюджетних науково-дослідних робіт: №9/22.01.02 «Комплекс апаратури передачі даних безпілотної авіаційної системи» від 1 вересня 2013р.; №102/22.01.07 «Система зв'язку безпілотної літального апарата» від 1 вересня 2016р.

Дисертаційна робота відповідає пункту WP9 (Дослідження, що стосуються повітряних суден). Переліку комплексів робіт (WP) та їх складових (SWP) за дослідницькою програмою ОрПР в єдиному європейському просторі (SESAR), оприлюдненої НДЦ НСЦ Украероруху у 2010 році, яка повинна бути впроваджена до 2030 року.

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розроблення теоретико-методологічних засад оцінювання впливу обертань несучого гвинта гелікоптера на якість цифрового каналу передачі даних.

Завдання, які необхідно вирішити для досягнення поставленої мети:

1. За допомогою методів математичного моделювання дослідити вплив несучого гвинта (НГ) на форму діаграми спрямованості (ДС) антени гелікоптера, виявити особливості зміни форми ДС в залежності від конструкції, матеріалу виготовлення і кількості лопатей НГ та місця розташування антени на корпусі гелікоптера; обґрунтувати та оцінити наслідки згаданого впливу.

2. Розробити математичну модель ефективної висоти антени з параметричними властивостями і на її основі дослідити спотворення структури корисного сигналу будь-якого типу та вузькосмуговою радіозавади на виході штатної антени.

3. Проаналізувати залежність втрат середньої потужності корисного сигналу від відносної амплітуди пульсацій ефективної висоти антени гелікоптера та обґрунтувати рівень допустимого послаблення середньої потужності сигналу в радіоканалі

4. Розробити метод оцінки імовірності виникнення бітової помилки в цифровому каналі передачі даних з борту та на борт гелікоптера на прикладі системи ADS-B з застосуванням лінії передачі даних VDL-4.

Об'єктом досліджень є явище параметричного спотворення радіосигналу в радіоканалах гелікоптера.

Предметом досліджень є спектральні та енергетичні характеристики сигналу в цифровому каналі передачі даних з борту та на борт гелікоптера.

Методи досліджень. Методи теорії функцій, метод комп'ютерного моделювання, метод моментів, методи сіткового моделювання, методи теорії ймовірності.

Наукова новизна отриманих результатів. В процесі проведених досліджень отримано такі нові результати:

- виявлена залежність нерівномірності діаграми спрямованості штатної антени від кількості лопотів несучого гвинта, його кінематичної схеми, місця розміщення на корпусі, матеріалу виготовлення лопотів та запропоновано метод оцінки нерівномірності ДС з урахуванням пульсацій, який на відміну від існуючих, враховує зміну форми ДС в часі, що забезпечує можливість кількісного порівняння фактичної нерівномірності пульсуючої ДС гелікоптера з вимогами нормативних документів;

- уперше створена математична модель ефективної висоти бортової антени – фактора параметричності каналу передачі даних, яка на відміну від існуючих, враховує фактор часу, що дозволяє дослідити вплив обертання несучого гвинта гелікоптера на спотворення сигналів різних класів та вузькосмугової завади, які одночасно існують на вході антени;

- уперше встановлено вплив рівня пульсацій ефективної висоти бортової антени гелікоптера на рівень спектральних складових спотвореного сигналу, що дозволяє оцінити середні, допустимі та максимальні втрати потужності корисного сигналу;

- уперше розроблено метод графо-аналітичної оцінки імовірності бітової помилки в параметричному каналі передачі даних, який відрізняється від відомих можливістю оцінки імовірності виникнення бітової помилки від відносних пульсацій ДС, що дозволяє знайти допустимий рівень пульсацій ДС при заданій імовірності бітової помилки, а також оцінити мінімально можливе значення імовірності бітової помилки при відомих пульсаціях ДС та виду модуляції сигналу.

Практичне значення отриманих результатів. Створений лінійний графоаналітичний метод (алгоритм) обчислення імовірності виникнення бітової помилки (BER) в цифрових каналах передавання даних з борту та на борт гелікоптера, яка нормується. Необхідність прогнозного або фактичного оцінювання BER виникає внаслідок реалізації концепції ICAO про глобальну організацію повітряного руху (CNS/ATM), оскільки бітова похибка в системах

зв'язку (C), навігації (N) та спостереження (S) збільшує ризик зіткнення повітряних суден у повітряному просторі.

Надається приклад застосування розробленого метода для обчислення BER у системі ADS-B, яка призначена для встановлення на гелікоптері, який вже експлуатується або ще тільки розробляється.

Алгоритм також дозволяє:

- на засадах відомого нормативного значення BER визначати середні значення пульсацій діаграми спрямованості системи «корпус гелікоптера – штатна штирова антена» і порівнювати їх з допустимими значеннями;

- виявляти на корпусі гелікоптера точки можливого розміщення штатної антени, в яких вплив обертань несучого гвинта на параметричні спотворення вихідного сигналу є допустимим.

Обґрунтованість і достовірність наукових результатів та висновків обумовлені коректним використанням математичного апарату, результатами математичного моделювання з застосуванням поширених методів, відсутністю протиріччя між отриманими результатами та їх фізичним змістом.

Особистий внесок здобувача. Основні положення представлені в дисертації отримані автором самостійно. У роботах, виконаних у співавторстві, здобувачеві належать створення математичної моделі ефективної висоти антени [41, 48,] та аналіз спотворень різних видів сигналу [41, 43, 48, 49] і завади [47], методики знаходження оптимального місця розташування слабо спрямованих штирових антен на корпусі гелікоптера [40, 38], вплив матеріалу і кількості лопатей та їх етажності на рівень пульсацій діаграми спрямованості антени [40, 38], аналіз енергетичних співвідношень [50, 51], графоаналітичний метод оцінки BER [53, 54].

Апробація результатів дисертації. Результати дослідження доповідались і обговорювались на міжнародних науково-технічних конференціях, серед яких:

- IEEE IX International Conference on antenna theory and techniques “ICAT 2013” (2013, Odessa);

– Всеукраїнська науково-парктична конференція молодих вчених і студентів “Проблеми навігації та управління рухом” (2013, Київ);

– Науково-технічна конференція “Проблеми розвитку глобальної системи зв’язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM” (2014, Київ);

– Науково-технічна конференція “Проблеми розвитку глобальної системи зв’язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM” (2016, Київ);

– IEEE IX International Conference on antenna theory and techniques “ICAT 2017” (2017, Kyiv);

Публікації. Основний зміст дисертації опубліковано в 12 друкованих роботах: з них 7 у фахових наукових виданнях (з них 7 внесені до міжнародної науково-метричної бази Google Scholar) та 5 в матеріалах наукових конференцій (з них 2 внесені міжнародної науково-метричної бази Scopus).

Структура та обсяг роботи. Дисертаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, висновків та списку літератури з 60 найменувань. Робота викладена на 143 сторінках друкованого тексту, містить 39 рисунків.

РОЗДІЛ 1

МЕТОДИ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВИПРОМІНЮЮЧИХ СИСТЕМ СКЛАДНОЇ ГЕОМЕТРИЧНОЇ ФОРМИ

1.1. Стан питання про вплив несучого гвинта гелікоптера на інформаційні параметри корисного сигналу

Антени, що використовуються на літальних апаратах, можна розділити на дві групи: гостроспрямовані та слабоспрямовані (ненаправлені).

Оскільки поле гостроспрямованих антен найчастіше локалізовано таким чином, що не збуджує струми в елементах корпусу ЛА, то корпус не впливає суттєвим чином на електричні параметри антен. Виключенням може бути гостроспрямована антенна решітка, що складається з випромінювачів, діаграма спрямованості кожного з яких слабоспрямована.

Розглядаючи ЛА з встановленою на ньому слабоспрямованою антеною, варто оцінити вплив фюзеляжу та інших його частин на електричні параметри антени. Суть такого впливу заключається в наступному. Електромагнітна хвиля, що випромінюється антеною, збуджує в обшивці ЛА, зазвичай провідній, електричні струми, які стають джерелами вторинного випромінювання. Сумарне поле являється результатом інтерференції первинного та вторинного полів.

В результаті інтерференції можуть мати місце різноманітні спотворення первинної діаграми спрямованості (ДС) антени, які будуть залежати від довжини хвилі, розмірів та конфігурації ЛА, а також від місця розташування на ньому антени. Найчастіше вплив корпусу ЛА проявляється в його екрануючій дії, в результаті чого ДС стають односторонні спрямованими. Можливі також випадки, коли в результаті інтерференції первинного та вторинного полів ДС приймає зрізану, пелюсткоподібну форму [1].

В такому випадку корпус ЛА разом з елементами збудження створюють єдину випромінюючу антенну систему. У випадку з літаком, форма корпусу якого не змінюється, можливо ще на етапі проектування ЛА оцінити вплив корпусу на електричні параметри та форми ДС антен та внести необхідні корективи. Однак у випадку з гелікоптером, вплив його корпусу на електричні параметри та форми ДС антен ідентичний до літака, тільки якщо несучий гвинт останнього не обертається. Але при обертанні несучого гвинта гелікоптера змінюється геометрія корпусу останнього, що призводить до періодичного змінювання форми ДС у часі. Це пояснюється сумірністю розмірів несучого гвинта та корпусу гелікоптера. Так, на прикладі широкорозповсюдженого гелікоптера Robinson R44 можна переконатися в сумірності розмірів несучого гвинта та його корпусу:

- довжина фюзеляжу - 9,06 м;
- довжина з гвинтом - 11,75 м;
- діаметр хвостового гвинта - 1,47 м;
- діаметр несучого гвинта - 10,04 м;
- висота - 3,27 м;
- колія шасі - 2,18 м.

Тому при обертаннях несучого гвинта АС набуває параметричних властивостей. Вказаний ефект може значною мірою впливати на роботу бортових радіосистем. Ослаблення корисного сигналу на виході антенної системи з параметричними властивостями при польоті вертольоту може сягати 12 дБ [2].

У довіднику [3] наведений графік залежності відносної індукованої напруги від кутового положення лопатів несучого гвинта, отриманий моделюванням на основі метода моментів. Також в роботі [4] наведені відомості про погіршення точності місця визначення гелікоптера з застосуванням супутникової системи радіонавігації за рахунок віртуального зменшення кількості навігаційних супутників у «сузір'ї» за рахунок їх періодичного затінення лопатями несучого гвинта гелікоптера. Однак будь-які інші відомості про теоретичні дослідження у даній галузі відсутні.

1.2. Методи моделювання випромінюючих систем

1.2.1. Метод моментів

Одним із методів для розрахунку поля антенної системи складної геометричної форми є Метод моментів, детально описаний в [5]. Метод моментів (Method of Moments, MoM) застосовується при вирішенні задач, в яких присутні струми в металевих або діелектричних структурах та випромінювання у вільний простір. Ці структури повинні бути електрично малими і зазвичай є металевими, проте спеціальні розширення методу допускають наявність діелектриків у вигляді покриттів або об'ємних елементів кінцевих розмірів [37].

Під впливом електричного поля \dot{E}^i , яке випромінюється штатною антеною, на поверхні іншого об'єкту збуджуються електричні струми I , які обумовлюють появу в просторі вторинних електричних полів \dot{E}^S [5]. Ці поля називають розсіяними полями. Знайшовши результуюче розсіяне поле можна отримати загальну структуру поля випромінюючої системи складної конфігурації. Таким чином необхідно, по-перше, знайти значення струмів I в кожному елементі сіткової моделі об'єкту, а, по-друге, обчислити напруженість розсіяного поля на поверхні кожного елемента сіткової моделі. Відомо, що на поверхні провідника тангенціальна складова напруженості електричного поля дорівнює нулю. Тому на поверхні будь-якого стрижня сіткової моделі:

$$\dot{E}_\tau^i + \dot{E}_\tau^S = 0, \quad (1.1)$$

тобто

$$\dot{E}_\tau^S = -\dot{E}_\tau^i.$$

Припускають, що фрагмент l з невідомою густиною струму $j(z')$ орієнтовано вздовж вісі z . Зв'язок густини струму з відомою збуджувальною функцією $g(z)$, яка визначена в точці z , надається рівнянням Фредгольма [5]:

$$\int_L k(z, z') I(z') dz' = g(z), \quad (1.2)$$

де z – координата точки спостереження, z' – координата точки на вісі елемента, в

якій розташовано джерело струму, $k(z, z')$ – ядро рівняння.

Більш конкретна форма рівняння (1.2), стосовно сіткової моделі, відома як рівняння Поклінгтона [5-7]:

$$\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') \left[\frac{\partial G(z, z')}{\partial z'^2} + k^2 G(z, z') \right] dz' = -i\omega \varepsilon E_z^i(z), \quad (1.3)$$

де $G(z, z') = \frac{e^{-ikr}}{4\pi}$ – функція Гріна;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число (коефіцієнт фази β);

$r = \sqrt{(z, z')^2 + a^2}$;

a – радіус стрижня сіткової моделі,;

$I(z') = \int_x j(z) dz$ – лінійний струм в точці z' ;

$E_z^i(z)$ – напруженість електричного поля на поверхні стрижня сіткової моделі в точці спостереження z , але поля падаючої хвилі.

Розв'язання рівняння (1.3) за методом моментів здійснюється у такому порядку:

– невідомі розподіли струмів $I(z')$ вздовж вісі z будь-якого фрагменту сіткової моделі розкладають по системі обраних базисних функцій $J_n(z')$ так, що

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n J_n(z'), \quad (1.4)$$

де невідомі постійні коефіцієнти I_n належать визначенню;

– в інтегральному рівнянні (1.3) після підставлення в нього (1.4) виділяються невідомі величини I_n :

$$\sum_{n=1}^N I_n \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} j_n(z') \left[\frac{\partial^2 G(z, z')}{\partial z'^2} + k^2 G(z, z') \right] dz' = -i\omega \varepsilon E_z^i(z); \quad (1.5)$$

– у лівій та правій частинах (1.5) створюють внутрішні скалярні добутки по типу

$$\langle \alpha\beta \rangle = \int_L \alpha\beta dt,$$

де t – змінна. Такий добуток називається внутрішнім добутком. Він дозволяє встановити взаємний вплив двох будь-яких елементів сіткової моделі. Один з множників внутрішнього добутку називається ваговою функцією W_m і відноситься до m -го елемента сіткової моделі, якій взаємодіє з n -м елементом.

Тепер співвідношення (1.5) набуває вид:

$$\sum_{n=1}^N I_n \int_{L_n} \int_{L_m} W_m(z) j_n(z') \left[\frac{\partial^2 G(z, z')}{\partial z'^2} + k^2 G(z, z') \right] dz' dz = -i\omega\varepsilon \int_{L_m} W_m(z) E_z^i(z) dz. \quad (1.6)$$

При застосуванні методу Галеркіна обирають вагові функції W_m такі ж, як базисні функції $J_m(z)$:

$$W_m = J_m(z'). \quad (1.7)$$

У співвідношенні (4.6) підінтегральна частина має розмірність опору. Тому вона позначається z_{mn} і називається узагальненим опором. Права частина (1.6) має зміст узагальненої напруги збудження і позначається U_m . При цьому вираз (1.6) стає еквівалентним формальній системі лінійних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} I_1 z_{11} + I_2 z_{12} + \dots + I_N z_{1N} &= U_1 \\ I_1 z_{21} + I_2 z_{22} + \dots + I_N z_{2N} &= U_2 \\ &\vdots \\ I_1 z_{N1} + I_2 z_{N2} + \dots + I_N z_{NN} &= U_N \end{aligned} \right\}. \quad (1.8)$$

В (1.8) z_{mn} – взаємні опори елементів сіткової моделі, а z_{nn} – власні опори.

Система рівнянь (1.8) може бути записана у матричній формі:

$$[z] \cdot [I] = [U], \quad (1.9)$$

де $[z]$ – матриця узагальнених імпедансів,

$[I]$ – матриця-стовбець невідомих коефіцієнтів розкладу (1.4),

$[U]$ – матриця-стовбець джерел збудження.

Розв'язок (1.9) здійснюється за спеціальними програмами після попереднього перетворення до форми

$$[I] = [z]^{-1} [U]. \quad (1.10)$$

Після того, як будуть знайдені струми (1.4) в усіх елементах сіткової моделі

складного об'єкту, можна переходити до обчислювання напруженості полів від будь-якого з них в точці спостереження за ЕМО. Але ж для цього необхідно мати розрахункові співвідношення стосовно кожного з елементів сіткової моделі, що довільно орієнтовані у просторі.

Умова (1.10) записується відносно струмів у матричному виді як:

$$[Z]^s [I]^s + [Z]^i [I]^i = 0, \quad (1.11)$$

де

$$[Z]^s = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} \end{vmatrix}; \quad [I]^s = \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_n \end{vmatrix};$$

$$[Z]^i = \begin{vmatrix} Z_{1,n+1} & Z_{1,n+2} & \dots & Z_{1,n+m} \\ Z_{2,n+1} & Z_{2,n+2} & \dots & Z_{2,n+m} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ Z_{n,n+1} & Z_{n,n+2} & \dots & Z_{n,n+m} \end{vmatrix}; \quad [I]^i = \begin{vmatrix} I_{n+1} \\ I_{n+2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{n+m} \end{vmatrix};$$

$[Z]^s$ – матриця взаємодії n пасивних провідних елементів (сегментів) сіткової моделі тіла складної форми;

$[I]^s$ – матриця-стовпець n невідомих струмів, які збуджуються на поверхні тіла первинним полем;

$[Z]^i$ – матриця взаємодії m активних провідних елементів (сегментів) сіткової моделі антени - джерел стороннього збудження пасивних елементів;

$[I]^i$ – матриця-стовпець звісних струмів у сегментах антени, яка встановлена на поверхні тіла.

Вводять позначення:

$$[U]^i = [Z]^i [I]^i,$$

де $[U]^i = [U_1, U_2, \dots, U_n]$ - матриця-стовпець напруг, що виникають під впливом падаючого електромагнітного поля на кожному сегменті сіткової моделі тіла складної геометричної форми. Таким чином, розв'язують матричне рівняння

$$[Z]^s [I]^s = -[U]^i \quad (1.12)$$

щодо невідомих струмів $I^i, i = 1, 2, \dots, n \dots$

Для чисельного розв'язку задачі методом моментів з урахуванням граничних умов (1.10) використовують кусочно-постійні базисні функції розкладання струму (1.7):

$$I(z') = \sum I_n J_n(z'). \quad (1.13)$$

Оскільки сегменти сіткової моделі тіла в загальному випадку не паралельні між собою, необхідно врахувати як подовжні E_z , так і радіальні E_ρ (поперечні E_x, E_y) складові електричного поля (рисунок 1.3).

Використовуючи лінійний оператор, співвідношення (1.13) надається у вигляді [5, 8]:

$$L_{\text{оп}}[I(z)] = \bar{z} \dot{E}_z^s + \bar{\rho} \dot{E}_\rho^s. \quad (1.14)$$

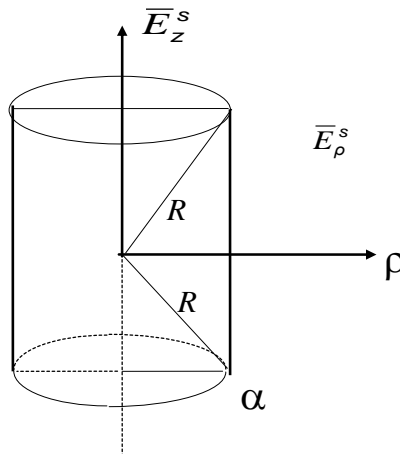


Рис. 1.1. Сегмент сіткової моделі в циліндричній системі координат

Для визначення елементів матриці імпедансів $[Z]^s$ потрібно обчислити дотичну складову електричного поля, яке збуджується j -м сегментом при розташуванні точки спостереження в центрі i -го сегменту.

Нехай координати центральних точок сегментів i і j рівні відповідно

(x_i, y_i, z_i) і (x_j, y_j, z_j) . Відстань між цими точками:

$$r_{ij} = \sqrt{x_{ij}^2 + y_{ij}^2 + z_{ij}^2}, \quad (1.15)$$

де

$$x_{ij} = x_i - x_j, \quad y_{ij} = y_i - y_j, \quad z_{ij} = z_i - z_j.$$

Радіус-вектор \bar{r}_{ij} дорівнює:

$$\bar{r}_{ij} = \bar{x}x_{ij} + \bar{y}y_{ij} + \bar{z}z_{ij}, \quad (1.16)$$

де $\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}$ – орти в декартовій системі координат.

Нехай \bar{i} і \bar{j} – одиничні вектори, що паралельні осям i -го і j -го сегментів відповідно. Просторова орієнтація одиничного вектора \bar{i} визначається кутом α_i , який він утворює з поверхнею XOY , а також кутом β_i щодо поверхні XOZ . При цьому:

$$\bar{i} = \bar{x}\cos\alpha_i + \bar{y}\cos\alpha_i\sin\beta_i - \bar{z}\sin\alpha_i \quad (1.17)$$

Аналогічно визначається одиничний вектор \bar{j} :

$$\bar{j} = \bar{x}\cos\alpha_j + \bar{y}\cos\alpha_j\sin\beta_j + \bar{z}\sin\alpha_j. \quad (1.18)$$

Для подальшого аналізу зручно використати обертову циліндричну систему координат (ρ', ϕ', z') із новим початком відліку, який розташований в точці (x_j, y_j, z_j) , і віссю Z , що збігається з подовжньою віссю j -го сегменту. Координати центру i -го сегмента у цій модернізованій системі координат дорівнюють:

$$z' = x_{ij} \cos\alpha_j \cos\beta_j + y_{ij} \cos\alpha_j \sin\beta_j - z_{ij} \sin\alpha_j, \quad (1.19)$$

$$\rho' = (r_{ij}^2 - z'^2)^{1/2}. \quad (1.20)$$

Тепер напруженість електричного поля, яке збуджується j -м сегментом у точці спостереження, що знаходиться в центрі i -го сегменту, можна записати у виді

$$\dot{E}_{ij} = \bar{\rho}E'_\rho + \bar{j}E'_z, \quad (1.21)$$

де

$$\bar{\rho} = (\bar{r}_{ij} + z'(-\bar{j}))/\rho'. \quad (1.22)$$

Складові поля (1.21) $\dot{E}'_z, \dot{E}'_\rho$, яке збуджується в точці спостереження окремим j -м елементом сіткової моделі, тобто диполем Герца, що довільно орієнтований у просторі, визначаються з співвідношень, які вважаються відомими. Нарешті, коефіцієнт \dot{Z}_{ij} визначається складовою вектора $\dot{\bar{E}}_{ij}$, дотичної до i -го сегменту:

$$\dot{Z}_{ij} \equiv \dot{\bar{E}}_{ij}, \quad (1.23)$$

де \dot{Z}_{ij} -елемент матриці $[Z]^S$.

Зі співвідношень (1.17), (1.18), (1.21), (1.22) випливає:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{ij} \equiv & (\dot{E}'_z - z'\dot{E}'_\rho/\rho') \cdot (\cos\alpha_i \cos\beta_i \cos\alpha_j \cos\beta_j + \\ & + \cos\alpha_i \sin\beta_i \cos\alpha_j \sin\beta_j + \sin\alpha_i \sin\beta_i) + \\ & + E'_\rho (x_{ij} \cos\alpha_i \cos\beta_i + y_{ij} \cos\alpha_i \sin\beta_i - z_{ij} \sin\alpha_i) / \rho'. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Складова \dot{E}'_z визначається на підставі виразу (1.6) чисельним інтегруванням по методі Ньютона-Котеса (рівновіддалених вузлів) [7, 8].

Значення \dot{E}'_ρ/ρ' можна одержати з співвідношень для елементарного збуджувача електричного поля, які будуть обґрунтовані у подальшому.

Визначення елементів матриці (1.11) здійснюється у два етапи.

На першому етапі визначаються діагональні елементи Z_{ii} матриці $[Z]^S$. Діагональні елементи визначають взаємодію будь-якого з n сегментів на поверхні тіла складної форми із самим собою, тобто власний імпеданс елемента сіткової моделі. При цьому:

$$\alpha_i = \alpha_j; \beta_i = \beta_j; x_{ij} = y_{ij} = z_{ij} = 0, z' = 0, \rho' = 0$$

і, як випливає з (1.24):

$$\dot{Z}_{ij} \equiv \dot{E}'_z. \quad (1.25)$$

Обчислення складової \dot{E}'_z (1.25) у подальшому зручно провести

окремо для її дійсної і мнимі частин:

$$\dot{E}'_z = \text{Re}(\dot{E}'_z) + \text{Im}(\dot{E}'_z). \quad (1.26)$$

На другому етапі визначаються недиагональні елементи Z_{ij} матриці $[Z]^s$, які визначають взаємодію j -го сегмента сіткової моделі тіла з центром i -го сегменту. При цьому, для визначення Z_{ij} , слід розрахувати дійсні та уявні складові комплексних напруженостей \dot{E}'_z і \dot{E}'_ρ .

Аналогічно знаходиться матриця взаємодії n сегментів сіткової моделі поверхні об'єкта із відомим розподілом струмів (I_1, I_2, \dots, I_n) із m сегментами антен (із відомим розподілом струмів $I_{n+1}, I_{n+2}, \dots, I_{n+m}$) - матриця $[Z]^i$. З виразу (1.12) одержуємо матрицю напруги збудження $[U]^i$.

Для розв'язку матричного рівняння (5.3) використовуємо метод Краута (LU - розкладання) [8]. Сутність цього методу полягає в тому, що матрицю $[Z]^s$ уявляють у виді добутку двох трикутних матриць:

$$[Z]^s = [L]^s [U]^s, \quad (1.27)$$

де

$$[L]^s = \begin{vmatrix} l_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 & \dots & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & \dots & 0 \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ l_{n1} & l_{n2} & l_{n3} & \dots & l_{nn} \end{vmatrix}; \quad [U]^s = \begin{vmatrix} 1 & U_{12} & U_{13} & \dots & U_{1n} \\ 0 & 1 & U_{23} & \dots & U_{2n} \\ 0 & 1 & 0 & \dots & U_{3n} \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ \cdot & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{vmatrix}.$$

Співвідношення (1.12) перетворюємо до виду:

$$[L]^s [U]^s [I]^s = -[U]^s. \quad (1.28)$$

Визначаємо допоміжний вектор $[P]^s$ як

$$[U]^s [I]^s = [P]^s.$$

З цього рівняння вектор $[P]^s$ знайти неможливо, оскільки невідомий вектор $[U]^s$. Однак, підставивши $[P]^s$ в (1.28), одержують:

$$[L]^s [P]^s = -[U]^s. \quad (1.29)$$

Якщо матриці $[L]^s$ надати спеціальну форму, то вектор $[P]^s$ можна буде легко визначити. Для цього запишемо (1.29) у вигляді системи рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \ell_{11} p_1 &= -U_1^i \\ \ell_{21} p_1 + \ell_{22} p_2 &= -U_2^i \\ \ell_{31} p_1 + \ell_{32} p_2 + \ell_{33} p_3 &= -U_3^i \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \ell_{n1} p_1 + \ell_{n2} p_2 + \ell_{n3} p_3 + \dots + \ell_{nn} p_n &= -U_n^i \end{aligned} \right\}. \quad (1.30)$$

З (1.30) одержуємо:

$$\begin{aligned} p_1 &= -U_1^i / \ell_{11}; \\ p_2 &= -(U_2^i + \ell_{21} p_1) / \ell_{22}; \\ p_3 &= -(U_3^i + \ell_{31} p_1 + \ell_{32} p_2) / \ell_{33}, \end{aligned}$$

або в загальному вигляді:

$$p_i = -(U_i^i + \sum_{j=1}^n \ell_{ij} z_j) / \ell_{ij}; \quad i = 2, 3, \dots, n. \quad (1.31)$$

Тепер зі співвідношення (1.31) знаходять невідомі вектори. Для цього (1.30) записують у такій формі [5]:

$$\left. \begin{aligned} I_1 + U_{12} I_2 + U_{13} I_3 + \dots + U_{1n} I_n &= p_1 \\ I_2 + U_{23} I_3 + \dots + U_{2n} I_n &= p_2 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ I_{n-1} + U_{n-1} I_n + \dots + U_{nn} I_n &= p_n \\ I_n &= p_n \end{aligned} \right\}. \quad (1.32)$$

Починаючи з останнього рівняння, можна послідовно знайти елементи

матриці $[I]^S$, струми в елементах сіткової моделі об'єкту:

$$I_n = p_n; \quad I_i = p_i - \sum U_{ij} I_j; \quad i = n-1, n-2, n-3, \dots, 1.$$

У загальному випадку поле в точці спостереження надається у вигляді:

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \bar{r} \dot{E}_r + \bar{\theta} \dot{E}_\theta + \bar{\varphi} \dot{E}_\varphi, \quad (1.33)$$

де $\bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\varphi}$ – орти в сферичній системі координат.

Визначення компонент електричного поля (1.33), яке збуджується в дальній зоні елементарним випромінювачем, довільно орієнтованим у просторі і з вже зв'язним струмом, дозволяє отримати розрахункові діаграми спрямованості.

1.2.2. Метод теорії дифракції

Ще одним методом розрахунку поля, менш точним ніж МОМ, але таким що потребує менше ресурсів, є метод фізичної теорії дифракції (ФТД). Фізичний принцип показує, як розсіяне поле поза тілом розсіювання може бути визначено за допомогою інтеграла від відповідних величин поля на поверхні тіла. Геометричний принцип стверджує, що на досить високій частоті (коли довжина хвилі досить мала в порівнянні з характерними розмірами тіла) поверхневі інтеграли можуть бути обчислені асимптотично і дають уявлення для розсіяного поля в формі геометричних променів, включаючи дифракційні промені.

Важлива перевага ФТД є наслідком того, як вона оперує з поверхневими полями. У них виділяються рівномірна компонента, яка визначена всюди на поверхні, і нерівномірна компонента, яка є поправочною величиною. У електродинаміки рівномірна компонента зазвичай, хоча і не завжди, визначається наближенням фізичної оптики (ФО). А саме: поверхнєве поле в даній точці вважається таким же, як якщо б ця точка перебувала на нескінченній площині, дотичної до реального тіла в даній точці. При цьому передбачається, що на такій площині виконують ті ж самі граничні умови, що і на реальному тілі в точці дотику [9].

Однорідна теорія дифракції (ОТД) - більш сучасний метод наближеного рішення задач розсіювання хвиль на великих об'єктах. В рамках цього методу поверхня об'єкта представляється набором плоских багатокутників, що мають

спільні ребра. Поле, розсіяне багатокутником, розділяється на дві складові: геометро-оптична частина, породжена плоскою поверхнею, і поле, породжене ребрами. Метод ОТД вважається більш точним, ніж МФО, і має приблизно ті ж межі застосування.

1.2.3. Метод фізичної оптики

Метод фізичної оптики (МФО) - це класичний метод наближеного рішення електродинамічних задач, який ще називається методом Кірхгофа. В рамках цього методу завдання пошуку струмів на металевих поверхнях виключається, а струм наближено обчислюється через магнітне поле падаючої на об'єкт хвилі. Саме його вважають рівним подвоєному дотичному магнітному полю падаючої хвилі. Далі розсіяне поле обчислюється за допомогою апарату функцій Гріна через заданий розподіл струмів. МФО добре працює при вирішенні задач розсіювання плоских хвиль на об'єктах великих розмірів. При зменшенні розмірів об'єкта апроксимація струму магнітним полем падаючої хвилі стає невірною.

1.3. Радіосистеми гелікоптера

Радіотехнічне обладнання забезпечує телефонний, телеграфний та інші види зв'язку між різними ЛА, між ЛА і землею, всередині ЛА.

Приймально-передавальні командні радіостанції забезпечують безпошуковий і безпідстроюваний (з дискретним переналаштуванням каналів) симплексний або дуплексний зв'язок екіпажів ЛА з наземними командно-диспетчерськими пунктами і екіпажами інших ЛА.

Симплексний (від лат. Simplex - простий) зв'язок - система зв'язку між абонентами, при якій в кожному з пунктів зв'язку прийом і передача повідомлень проходить по черзі. Дуплексний (від лат. Duplex - подвійний) зв'язок - система зв'язку, при якій прийом і передача повідомлень по одному каналу відбувається одночасно в обох напрямках.

Радіосистеми дальнього зв'язку працюють в короткохвильовому (КВ) діапазоні частот 2-30 МГц. У цьому діапазоні використовується промінь з

багаторазовим відображенням між іонізованим шаром повітря на висотах 100-150 км і земною поверхнею, внаслідок чого стійкість зв'язку залежить не тільки від потужності і характеристик радіосистеми, але і від часу доби, сонячної активності, географічного положення приймача і передавача. Проте дальність зв'язку літака із землею може досягати 5-6 тис. км.

Радіосистеми ближнього зв'язку працюють в ультракороткохвильовому (УКВ) діапазоні частот 118-136 МГц. У цьому діапазоні використовується "прямий промінь", забезпечуючи зв'язок в межах прямої видимості (політ за маршрутом, зліт, посадка, стоянка). При висоті польоту близько 10 000 м з урахуванням кривизни Землі радіостанції такого типу забезпечують впевнену зв'язок на відстанях 350-400 км.

Внутрішні радіосистеми (літакові переговорні пристрої) забезпечують зв'язок між членами екіпажу, прийом мовної інформації від технічних засобів АСУ ТП, при цьому зберігається можливість зовнішнього зв'язку. На пасажирських літаках встановлюються радіосистеми оповіщення та розваги пасажирів для передачі різної інформації, аудіо- та відеопрограм в пасажирські салони.

Крім того, на літаках є переносні автономні аварійно-рятувальні КВ і УКХ - радіостанції для двостороннього симплексного зв'язку екіпажу літака, що зазнав аварії або зробив вимушену посадку, з базами і ЛА рятувальної служби в телефонному та телеграфному режимах і автоматичної передачі сигналу лиха. УКХ радіостанції використовуються в якості радіомаяків для приводу ЛА і судів рятувальної служби.

На кожному ЛА встановлюється магнітна система реєстрації польоту (МСРП), що забезпечує безперервний синхронний запис з реєстрацією часу на спеціальні магнітофони від бортових засобів контролю параметрів, що характеризують рух літака, положення органів управління, стан основних елементів конструкції, силової установки та всіх систем літака, всіх переговорів екіпажу з наземними службами і між собою.

Запис проводиться на стрічку магнітофона (накопичувача інформації) з безперервним стиранням раніше записаної інформації і збереженням інформації

про останні декілька годин (або хвилинах, в залежності від ємності накопичувачів інформації) польоту.

Застосування МСРП дозволяє контролювати дії членів екіпажу в умовах звичайної експлуатації і при навчанні льотного складу, контролювати стан і режими роботи основних елементів конструкції, силової установки, літакових систем, обладнання та агрегатів літака, визначити обставини та причини льотної події або передумови до льотної події. Пілотажно-навігаційне обладнання забезпечує визначення географічного положення ЛА, вимір і індикацію параметрів польоту, визначення місця розташування ЛА в повітряному просторі, стабілізацію та автоматичне керування польотом і включає в себе:

- прилади та системи для визначення висотно-швидкісних параметрів польоту, кутів атаки і ковзання, а також кутів тангажа і крену, що видають інформацію про орієнтацію ЛА щодо вертикалі на один з найважливіших навігаційних приладів - авіагоризонт, прилади та системи для визначення кутових швидкостей і прискорень (перевантажень) ЛА;

- магнітні компаси, що реагують на магнітне поле Землі, для визначення курсу;

- гіроскопічні прилади для визначення курсу з магнітною корекцією похибки, яка накопичується в тривалому польоті і при маневрах ЛА в зв'язку з відходами гіроскопів;

- астрономічні курсові системи здатні фіксувати напрямок (кутову координату) ЛА щодо будь-якої зірки або значно віддаленої планети за допомогою астродатчика або фотоелектричних секстантів.

Астродатчики - від грец. astron - зірка, секстант - від лат. sextans - шостою; лімб секстанта становить близько 1/6 частини кола; лімб (від лат. limbus - облямівка, пояс) - покажчик, розділений штрихами на градуси, мінути.

Радіоелектронні пристрої пілотажно-навігаційного обладнання включають в себе:

- автоматичні радіокомпаси - спостережні радіотехнічні системи, безперервно визначаючи курсовий кут наземної приводної або широкомовної радіостанції і дозволяють автоматизувати політ на радіостанцію і від неї;

- радіосекстанти, в яких використовується пеленгація Сонця і світил по їх радіовипромінюванню. Пеленгація (від гол. Peiling - пеленг - напрямок на який-небудь об'єкт від спостерігача) - вимір кута між площиною меридіана і вертикальною площиною, що проходить через місце спостерігача і спостережуваний об'єкт;

- радіовисотомір великих і малих висот, що видають інформацію екіпажу і в бортові системи про поточну істинну висоту польоту незалежно від характеру місцевості і метеорологічних умов. По суті, це автономні спостерігаючі вимірювачі, що забезпечують також і сигналізацію про задану висоту польоту;

- радіодалекоміри і дальномірні радіотехнічні системи розпізнають наземні радіомаяки і вимірюють похилу дальність ЛА щодо радіомаяків;

- доплерівські вимірювачі швидкості і кута зносу - автономні радіолокатори, що забезпечують безперервне визначення шляхової швидкості, кута зносу ЛА під впливом вітру від первинного напрямку польоту і відстані до кінцевого або проміжного пункту маршруту;

- радіосистеми дальньої навігації, об'єднуючи можливості бортового пілотажно-навігаційного обладнання, забезпечують взаємодію з наземними службами і радіотехнічним обладнанням регулювання руху для контролю шляху і виведення літака в заданий район;

- кутомірно-дальномірні радіосистеми ближньої навігації, що працюють спільно з наземним обладнанням і безперервно вимірюють навігаційні координати (похилу дальність і азимут щодо наземних маяків). За допомогою цих систем можливо вивести літак в зону дії наземних систем посадки і визначати кутові відхилення від осі рівносигнальних зон курсового і гліссадного посадочних маяків. Ці сигнали надходять в бортову систему управління, використовуються для корекції навігаційного обчислювача, дозволяють пізнавати літак на наземних індикаторах кругового огляду;

- апаратура радіосистем посадки, що дозволяє пілотувати літаки за сигналами радіомаяків, виконувати передпосадкові маневри, захід на посадку. Апаратура дозволяє отримувати інформацію про кутове відхилення літака в горизонтальній

площині щодо осі злітно-посадкової смуги і про кутове відхилення літака відносно площини, що визначає кут глісади зниження (тобто положення літака у вертикальній площині), а також про момент прольоту маркерних радіомаяків, тобто про відстані до ЗПС;

- радіолокаційні станції (РЛС) в залежності від призначення літака виконують різні функції. Навігаційні РЛС пасажирських літаків дозволяють отримати на екрані індикатора в кабіні екіпажу радіолокаційне зображення місцевості, що забезпечує візуальне орієнтування за відсутності прямої видимості, виявляти хмарність з активною турбулентною діяльністю, виявляти попереду по курсу небезпечні грозові осередки і зустрічні літаки, визначати їх кутове положення і віддаленість. РЛС бойових літаків вирішує ці завдання, але їх головне призначення - виявлення цілей (об'єктів супротивника) і управління наведенням на них, забезпечення маловисотного польоту, попередження екіпажу про напад (про опромінення літака радіолокаційною станцією противника), захист задньої півсфери, проведення розвідки і радіопротидії.

- літакові відповідачі забезпечують взаємодію з наземним диспетчерським і посадковим радіолокаторами вітчизняних і зарубіжних систем УПР, автоматично передаючи (у відповідь на запит наземної системи) закодовану інформацію про координати, бортовий номер літака, державну приналежність літака, висоти польоту, запаси палива на борту. Запит і відповідь здійснюються на різних частотах, що збільшує перешкодозахищеність системи.

Необхідна інформація від радіоелектронних пристроїв пілотажно-навігаційного обладнання візуально відтворюється для екіпажу і надходить в бортовий пілотажно-навігаційний комплекс [10-13].

Кожна з згаданих радіосистем працює в виділеному діапазоні частот [1, 56, 57, 60]. Нижче наведений перелік радіосистем та їх робочі діапазони, що використовуються на літаках та гелікоптерах, відповідно до ГОСТ 50860-96 “Самолеты и вертолеты. Устройства антенно-фидерные связи, навигации, посадки и УВД. Общие технические требования, параметры, методы измерений”:

- радіозв'язного обладнання діапазону частот 0,25-1,50 МГц (діапазону гектометрових хвиль);
- радіозв'язного обладнання діапазону частот 2-30 МГц (діапазону декаметрових хвиль);
- радіозв'язного обладнання діапазону частот 30-80 МГц (діапазону МХ-1);
- радіозв'язного обладнання діапазону частот 100-150, 200-400 МГц (діапазонів МХ-2 і дециметрових хвиль);
- обладнання супутникового радіозв'язку (СРЗ) діапазонів частот 280-290, 345-385 МГц (діапазону дециметрових хвиль);
- бортових пристроїв радіозв'язку діапазону частот 8-60 кГц;
- навігаційного обладнання радіосистем дальньої навігації (РОДН) діапазонів частот 10-13 і 100-120 кГц (діапазонів міріаметрових і кілометрових хвиль);
- автоматичного радіокомпаса (АРК) діапазону частот 0,15-1,75 МГц (діапазону гектометрових хвиль);
- навігаційного обладнання кутомірної системи діапазону частот 108,0-117,9 МГц (діапазону метрових хвиль);
- маркерних радіоприймачів (МРП) частоти (75,0 плюс мінус 0,1) МГц (діапазону метрових хвиль);
- обладнання супутникової навігаційної системи (СНС) діапазонів частот 1500-1700 МГц (діапазону дециметрових хвиль);
- обладнання радіосистеми ближньої навігації (РСБН) діапазонів частот 800-813 МГц, 726-1001 МГц;
- обладнання радіодальноміра ДМ діапазонів частот 962-1215 МГц (діапазону дециметрових хвиль);
- курсових радіоприймачів (КРП) радіотехнічного обладнання посадки (ILS) діапазону частот 108-112 МГц (діапазону метрових хвиль);
- глісадних радіоприймачів (ГРП) діапазону частот 328-336 МГц (діапазону дециметрових хвиль);
- обладнання мікрохвильової системи посадки (МЛС) діапазону частот 5031,0-5090,7 МГц (діапазону сантиметрових хвиль);

- обладнання літакових відповідачів (СО УПС) діапазонів частот 740,0-837,5; 1030-1090 і 8910-9570 МГц (діапазонів дециметрових і сантиметрових хвиль);
- обладнання системи попередження зіткнень літаків у польоті (СПЗ) в діапазонах частот 740,0-837,5 і 1030-1900 МГц (діапазонів дециметрових хвиль).[10,14]

В Україні, як і в інших країнах, йде інтенсивне впровадження системи автоматичних залежних спостережень типу випромінення (АЗС-В) на базі VDL-4 та 1090 ES. АЗС-В на базі 1090 ES дозволить в майбутньому скоротити і, мабуть, в майбутньому повністю витіснити вторинні радары для цілей спостереження для ОрПР. Слід зазначити, що розвиток АЗС-В на базі 1090 ES передбачає переважне використання т. зв. сценарію ADS-B Out, тобто інформацію про положення повітряних суден беруть лише наземні системи КПР. Процює така система на частоті 1090 МГц (діапазон дециметрових хвиль). Саме такого виду АЗС-В до 2020-2025 рр. розглядається в програмах NextGen і SESAR [58].

Поряд з розширеним сквіттером 1090 ES розглядається також використання ЛПД VDL-4, переважно для нижнього повітряного простору (вертольоти, авіація загального призначення, безпілотні авіаційні системи та ін.). ЛПД VDL-4 працює в діапазоні частот 117,975 – 137 МГц (діапазону метрових хвиль). Використання VDL-4 також доповнить системи 1090 ES в верхньому повітряному просторі. Розгортання цієї додаткової лінії зв'язку забезпечить реалізацію на борту повітряних суден цілого ряду додаткових застосувань.

Серед застосувань АЗС-В слід вказати ситуаційну обізнаність. Пілот на дисплеї CDTI бачить взаємне положення і вектор руху сусідніх повітряних суден. Спостереження здійснюється безпосередньо через АЗС-В від обладнаних повітряних суден. Передача інформації про необладнані повітряні судна здійснюється через диспетчера по лінії TIS-B. Вказана обставина дозволяє отримати переваги за ситуаційної обізнаності відразу ж після устаткування перших повітряних суден, не чекаючи, коли будуть обладнані інші повітряні судна. На базі ситуаційної обізнаності будуються такі застосування, як рух по поверхні аеродрому і забезпечення безпеки операцій на ЗПС. Автомобілі повинні бути обладнані приймачами GNSS; як ЛПД можуть використовуватися VDL-4.

На базі VDL-4 досягається забезпечення метеорологічної обізнаності. Повітряні судна отримують інформацію FIS-B від прилеглих центрів УПС; інформація надходить як у вигляді стандартних текстових повідомлень, так і у вигляді контурів небезпечних метеоявищ, що переміщуються в просторі – грозових утворень, обмерзання, підвищеної турбулентності та ін. Схожим чином здійснюється управління аеронавігаційною інформацією – передається інформація про закриті для польоту зони, закриті руліжні доріжки та ін. [15-17].

В даний час в усьому світі інтенсивно ведуться роботи по впровадженню безпілотних авіаційних систем в цивільний повітряний простір. Загальновизнано, що ця робота далека від завершення. На базі VDL-4 в повітряному просторі можна створити стійку до локальних відмов мережу. В разі, коли з яких-небудь причин надходження тієї чи іншої інформації по одній з ланок мережі не можливе, інформація надійде в потрібну точку по іншим ланкам мережі. Існує концепція доповнення та поліпшення ситуації на базі VDL-4, суть якої полягає в наступному: якась функціональна структура, що складається з сукупності безпілотних повітряних суден і наземного пункту (всі обладнані транспондерами VDL-4), проводить спостереження і керування всіма безпілотними повітряними судами. Взаємодія з цією системою УПР здійснюється через комп'ютер наземного пункту. При цьому функціонування системи УПР відбувається традиційним для даної системи способом. Диспетчер системи УПР знає про становище і наміри всіх безпілотних авіаційних систем. У той же час зовнішні пілоти всіх безпілотних авіаційних систем володіють інформацією про становище всіх повітряних суден і виконують всі вказівки диспетчера.

Використання VDL-4 виявляється ефективним при створенні систем вихрової безпеки. ЛА створює за собою зону вихрової турбулентності. Повітряне судно розраховує параметри зони вихрової турбулентності за собою з урахуванням аеродинамічної конфігурації ЛА, атмосферних умов та інших параметрів, після чого в радіомовному режимі посилає цю інформацію на наземний пункт УПР, а також довколишнім повітряним суднам. Повітряне судно, що летить позаду, отримавши зазначену інформацію, розраховує зони

небезпечного впливу вихрового сліду з урахуванням власних аеродинамічних характеристик, атмосферних умов та ін. І робить маневри по ухиленню від попадання в небезпечну зону, тим самим цей ЛА забезпечує диспетчерів і пілотів ЛА точною інформацією про вихровий струмінь, дозволяючи їм зробити належні дії по ухиленню від небезпечної ситуації.

1.4. Лінії передачі даних АЗС-В

Як вже було зазначено, для роботи системи АЗС-В можуть використовуватись два різні канали передачі даних 1090ES та VDL-4. Оскільки ЛПД 1090ES зазвичай використовується переважно для верхнього повітряного простору, то більш детально розглянемо ЛПД VDL-4, що є більш актуальною для гелікоптерів [16].

Система VDL забезпечує передачу даних по лінії зв'язку "повітря - земля" в рамках мережі авіаційного електрозв'язку (ATN). VDL функціонує паралельно з іншими підмережами ATN "повітря - земля".

У комплект обладнання наземних станцій VDL входять ДВЧ-радіоприймачі і ЕОМ, здатні обробляти протокол VDL в межах всієї зони дії. Станції VDL забезпечують зв'язок через наземну мережу електрозв'язку (наприклад, використовуючи X.25) з проміжними системами ATN, які будуть забезпечувати доступ до наземних кінцевих систем ATN.

Для ведення зв'язку з наземними станціями VDL повітряні судна повинні бути обладнані авіонікою VDL, до складу якої входитимуть ДВЧ-радіоприймачі і ЕОМ, здатні обробляти протокол VDL. При веденні зв'язку "повітря - земля" будуть використовуватися канали в 25 кГц в діапазоні 117,975 – 137 МГц.

Передавач / приймач VDL режиму 4 може настроюватися на будь-який канал шириною 25 кГц в згаданому діапазоні частот. Передавач здатний обмежувати діапазон настройки більш вузьким діапазоном.

Станція VDL - 4 може здійснювати прийом одночасно як мінімум на двох каналах.

Станції VDL - 4 використовують дві призначені в якості глобальних каналів сигналізації (GSC) частоти для забезпечення зв'язку користувачів і функцій управління лінією передачі даних.

Система VDL - 4 забезпечує сумісні з ATN послуги підмережі для видів застосування, пов'язаних з наглядом.

Транспарентність даних заключається в тому, що система VDL - 4 забезпечує незалежну від кодів і байтів передачу даних.

Система VDL - 4 забезпечує послуги радіомовної передачі на каналному рівні.

Система VDL - 4 забезпечує послуги двохпунктового зв'язку на каналному рівні.

Система VDL - 4 забезпечує зв'язок "повітря - повітря" без участі наземної системи, а також зв'язок "повітря - земля".

При роботі в режимі "повітря - земля" система VDL - 4 встановлює і забезпечує надійний зв'язковий тракт між повітряним судном та наземною системою, при цьому допускається, але не потрібне втручання людини. Перехід з однієї наземної мережі в іншу наземну мережу. У разі необхідності рухома станція DLS VDL - 4 переходить з однієї наземної станції DLS VDL - 4 на іншу.

Система VDL - 4 забезпечує можливість розрахунку часу за допомогою оцінки часу надходження прийнятих передач VDL - 4 в тих випадках, коли відсутні дані зовнішніх джерел про розрахунковий час надходження.

Рухливі і наземні станції VDL - 4 мають доступ до фізичного середовища, що працює в симплексному режимі.

ЛПД VDL - 4 має можливості підключення між галузями застосування, що функціонують в рамках кінцевих систем (ES) ATN, використовують ATN і її підмережі, включаючи VDL, для зв'язку "повітря - земля", забезпечується за допомогою об'єктів транспортного рівня в цих кінцевих системах. З'єднання на транспортному рівні між бортовими і наземними кінцевими системами

підтримуються за допомогою контрольованої зміни точних проміжних систем (IS) ATN і елементів мережі VDL, що забезпечують цей зв'язок.

З'єднання на транспортному рівні між ES ATN не тільки з певною підмережею, а блоки даних мережевого протоколу ICO-8473, що передаються ES, можуть проходити по будь-якій сумісній з ATN підмережі "повітря - земля" (наприклад, по лінії передачі даних авіаційної рухомої супутникової служби (AMSS), лінії передачі даних ВОРЛ, режим S або VDL), що відповідає вимогам, що пред'являються до якості обслуговування (QOS). З'єднання на транспортному рівні між бортовий ES і наземної ES зберігається до тих пір, поки є принаймні одне з'єднання підмережі "повітря - земля" між бортовий IS і наземною IS, пов'язаною з наземною ES. Очікується, що для збільшення в максимальному ступені зв'язку підмережі повітряне судно буде підтримувати з'єднання підмережі "повітря - земля" через будь-яку мережу (AMSS, режим S або VDL), з якої може бути встановлений зв'язок на каналному рівні.

Підмережа VDL забезпечує зв'язок у вигляді комутованих віртуальних каналів між об'єктами кінцевого обладнання даних (DTE) ICO-8208 бортових і наземних проміжних систем ATN. У зв'язку з тим, що НВЧ - сигнали можуть поширюватися тільки в межах прямої видимості, повітряним судам, що знаходяться в польоті, необхідно на регулярній основі встановлювати з'єднання по лінії зв'язку з новими наземними станціями VDL з метою забезпечення зони дії засобів НВЧ - зв'язку. Функціонування встановленого віртуального каналу VDL між DTE повітряного судна і наземним DTE забезпечується за рахунок контрольованого перемикання на наземну станцію, через яку забезпечується доступ до наземного DTE.

Віртуальні канали VDL можуть звільнитися в тому випадку, коли бортова або наземна IS визначають наявність штатної ситуації, при якій подальша необхідність у віртуальному каналі з наземним DTE відпадає, причому це відбувається лише в тому випадку, якщо інший віртуальний канал VDL залишається задіяним. Штатна ситуація являє собою ситуацію, в

рамках якої на рішення про встановлення з'єднання вплив надають інші, ніж зона дії, фактори. Наприклад, якщо повітряне судно знаходиться в межах встановленої робочої зони дії наземних станцій, експлуатується різними експлуатантами і має прийматися рішення про те, з яким експлуатантом встановлювати з'єднання. Особливо слід розглянути ситуацію, коли повітряне судно перетинає кордон між двома державами. Повітряне судно повинно встановлювати віртуальний канал з DTE проміжними системи держави, в повітряний простір якої воно входить, до звільнення віртуального каналу з DTE проміжної системи держави, повітряний простір якої воно залишає.

Бортова установка системи VDL-4 повинна забезпечити якісний зв'язок з наземною станцією. Тому ефективна випромінювана потужність повинна бути такою, щоб створювати напруженість поля принаймні 35 МКВ / м (-114,5 дБВт/м²) з розрахунку поширення у вільному просторі на відстанях і висотах, відповідних робочим умовам, властивим зонам, в межах яких експлуатується дане повітряне судно.

Наземна установка при цьому має забезпечити ефективну випромінюючу потужність таку, щоб створювати напруженість поля принаймні 70 мкВ / м (-109 дБВт/м²) в межах встановленої експлуатаційної зони дії системи, виходячи з вільного поширення сигналів в просторі.

Експлуатаційні параметри обладнання контролюються на фізичному рівні. Серед параметрів, що підлягають контролю варто виділити якість сигналу. Аналіз якості сигналу виконується на основі процесу оцінки в демодуляторі і процесу оцінки в приймачі.

До процесів, які можуть оцінюватися в демодуляторі, відносяться частота бітових помилок (BER, нормативне значення $BER = 10^{-4}$), відношення "сигнал - шум" (SNR) і фазовий тремтіння синхронізуючих імпульсів.

До процесів, які можуть оцінюватися в приймачі, відносяться рівень сигналу і групова затримка.

Лінія передачі даних VDL-4 використовує частотну маніпуляцію з гауссівською фільтрацією (GFSK). Перший передаваний біт (в настроювальній

послідовності) є високий тон і передаваний тон змінюється перед передачею 0 (тобто кодування без повернення до нуля з інвертуванням). Двійкові одиниці і двійкові нулі генеруються з індексом модуляції $0,25 \pm 0,03$ і добутком BT $0,28 \pm 0,03$, що забезпечує передачу даних зі швидкістю $19\,200$ біт/с ± 50 ppm. [18, 19].

Варто зазначити, що ЛПД 1090 ES використовує фазову маніпуляцію з гаусівською фільтрацією (GFSK) [15,20]

Станція VDL режиму 4 розраховує мінімальний рівень шуму, на основі даних вимірювання потужності на каналі в разі не виявлення дійсної настроювальної послідовності. Для розрахунку мінімального рівня шуму використовується алгоритм, при якому розрахунковий мінімальний рівень шуму менше значення максимальної потужності на каналі за останню хвилину, коли канал вважається вільним. Приймач VDL режиму 4 використовує алгоритм визначення рівня енергії в якості одного з способів визначення стану каналу (вільний або зайнятий). Один алгоритм, який може використовуватися для розрахунку мінімального рівня шуму, наводиться у відповідному керівництві по технічним вимогам до VDL режиму 4.

1.5. Типи модуляцій та маніпуляцій, що використовуються авіаційними радіосистемами

Велика різноманітність радіосистем, що використовуються на ЛА, обумовлюють використання різних класів випромінювання [57]:

A1A – двохсмугова амплітудна модуляція, цифрова інформація, телеграфія (слуховий прийом);

A1B – двохсмугова амплітудна модуляція, один канал з аналоговою інформацією, телеграфія (автоматичний прийом);

A3E – двохсмугова амплітудна модуляція, цифрова інформація, телефонія (звукове випромінювання);

F1A – частотна модуляція, цифрова інформація, телеграфія (слуховий прийом);

H3E – односмугова амплітудна модуляція, один канал з аналоговою інформацією, телефонія (звукове випромінювання);

R3E – односмугова амплітудна модуляція з подавленою несучою, один канал з аналоговою інформацією, телефонія (звукове випромінювання);

Одним з найпростіших видів модуляції є амплітудна (АМ) — вид модуляції, при якій параметром сигналу-носія, що змінюється, є амплітуда його коливань, узагальнена формула такого коливання приведена нижче:

$$E = E_0 \left[1 + \sum_{s=1}^{\infty} M_s \cos(\Omega_s t + \Phi_s) \right] \cos(\omega_0 t + \psi_0) \quad (1.34)$$

АМ сигнал має у своєму складі несуче коливання та дві бічні полоси, що несуть однакову інформацію, тому вважається надлишковим. АМ сигнал у якого подавлена несуча та одна з бічних полос, називається однополосномодульованим (ОМ) сигналом. Така модуляція має ряд переваг над АМ: значно вузьчий спектр сигналу, що дозволяє економніше використовувати частотний ресурс; значний вигравш по потужності, оскільки не потрібно передавати несучу та ще одну бічну полосу; менший рівень нелінійних спотворень; кращу завадостійкість. Тому знайшла широке застосування в авіації в системах радіозв'язного обладнання.

Ще одним видом аналогової модуляції є кутова модуляція, що включає в себе частотну та фазову модуляції.

Частотна (ЧМ) - тип модуляції, при якому частота вихідного сигналу змінюється в залежності від миттєвого значення інформаційного сигналу, інформаційний сигнал управляє частотою несучого сигналу $\omega = \omega_0 + \Delta\omega U(t)$.

В порівнянні з амплітудною модуляцією, при ЧМ - амплітуда залишається постійною.

Фазова (ФМ) - це спосіб модуляції при якій під керуванням вхідного інформаційного сигналу змінюється фаза несучого сигналу [21, 22].

На ряду з аналоговими видами модуляції широко використовуються цифрові види модуляції [23 – 28]. Одним із цифрових видів модуляції є ЧМ, у якої модулюючим сигналом є бінарний сигнал і, отже, несуча перемикається сигналами з однієї частоти на іншу, така модуляція має назву FSK. В загальному випадку схема модулятора FSK має наступний вигляд.

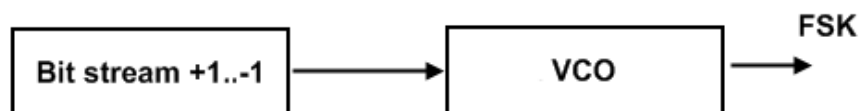


Рис. 1.2. Схема модулятора FSK

Прямокутний потік бітів перетворений до рівнів +/- 1 надходить на модулятор (генератор керований напругою), де рівню +1 відповідає одна частота, рівню -1 інша. Таким чином на виході модулятора отримуємо класичну FSK модуляцію. Як бачимо, рознос частот задається в модуляторі і може бути будь-яким, але не менше ніж V_r (BaudRate - швидкість маніпуляції), при меншому розносі коректно демодулювати такий сигнал неможливо. Спектр такого сигналу містить безліч гармонік за рахунок прямокутності імпульсів модуляції і різкого перемикання генератора в модуляторі. Основна енергія зосереджена навколо частот маніпуляції і займає смугу рівну V_r , що дає мінімально можливий спектр такого сигналу $2V_r$ при розносі рівному V_r , або Shift (рознос частот маніпуляції) + V_r в більш загальному випадку. Гармоніки за межами цього спектру можуть бути ефективно придушені без шкоди для успішної демодуляції, що і робиться на практиці.

Спектр навколо частот маніпуляції при розносі рівному V_r точно вкладається в простір між частотами без перекриття. Якщо частоти зближувати далі, то буде перекриття спектрів "чужих" посилок і взаємні сильні перешкоди. Основна ідея, для зменшення розносу частот при тій же швидкості маніпуляції, і як наслідок підвищення ефективності самої FSK, зменшити / звужити область основної енергії бічних навколо частот маніпуляції, що дозволить зменшити рознос. Ця ідея реалізується через попередню фільтрацію бітового потоку перед подачею на

модулятор. Для FSK широкого поширення набули фільтри Гауса, вони забезпечують досить ефективно звуження смуги за рахунок згладжування різких переходів напруги маніпуляції і хорошу керованість параметрами. В принципі будь-який фільтр, що згладжує різкі переходи придатний для цієї мети, але фільтри Гауса володіють більш кращими характеристиками, хоча вони не єдині. Класична FSK з попередньої фільтрацією напруги маніпуляції фільтром Гауса отримала назву GFSK. Загальна схема модулятора залишається такою ж як на рис. 1.2, але потік бітів проходить через фільтр Гауса рис. 1.3.



Рис. 1.3. Схема модулятора GFSK

Це дозволяє уникнути обмеження мінімального зсуву класичної FSK, $\text{Shift} \geq B_r$ в сторону зменшення. Від параметрів фільтра Гауса залежить наскільки сильно буде звужений основний спектр бічних і наскільки сильно можна зрушити частоти маніпуляції. На практиці (та власне і в теорії для такої схеми як зображено) ця величина завжди більше ніж $B_r/2$. Це викликано тим, що зменшення бічних досягається сильною похилістю фронтів напруги маніпуляції, що призводить до наїзду одного імпульсу на інший, і, як наслідок, до неможливості демодуляції. Типове зменшення розносу для GFSK становить на 30-40% від класичного $\text{Shift} = B_r$, тобто $\text{Shift} = (0.7-0.6)B_r$.

Подальший розвиток техніки FSK маніпуляції призвів до появи MSK маніпуляції, маніпуляції з мінімальним частотним зрушенням. Теоретично було обґрунтовано, за яких умов можлива маніпуляція з розносом частот $B_r/2$, в цьому випадку відбулася відмова від генератора керованого напругою, і для формування MSK маніпуляції використовуються квадратурні модулятори.

Проводячи аналогію, розглянемо сигнали з фазовою маніпуляцією (phase shift key PSK), якщо подамо в якості модулюючого сигналу на фазовий модулятор цифровий сигнал. Даний вид модуляції знайшов дуже широке застосування через

високу завадостійкість і простоту модулятора і демодулятора. Структурну схему модулятора показано на рисунку 1.4.

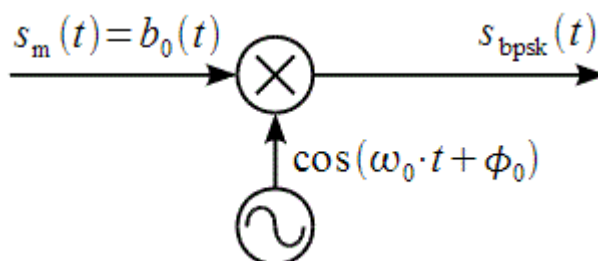


Рис. 1.4. Схема модулятора PSK

Інформація передається зі швидкістю Br біт/с, тривалість одного імпульсу цифрової інформації дорівнює $T = 1/Br$. Вихідний модулюючий сигнал $S_m(t) = b_0(t)$ множиться на несуче коливання $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ і отримуємо фазоманіпульований сигнал зі стрибком фази на π рад.

При передачі інформації з використанням PSK потрібно застосовувати системи, що стежать за демодуляцією сигналу. При цьому часто застосовують некогерентні пристрої прийому, які не узгоджені по фазі з генератором, що задається на передавальній стороні, і відповідно не можуть відстежити випадковий поворот фази в результаті поширення, що виходить за інтервал $\pm \pi/2$.

Для того щоб усунути переплутування інформаційних символів, використовують відносну маніпуляцію або як її ще називають диференціальну PSK (DPSK). Суть відносної маніпуляції полягає в тому, що кодується не саме біт інформації, а його зміна.

Вихідний потік бітів $b(t)$ проходить диференціальне кодування, після чого модулюється PSK і на приймальній стороні демодулюється некогерентним PSK демодулятором. Демодульований потік проходить диференційний декодер і отримуємо прийнятий потік $b(t)$.

DPSK дозволяє усунути інверсію символів при некогерентному прийомі на етапі декодування, але погіршується завадостійкість DPSK в порівнянні з PSK через збільшення помилок на етапі декодування.

1.6. Антени, що встановлюються на борту гелікоптера

В складі будь-якої радіосистеми, крім радіоприймального та радіопередавального пристроїв, є середовище, в якому розповсюджується електромагнітна хвиля а також передавальна і приймальна антени. Від параметрів останніх значною мірою залежить якість роботи радіосистеми.

Особливості компоновки антен на ЛА обумовлені діапазоном радіохвиль, в якому працює підключена до них апаратура, та типом ЛА (літак, гелікоптер), на якому вони розміщуються.

Антени гектометрових та кілометрових хвиль являють собою, як правило, приймальні антени з ненаправленою або слабонаправленою ДС. Найбільш часто в якості ненаправленої використовується шлейфова антена (АРК), яка є пристроєм зв'язку з основним приймальним елементом антени – корпусом ЛА. Слабоспрямовані антени реалізуються зазвичай на основі рамочних антен з поворотною ДС (АРК, РСДН)

Антени декаметрових хвиль представляють собою пристрої, призначені для збудження корпусу ЛА та окремих його частин. Тип та місце установки декаметрової антени визначається вимогами до ДС антени та особливостями корпусу ЛА.

Антени метрових хвиль являють собою самостійні випромінювачі електромагнітної енергії, ДС яких формуються з участю корпусу ЛА. Для антен метрового діапазону характерні дифракційні спотворення ДС, обумовлені екрануючою дією корпусу ЛА, та інтерференційні спотворення, які спричинені перевідбиванням енергії елементами ЛА.

Антени дециметрових та сантиметрових хвиль по своїм характеристикам подібні до наземних антен, що встановлюються над ідеально провідною поверхнею. Це свідчить про те, що на параметри такої антени впливають тільки

екрануючі властивості елементів корпусу ЛА. Тому вимоги до місця установки антен цього діапазону менш жорсткі.

Анени гелікоптерів будь-якого діапазону потребують більш зваженого вибору місця установки. Це зв'язано зі складністю форми гелікоптера, меншими його розмірами та більшою кількістю виступаючих деталей конструкції (стійки та колеса шасі, крило, несучий гвинт, автомат перекоосу та інші). Малі розміри поверхні, на якій знаходиться антена, можуть призвести до спотворення ДС. Наявність в обшивці гелікоптера стиків з поганим електричним контактом, а також елементів зі змінним електричним контактом визиває суттєві зміни електричних параметрів антен та появу електричного шуму. Ці обставини є вирізняючими ознаками ДС однієї і тієї ж антени літака та гелікоптера.

Анени є оборотними пристроями. Якщо до входу передавальної антени підвести електромагнітні хвилі, які пов'язані із спрямовуючою системою і енергією яких можна характеризувати напругою U та силою струму I , то на виході одержимо електромагнітні хвилі в просторі, енергію яких характеризують напруженість електричного поля E та напруженість магнітного поля H . Якщо до виходу тієї ж самої антени підвести енергію електромагнітних хвиль, що вільно поширюються в просторі, то внаслідок оборотності антен на вході одержимо енергію електромагнітних хвиль, які зв'язані із спрямовуючою системою. Ця властивість антени дозволяє одну і ту ж антену використовувати і як передавальну, і як приймальну [29].

В теорії антен можна виділити пряму і зворотну задачі. Суть прямої задачі – за заданою антеною та її живленням визначити поле випромінювання. В зворотній задачі задається розподіл поля випромінювання. Внаслідок розв'язання зворотної задачі визначається або синтезується антена та спосіб її живлення. В загальній постановці зворотна задача допускає безліч розв'язків, тому при синтезі для обмеження багатозначності встановлюються додаткові вимоги до антени.

При дослідженні передавальної антени необхідно знайти електромагнітне поле, яке утворюється антеною. Вважається, що відомі конструкція та конфігурація антени, електричні та магнітні властивості матеріалів, з яких вона

виготовлена, а також розміщення джерел сторонніх струмів та зарядів. Таке дослідження поділяють на два етапи.

На першому етапі необхідно знайти розподіл струмів, зарядів чи тангенціальних складових електромагнітного поля на поверхні антени. В зв'язку з тим, що підсумки цього етапу залежать виключно від будови та способу живлення антени, то перший етап одержав назву внутрішньої задачі теорії антен.

Другий етап полягає в тому, щоб за відомим розподілом джерел на поверхні антен визначити електромагнітне поле в просторі і розрахувати основні параметри антени. Цей етап часто називають зовнішньою задачею теорії антен.

При розв'язуванні прямої задачі використовують рівняння Максвелла, які в симетричній формі мають вигляд:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot}\mathbf{H} &= \varepsilon_a \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \delta^e; \\ \operatorname{rot}\mathbf{E} &= -\mu_a \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} - \delta^m; \\ \operatorname{div}\mathbf{E} &= \frac{\rho^e}{\varepsilon_a}; \\ \operatorname{div}\mathbf{H} &= \frac{\rho^m}{\mu_a}, \end{aligned} \tag{1.35}$$

де \mathbf{H} – вектор напруженості магнітного поля; ε_a – абсолютна діелектрична проникність середовища; \mathbf{E} – вектор напруженості електричного поля; δ^e – вектор густини електричного струму; δ^m – вектор густини фіктивного магнітного струму; ρ^e – об'ємна густина електричних зарядів; ρ^m – об'ємна густина фіктивних магнітних зарядів [30].

Одним із найважливіших параметрів антен є залежність інтенсивності електромагнітного поля від координатних кутів, що називається характеристикою спрямованості (ХС). В загальному випадку, якщо ХС визначає просторову залежність інтенсивності складових E або H електромагнітного поля, вживається позначення $f(\theta, \varphi)$. Якщо максимум цієї функції приведений до

одиниці, то ХС вважається нормованою і позначається через $F(\theta, \varphi)$. Графічне зображення ХС називається діаграмою спрямованості.

Ще одним важливим параметром є вхідний опір антени. Вхідний опір антени знаходиться як відношення напруги до струму на її вхідних клеммах та характеризує антену як навантаження для генератора. В загальному випадку вхідний опір антени є комплексна величина, що складається з активного та реактивного опорів. Цим параметром визначається узгодженість антени з фідером.

Ефективною висотою антени називають довжину вібратора з рівномірним розподілом струму, який в напрямі максимального випромінювання створює те ж значення напруженості поля, що й антена з тим же струмом на затискачах. Якщо відоме значення струму на затискачах антени I_A і максимальне значення напруженості поля E_{\max} , то, як впливає, діюча довжина може бути вирахована таким чином:

$$l_d = \frac{rE_{\max}}{30kI_A}. \quad (1.36)$$

За допомогою діючої довжини поле випромінювання реальної антени знаходимо за відомими ХС і фазовою ДС:

$$\dot{E}(\theta, \varphi) = i \frac{30kI_A l_d}{r} F(\theta, \varphi) e^{-ikr} e^{-i\psi(\theta, \varphi)}. \quad (1.37)$$

Для приймальної антени вживається інше визначення діючої довжини. Під діючою довжиною приймальної антени розуміють відношення ЕРС ε_a , яка виникає на затискачах розглядуваної антени до напруженості поля E біля антени :

$$l_d = \frac{\varepsilon_a}{E}. \quad (1.38)$$

При цьому антена повинна орієнтуватися так, щоб ЕРС ε_a була максимальною.

Значення діючої довжини, вчислені за формулами (1.36) і (1.38) для однієї і тієї ж антени, збігаються.

Зв'язок діючої довжини антени і КСД

$$D = \frac{30k^2 l_\delta^2}{R_\Sigma}. \quad (1.39)$$

Нижче наведено вираз для розрахунку діючої довжини

$$l_\delta = \sqrt{\frac{DR_\Sigma}{30k^2}} \quad (1.40)$$

або опору випромінювання за відомими КСД і діючою довжиною

$$R_\Sigma = \frac{30k^2 l_\delta^2}{D}. \quad (1.41)$$

Поляризаційна характеристика – це геометричне місце точок в полярній системі координат, відстань яких від початку координат пропорційна довжині проекції вектора напруженості електричного поля, що обертається в площині, перпендикулярній до напрямку поширення, на вісь приймальної антени лінійної поляризації, яка також обертається в тій самій площині.

Окрім поляризаційної характеристики, в антенній техніці використовують поняття «поляризаційна діаграма», під якою розуміють залежність коефіцієнта еліптичності від координатних кутів $K_e(\theta, \varphi)$.

Коефіцієнт корисної дії антени η_A – це відношення потужності P_Σ , яка випромінюється даною антеною в навколишнє середовище, до потужності P_A , яка живить антену:

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_A}. \quad (1.42)$$

Потужність живлення витрачається на випромінювання та на поновлення втрат, які з'являються внаслідок того, що частина енергії живлення перетворюється в тепло в антені і поглинається в тілах, розташованих в безпосередній близькості. Потужність, яка йде на поновлення втрат, будемо називати потужністю втрат.

Коефіцієнт підсилення – це відношення потужності живлення еталонної антени P_e до потужності живлення досліджуваної антени P_A за умови рівності напруженостей полів випромінювання обох антен в точці спостереження:

$$G(\theta, \varphi) = \left(\frac{P_e}{P_A} \right)_{E_e = E(\theta, \varphi)}. \quad (1.43)$$

Для еталонної антени ККД вважається рівним одиниці [30 – 34].

Умови роботи антен, що встановлюються на ЛА, суттєво відрізняються від умов роботи наземних антен в тому числі антен, що встановлюються на рухомих об'єктах. Головною різницею являється велика швидкість польоту ЛА в повітрі. При великих швидкостях польоту антени, які знаходяться в повітряному потоці, зазнають великих механічних навантажень. Аеродинамічний опір таких антен призводить до зниження швидкості польоту та збільшення споживання пального, а отже, зменшення дальності польоту. При надзвукових швидкостях польоту корпус ЛА, особливо його виступаючі частини, сильно розігріваються.

Таким чином, до антен ЛА пред'являються жорсткі вимоги. На ЛА використовуються високоміцні зовнішні антени маловиступаючі та неvistупаючі над обшивкою фюзеляжу. Іноді такі антени є частиною корпусу. Тобто елементом його конструкції.

Використання неvistупаючої конструкції або частини корпусу в якості випромінювача обумовлює сильний вплив корпусу ЛА на електричні характеристики антен [35].

Як згадувалось раніше, антени, що використовуються на ЛА, можна розділити на дві групи: гостроспрямовані та слабо спрямовані. Особливу увагу варто приділити слабоспрямованим антенам, оскільки саме вони використовуються в описаній системі АЗС-В. В якості останніх можуть використовуватись зовнішні вібраторні (штирьові) антени.

Вібратор, в якого плечі відрізняються розмірами та формою, називається несиметричним. В багатьох випадках роль одного плеча вібратора виконує земля або яка-небудь металева поверхня.

З аналізу симетричного вібратора випливає, що в площині симетрії, проведеної перпендикулярно осі вібратора, тангенціальні складові вектора напруженості електричного поля дорівнюють нулю. Отже, площина симетрії екіпотенціальна і її потенціал дорівнює нулю. Тому площина симетрії вібратора може бути суміщена з нескінченно тонкою ідеально провідною площиною, що не внесе ніяких змін в розподіл електромагнітного поля. Очевидно, що тепер одну з половин симетричного вібратора можна відкинути і зберегти структуру поля в півпросторі, де залишилося плече вібратора. Таким чином, здійснюється перехід від симетричного вібратора до несиметричного, розташованого на провідній поверхні, якою зазвичай є корпус ЛА.

Серед параметрів слабоспрямованих антен є величина, що характеризує вплив корпусу ЛА на рівномірність ДС в горизонтальній площині – коефіцієнт нерівномірності. Коефіцієнт нерівномірності (КН) є відношення максимального значення напруженості поля по азимуту до його мінімального значенням в напрямку польоту та в бокових напрямках.

Для ЛА, геометрія яких не змінна, КН для кожної з антен розраховують при встановленні останньої на корпус ЛА. Відповідність КН вважається доведеною, якщо його значення при установці на ЛА відповідає нормативним документам. Однак, у випадку з ЛА, геометрія корпусу якого змінюється в просторі (гелікоптер), а значить змінюється вплив корпусу на параметри антени (в тому числі форму ДС), КН також може змінюватись в певних межах. Але жодних вказівок у відомих джерелах щодо визначення КН на ЛА, що змінюють свою геометрію, виявлено не було.

Збільшення КН може призвести до погіршення якості каналу передачі даних, зменшення дальності зв'язку, збільшення вірогідності бітових помилок BER і т.д.

РОЗДІЛ 2

ОСОБЛИВОСТІ ВИПРОМІНЮВАННЯ АНТЕННИХ ПРИСТРОЇВ, ВСТАНОВЛЕНИХ НА ГЕЛІКОПТЕРІ

2.1. Конструктивні особливості несучих гвинтів гелікоптера

Загальні властивості антенних пристроїв визначаються їх внутрішніми та зовнішніми параметрами, електродинамічними характеристиками та показниками і залежать від конструктивних особливостей струмопровідних поверхонь окремих елементів, їх взаємної просторової орієнтації, сумірності геометричних розмірів відносно довжини хвилі λ . Цими обставинами пояснюється, наприклад, зрізаність діаграми спрямованості (ДС) системи типу «Штатна неспрямована антена - металевий корпус повітряного судна» [1, 35, 36]. Якщо ту ж саму штатну антену встановити на корпусі літака іншого типу або на корпусі гелікоптера, то форма ДС і ступінь її зрізаності будуть іншими. Однак гелікоптер має важливу відмінність від інших повітряних суден, наприклад, того ж літака, це його несучий гвинт, розміри якого сумірні з розмірами корпусу гелікоптера. Оскільки корпус гелікоптера в діапазоні метрових хвиль інтенсивно збуджується та випромінює тобто фактично є частиною своєрідної антенної системи, а при обертанні металевого або металізованого несучого гвинта вертольоту, який є елементом його корпусу, змінюється геометрична форма його корпусу, це неодмінно призводить до зміни форми ДС слабоспрямованої антени. Тобто антена гелікоптера набуде параметричних властивостей. Тому модульований корисний радіосигнал, який приймається або випромінюється антеною гелікоптера, неодмінно потерпає енергетичних втрат. Амплітуди складових корисного сигналу на виході антени в режимі ротації несучого гвинта завжди менші амплітуд складових того ж сигналу, якщо гвинт не обертається (при наземних випробуваннях). Це твердження має експериментальне підтвердження – ослаблення корисного сигналу на виході антени при польоті гелікоптера може

сягати 12 дБ [2], але будь-яких процедур теоретичного аналізу цього явища в доступних публікаціях мною не виявлено. Природно, що ефект енергетичного послаблення сигналів бортових систем радіозв'язку, навігації та посадки в антені гелікоптера негативно впливає на якість функціонування цих систем і безпеку польотів окремого гелікоптера та польоту декількох гелікоптерів в групі [58, 59]. Тому доцільно провести теоретичний аналіз описаного ефекту та виявити особливості випромінюючої системи гелікоптера в залежності від різних типів несучих гвинтів та їх конструкцій, а також різного положення антени на корпусі літального апарату.

Для вирішення питання необхідно розглянути існуючі конструкції несучих гвинтів та схеми гелікоптерів. Однією з найбільш вживаних класифікацій гелікоптерів є класифікація за способом компенсації реактивного моменту несучого гвинта, іншими словами, класифікація за схемою гелікоптера. Одновісна схема – гелікоптери, що мають один несучий гвинт, двохвісна схема – гелікоптери, що мають два несучих гвинта, та багатовісна схема – три та більше несучих гвинтів.

У свою чергу одновісна схема поділяється на:

- гелікоптери з реактивним приводом несучого гвинта;
- одногвинтовий гелікоптер з рульовим приводом;
- гелікоптер зі струменевою системою управління;
- одногвинтовий гелікоптер з гвинтами компенсаторами;
- одногвинтовий гелікоптер з рульовими поверхнями.

Серед вищезазначених конструкцій найбільше поширення здобув одногвинтовий гелікоптер з рульовим приводом.

Двохвісна схема гелікоптера поділяється на:

- двогвинтовий гелікоптер поперечної схеми;
- двогвинтовий гелікоптер продольної схеми;
- двогвинтовий гелікоптер співвісної схеми;
- двогвинтовий гелікоптер з перекриваючимися лопотями.

Багатовісний гелікоптер у свою чергу поділяється на трьохгвинтовий та чотирьохгвинтовий гелікоптер.

Окрім вищенаведеної класифікації гелікоптерів важливим параметром є кількість лопотів несучого гвинта. Від цього залежать в першу чергу саме аеродинамічні характеристики несучого гвинта. Теоретично їх може бути від однієї до безкінечно великого числа. Однак при використанні однієї лопаті з противагою призводить до великих коливань сили тяги, тому на практиці несучий гвинт зазвичай має мінімум дві лопаті. Оптимально найменша кількість лопатей, при яких показник сили тяги близький до середнього значення, відповідає трьом лопатям. А найбільша їх кількість обмежується падінням коефіцієнту корисної дії так, як при певному збільшенні лопотів кожна наступна працює в потоці збудженому попередньою лопаттю.

Ще одним критерієм важливим для подальших досліджень є матеріал, з якого виготовлені лопаті. Лопаті можуть бути як суцільно металевими чи вуглепластиковими, так і композитними конструкціями, наприклад, металевий лонжерон та обшивка з склопластику.

Доцільно вибрати оптимальні конструкції гелікоптерів, аналіз яких дозволить виявити тенденції впливу несучого гвинта на антену та особливості конкретних досліджень. Тому необхідно дослідити найбільш просту конструкцію, що широко використовується, – одновісну двохлопотну, також найбільш оптимальну одновісну трьохлопотну, та для виявлення тенденцій одновісну чотирьохлопоту. Також виявити особливості роботи ДС антени для співвісної схеми, наприклад, з двома трьохлопотними гвинтами, що обертаються в різні сторони. Ще однією важливою частиною дослідження, що пов'язана з збільшенням використання композитних та полімерних матеріалів, є дослідження впливу матеріалу виготовлення лопотів несучого гвинта (зокрема карбонові лопаті).

2.2 Вибір методу математичного моделювання випромінюючої системи «штатна антена – фюзеляж гелікоптера»

Для практичного дослідження ДС АС гелікоптерів використовують натурні випробування на зменшених моделях літальних апаратів, як це описано в [1].

Існує ряд методів для теоретичного аналізу випромінюючих систем, кожен з яких має різну складність розрахунків та точність: метод моментів, метод фізичної оптики, метод однорідної теорії дифракції та інші.

Метод моментів передбачає наступні етапи рішення електродинамічної задачі. Металеві елементи аналізованої структури замінюються еквівалентними електричними поверхневими струмами. Потім вирішується задача збудження навколишнього середовища даними струмами, при цьому середовище може бути складним.

Вирішення задачі збудження середовища здійснюється за допомогою функцій Гріна. Після того, як задача збудження вирішена і знайдено електричне поле, використовуються граничні умови на металевих елементах. Ця умова використовується для визначення еквівалентних струмів. Важливим моментом рішення є розбиття поверхні металу на елементарні площадки і апроксимація електричного струму в межах майданчика.

Граничні умови на поверхні металу в методі моментів виконуються наближено, а саме в декількох точках в межах кожної елементарної площадки (строго ці умови повинні виконуватися у всіх точках). В результаті завдання граничних умов в дискретних точках виходить система лінійних алгебраїчних рівнянь щодо коефіцієнтів при базисних функціях, які мають сенс амплітуд струмів, що течуть в межах елементарної площадки. Дана система лінійних алгебраїчних рівнянь вирішується ЕОМ за допомогою відомого методу виключення Гаусса.

Точність методу моментів тим вище, чим менший розмір площадки розбиття. З досвіду розрахунку знайдено, що для отримання прийнятної точності розмір площадки не повинен перевищувати $\lambda/10$, де λ довжина хвилі у вільному просторі.

Кількість рівнянь в системі лінійних алгебраїчних рівнянь дорівнює числу елементарних прощадок N , яке неминуче збільшується при збільшенні розмірів аналізованого об'єкта або при збільшенні частоти. Тому легко побачити, що безпосереднє рішення задачі типу розсіювання радіохвиль на вертольоті за допомогою методу моментів зажадає рішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь величезної розмірів.

Метод фізичної оптики – це класичний метод наближеного рішення електродинамічних задач, який ще називається методом Кірхгофа.

В рамках цього методу задача пошуку струмів на металевих поверхнях виключається, а струм наближено обчислюється через магнітне поле падаючої на об'єкт хвилі. Конкретно його вважають рівним подвоєному дотичному магнітному полю падаючої хвилі. Далі розсіяне поле обчислюється за допомогою апарату функцій Гріна через заданий розподіл струмів. Метод фізичної оптики добре працює при вирішенні задач розсіювання плоских хвиль на об'єктах великих розмірів. При зменшенні розмірів об'єкта апроксимація струму магнітним полем падаючої хвилі стає невірною.

Однорідна теорія дифракції – більш сучасний метод наближеного рішення задач розсіювання хвиль на великих об'єктах. В рамках цього методу поверхня об'єкта представляється набором плоских багатокутників, що мають спільні ребра. Поле, розсіяне багатокутником, розділяється на дві складові: геометрично-оптична частина, породжена плоскою поверхнею, і поле, породжене ребрами. Метод однорідна теорія дифракції вважається більш точним, ніж метод фізичної оптики, і має приблизно ті ж межі застосування [37].

Серед описаних методів математичного моделювання випромінюючих систем найбільш точним для вирішення поставленої задачі є метод моментів, що дозволяє з великою точністю розрахувати параметри антени гелікоптера, однак потребує досить великих обчислювальних потужностей. Враховуючи цю обставину, доцільно вибрати частоту, яка б задовольняла наявні обчислювальні потужності та забезпечувала вичерпні результати в ході дослідження. Програмним продуктом, що оперує методом моментів, а також включає в себе

методи фізичної оптики та однорідної теорії дифракції та забезпечує їх взаємну роботу є програмне забезпечення FEKO. Програма FEKO призначена для вирішення широкого кола задач, пов'язаних з проектуванням НВЧ пристроїв і антен, розсіюванням електромагнітних хвиль на складних об'єктах, поширенням радіохвиль в міських умовах і т.д. Підпрограма CADFEKO містить основний інтерфейс комплексу і використовується, щоб управляти рішенням завдання, кресленням складної геометрії, імпорту та експорту окремих її частин. Використавши стандартні об'ємні елементи, такі як: циліндр, усічений конус, паралелепіпед та інші, програма дозволяє створити практично будь-яку модель, як реально існуючу, так і абстрактну, наприклад, модель абстрактного гелікоптера, побудованого з елементарних фігур (рис. 2.1)

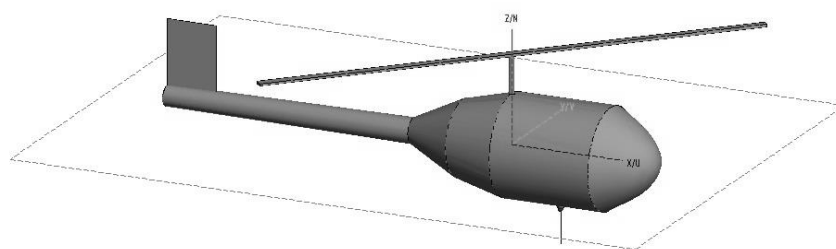


Рис. 2.1. Модель абстрактного гелікоптера

На основі створеного в CADFEKO об'єкту будується його сіткова модель. Провідні поверхні розбиваються на трикутники, а дроти на сегменти. Для діелектриків є кілька способів опису. При користуванні методу поверхневих струмів, поверхня діелектричного тіла також розділяється на трикутники, а коли застосовується метод об'ємних струмів, тверде тіло розділяється на кубічні сегменти. При виборі методу FEM розбиття виконується на об'ємні тетраедри. Тонкі шари діелектричного матеріалу розбиваються на трикутники, розташовані в середині шару [37].

Під час розбивки на елементарні сегменти необхідно твердо дотримуватися наступних правил:

- Довжина сегмента l повинна бути менше, ніж десята частина довжини хвилі у вільному просторі простору.

- Зауважимо також, що електричні струми сегмента течуть у напрямку осі дроту. Таким чином, сегменти також не повинні бути занадто короткі відносно до радіуса проводу. Ідеальна довжина сегмента повинна бути, принаймні, в чотири рази більше радіусу.

- Область A кожного трикутника повинна бути меншою, ніж $\lambda^2/70$. для трикутників, які за формою близькі до рівносторонніх, це означає, що довжина сторони повинна бути коротшою, ніж приблизно $\lambda/(5...6)$. Якщо пам'ять RAM дозволяє, довжина ребра повинна бути рівною $\lambda/(8...10)$.

- При моделюванні поверхні за допомогою сітки проводів, радіус повинен бути вибраний так, щоб область дроту в одному напрямку була

$$r = \frac{l}{2\pi} \quad (2.1)$$

де r - радіус, а l - довжина сегмента, яка повинна бути близькою до десятої частини довжини хвилі.

- При з'єднанні дроту і поверхні радіус сегмента дроту повинен бути малий у порівнянні з розміром плоского трикутника, прикладеного до цієї базисної функції. Як посилання, для розміру трикутника грані трикутника, використовуються докладені до точки з'єднання. Довжина цих граней повинна бути більша порівняно з радіусом сегмента дроту [5].

Для побудови сіткової моделі, окрім виконання перелічених вимог, необхідно задати частоту. Оскільки найбільш перспективним каналом зв'язку для системи автоматизованих залежних спостережень в нашому регіоні є VDL-4, що працює в діапазоні частот 117,975 – 137 МГц, то оптимальною для розрахунків буде частота 150 МГц. Ця частота є близькою до робочого діапазону та дозволяє легко спроектувати чвертьхвильову вібраторну антену на корпусі абстрактного гелікоптера. Частота задається командою Solution → Set frequency.

Антену у вигляді тонкого чвертьхвильового циліндру будується на мінімальній відстані від моделі гелікоптера та з'єднується провідником. В провіднику створюється порт за допомогою команди Geometry → Create port →

Wire port. Задається джерело напруги та його потужність на створеному порті за допомогою команди Solution → Add excitation → Voltage source.

Вибір необхідних результатів розрахунків, наприклад поле в дальній зоні, здійснюється в розділі Calculation.

Виконавши всі перелічені процедури, можливо побудувати сіткову модель абстрактного вертольоту (рис. 2.1.), для чого потрібно вибрати команду Mesh → Create mesh та заповнити відповідні поля, керуючись правилами розбивки на елементарні сегменти та ресурсами ЕОМ. Сіткова модель абстрактного гелікоптера зображена на рис. 2.2.

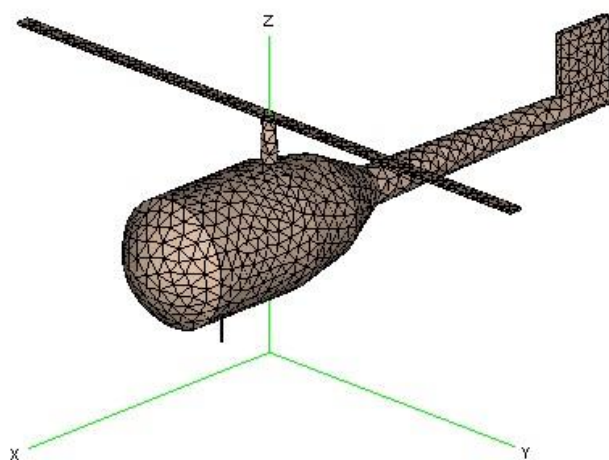


Рис. 2.2. Сіткова модель абстрактного гелікоптера

Наступним кроком, для отримання ДС, є розрахунок в ядрі FEKO для знаходження результатів – струмів на поверхнях. Після виконання ядром розрахунків запускається програма POSTFEKO. POSTFEKO програми для післяпроцесорної обробки результатів, яка може запускатись безпосередньо з CADFEKO та дозволяє отримати графіки ДС в дальній та ближній зонах, об'ємні 3D діаграми, розрахунки S-параметрів та інше. Для отримання ДС в дальній зоні потрібно вибрати сторінку дальнього поля, що дає змогу отримати поле в трьохвимірному представленні, та вивести значення на двовимірний графік. Закладка **Options** керує видом моделі. Таким чином, отримаємо ДС для одного конкретного просторового положення несучого гвинта (рис. 2.3).

Для отримання сімейства ДС, змінюючи положення несучого гвинта на абстрактній моделі гелікоптера (рис. 2.1) на 10° , будуємо змінену сіткову модель і проводимо розрахунки результатів. Таким чином, отримуючи результати для кожного просторового кута з кроком 10° , матимемо тенденцію впливу несучого гвинта гелікоптера на його АС. Зауважу, що, наприклад, для двохлопатного гвинта достатньо провести розрахунки тільки від 0° до 170° , оскільки в наступні $180^\circ - 350^\circ$ результати будуть ідентичними.

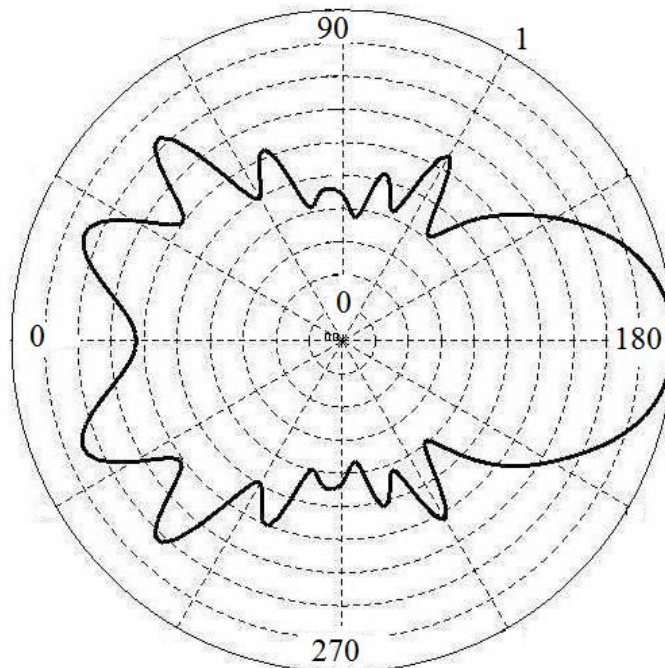


Рис. 2.3. Діаграма спрямованості в горизонтальній площині

Відповідно, чим більше лопатів встановлено на несучому гвинті, тим менша кількість графіків ДС. Таким чином для проведення дослідження доцільно обрати чотирьох лопатну конструкцію несучого гвинта, що значною мірою зменшить об'єм необхідних розрахунків, однак інформативність отриманих даних не зменшиться.

2.3. Результати моделювання діаграм спрямованості антен, встановлених на корпусі гелікоптера

Як вже було відмічено, періодичні зміювання просторових положень лопатей при обертаннях несучого гвинта супроводжуються відповідними пульсаціями діаграми спрямованості загальної антенної системи. Антенна система при цьому набуває параметричних властивостей. Пульсації ДС є наслідком цієї обставини – ДС стає функцією часу. Частота F_N і період T_N пульсацій ДС у будь-якому просторовому напрямку пов'язані співвідношенням

$$F_N = \frac{1}{T_N} = \frac{nN}{60}, \text{ Гц} \quad (2.2)$$

в якому: n – кількість обертів валу несучого гвинта гелікоптера за одну хвилину (декілька сотень), $N \geq 2$ – кількість лопатей гвинта. В (2.2) відношення $n/60$ є частотою обертання валу несучого гвинта, Гц.

Параметри F_N и T_N визначають періодичність відновлення геометричної форми системи «штатна антена – корпус гелікоптера» відносно будь-якого просторового напрямку в границях кута між лопатями несучого гвинта. Кутове положення $\Delta(t)$ окремої лопаті гвинта у площині його обертання відносно, наприклад, поздовжньої осі гелікоптера в будь-який момент часу $t \leq T_N/N^2 = 60/n$ визначається з урахуванням (1) :

$$\Delta(\tau) = 2\pi F_N t = 2\pi \frac{t}{T_N} \leq \frac{2\pi}{N} \quad (2.3)$$

Співвідношення (2) свідчить про те, що нормована ДС для обраного напрямку $[\theta, \varphi]$ стає неперервною періодичною функцією кутового положення лопаті гвинта $\Delta(t)$, тобто залежить від відносного часу t/T_N .

Форма просторової ДС, характер і ступінь її зрізаності, амплітуди пульсацій в різних напрямках залежать від конструктивних особливостей системи «штатна антена – фюзеляж гелікоптера».

Для кількісного оцінювання нерівномірності (зрізаності) нормованої ДС рекомендуються натурні випробування з застосуванням зменшених моделей літальних апаратів. Нерівномірність визначається в децибелах, як відношення максимального значення напруженості поля по азимуту до його мінімальних значень в напрямку польоту та бокових напрямках:

$$K_H = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \quad (2.4)$$

де U_{\max} – максимальне значення напруженості поля по азимуту; U_{\min} - мінімальне значення напруженості поля [1].

2.3.1. Вплив конструкції несучого гвинта на форму діаграми спрямованості антени гелікоптера

Для проведення аналізу впливу конструкції несучого гвинта на АС будемо змінювати лише один параметр, залишаючи незмінним матеріал (метал) та місце положення антени (знизу, посередині фюзеляжу) [39].

1. Моделювання ДС антени гелікоптера з двохлопатним несучим гвинтом. Характерні графіки ДС в трьох площинах показані на рис. 2.4.

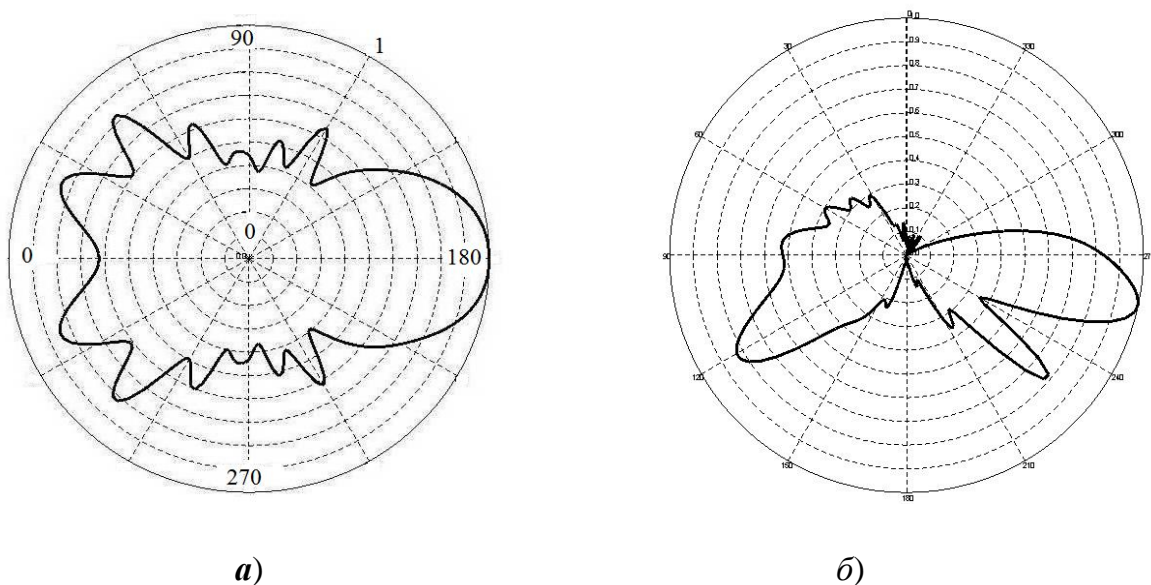
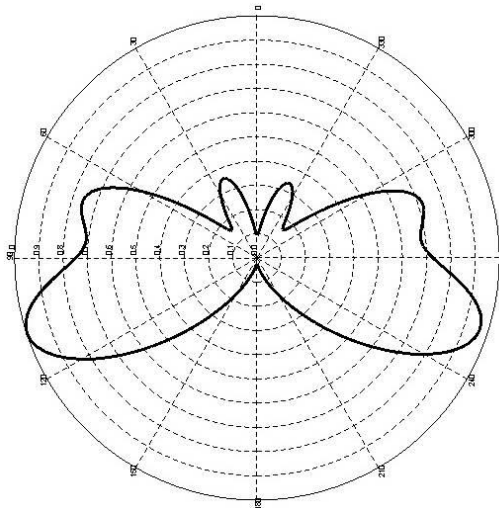


Рис. 2.4. Окреслення перерізів ДС : а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z



в) (початок на попередній сторінці)

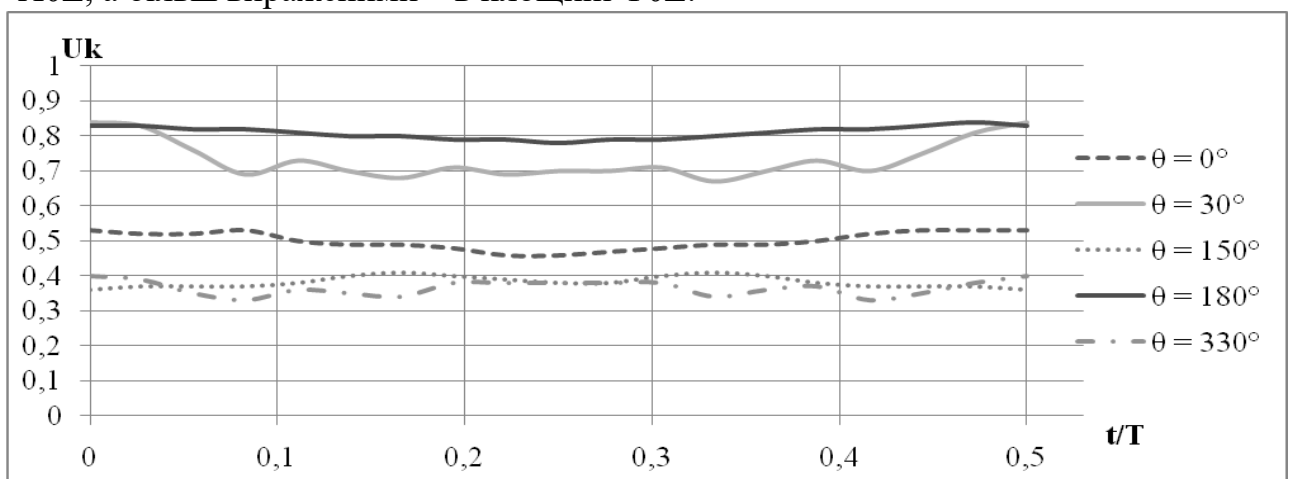
а) вид знизу (зверху) – у горизонтальній площині X0Y;

б) вид збоку – у площині X0Z;

в) вид спереду – у площині Y0Z

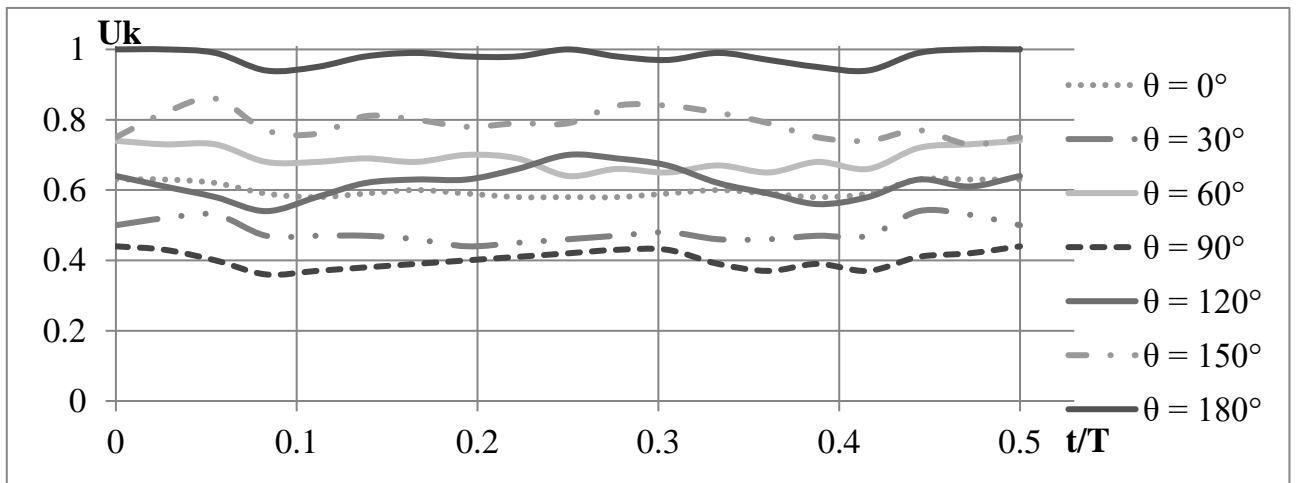
На рис. 2.5 відображені обвідні пульсацій ДС в площині X0Y у вигляді залежностей $U(t/T_2)$ у напрямках декількох просторових кутів. На підставі виразу (2.3) визначаємо діапазон відносного часу нагляду за періодичними пульсаціями: $0 \leq t/T_2 \leq 0,5$.

На інтервалі періодичності T_2 для будь-якого просторового напрямку обвідні пульсацій є неперервними функціями з однаковими початковими і прикінцевими значеннями, які повільно флюктують у часі. Менш вираженими є пульсації в площині X0Z, а більш вираженими – в площині Y0Z.

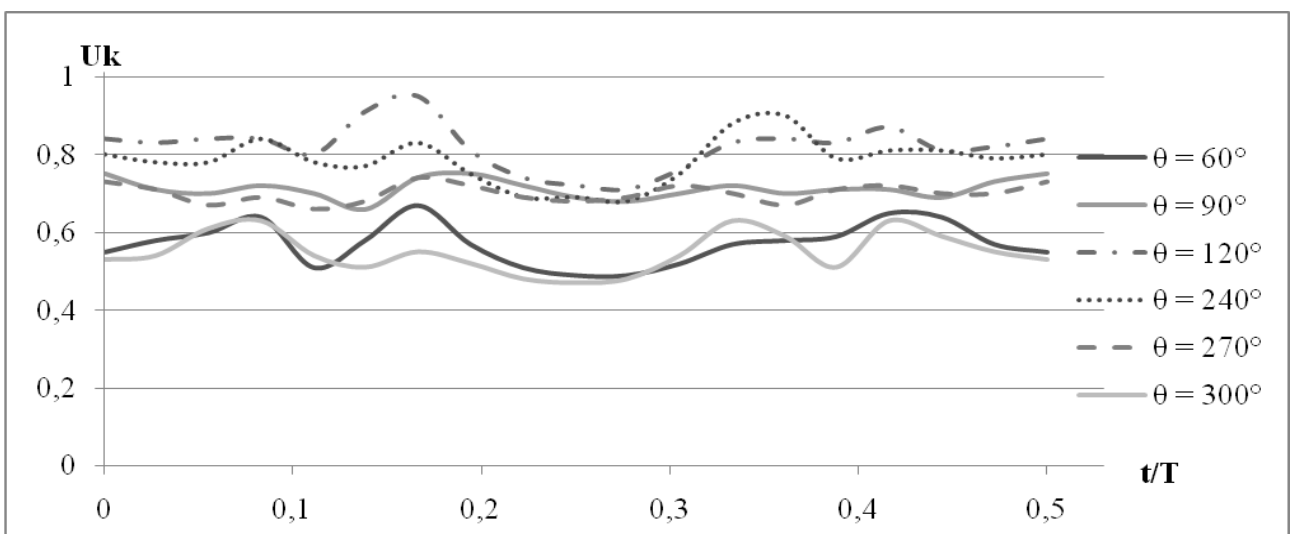


а)

Рис. 2.5. Обвідні пульсацій ДС: а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z



б) (початок на попередній сторінці)



в) (початок на попередній сторінці)

Для оцінки рівня пульсацій введений додатковий коефіцієнт пульсацій діаграми спрямованості K_{Π} , що вимірюється в децибелах та визначається як відношення максимального значення напруженості до його мінімального значення в напрямку конкретного азимутального кута, що залежать від просторового положення лопатів несучого гвинта:

$$K_{\Pi} = 20 \lg \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \quad (2.4)$$

де U_{\max} – максимальне значення напруженості поля; U_{\min} – мінімальне значення напруженості поля. Однак введений коефіцієнт не достатньо інформативний, оскільки в усіх стандартах зазвичай опирається саме на коефіцієнт пульсацій.

Тому для такого особливого повітряного судна як гелікоптер доцільно об'єднати коефіцієнт нерівномірності та пульсацій.

Нерівномірність нормованої ДС антени гелікоптера з урахуванням пульсацій [38] можна оцінити за формулою:

$$k_{pul} = -20 \lg F_{\min \min}, \text{ дБ} \quad (2.5)$$

У співвідношенні (2.5) порівнюються одиниця та мінімум мінімум значень $F(\varphi)$ нормованої ДС в азимутальній площині, які у загальному випадку спостерігаються під різними кутами φ у різні моменти часу t з інтервалу $0 \leq t \leq T_N/N = 60/nN^2$.

Проведені розрахунки дали наступні значення коефіцієнта нерівномірності: $k_{pul} = 9.6$ дБ, при цьому значення коефіцієнту нерівномірності без врахування пульсацій $K_H = 8.4$ дБ. В даному випадку різниця складає близько одного децибела.

2. Моделювання ДС антени гелікоптера з трьохлопатним несучим гвинтом. На рис. 2.6 зображення характерних графіків ДС в трьох площинях [39].

Моделювання ДС гелікоптера з встановленим трьохлопатним гвинтом свідчить про те, що її геометричні форми в відповідних координатних площинах практично збігаються з зображеними в попередньому варіанті за винятком площини $Y0Z$, для цього перерізу варто відмітити деяке розширення діаграми.

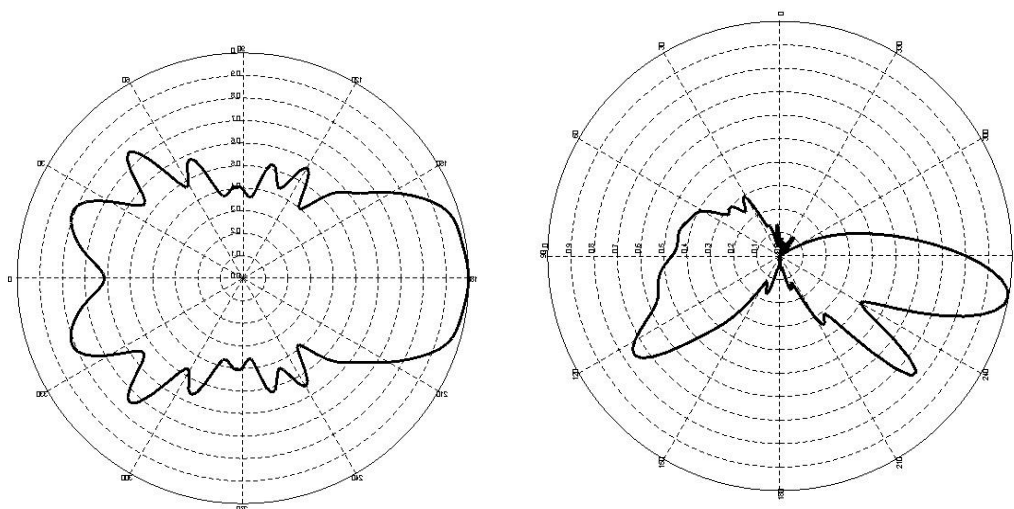
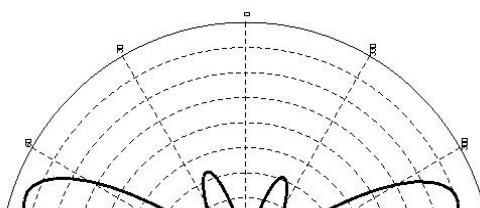


Рис. 2.6. Окреслення перерізів ДС : а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$



в) (початок на попередній сторінці)

Для вищенаведеної ДС в горизонтальній площині коефіцієнт нерівномірності $K_H = 8.6$ дБ, що незначно відрізняється від значення коефіцієнта нерівномірності для попереднього випадку.

Нижче на рис. 2.7 наведені графіки пульсацій ДС для гелікоптера з трьохлопатним несучим гвинтом. Характерною відмінністю для нижче наведених залежностей є збільшення частоти пульсацій як результату зменшення періоду повторення t/T_N .

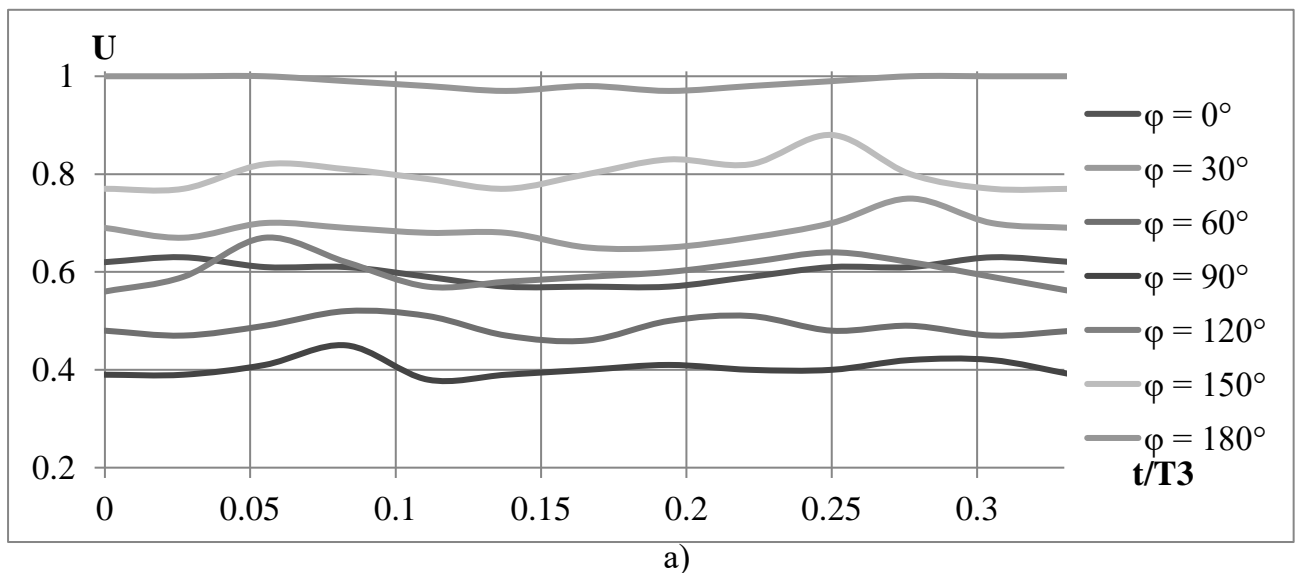
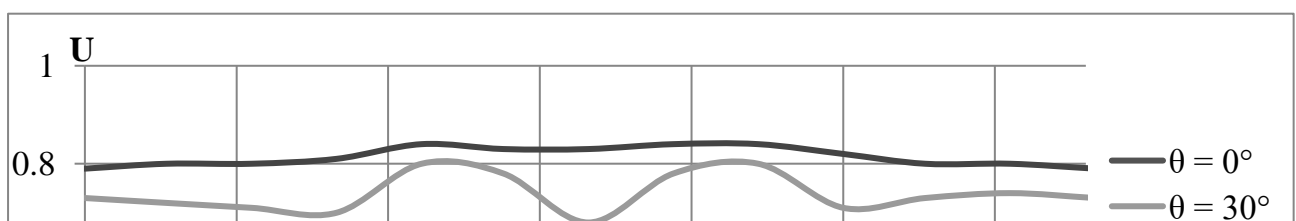
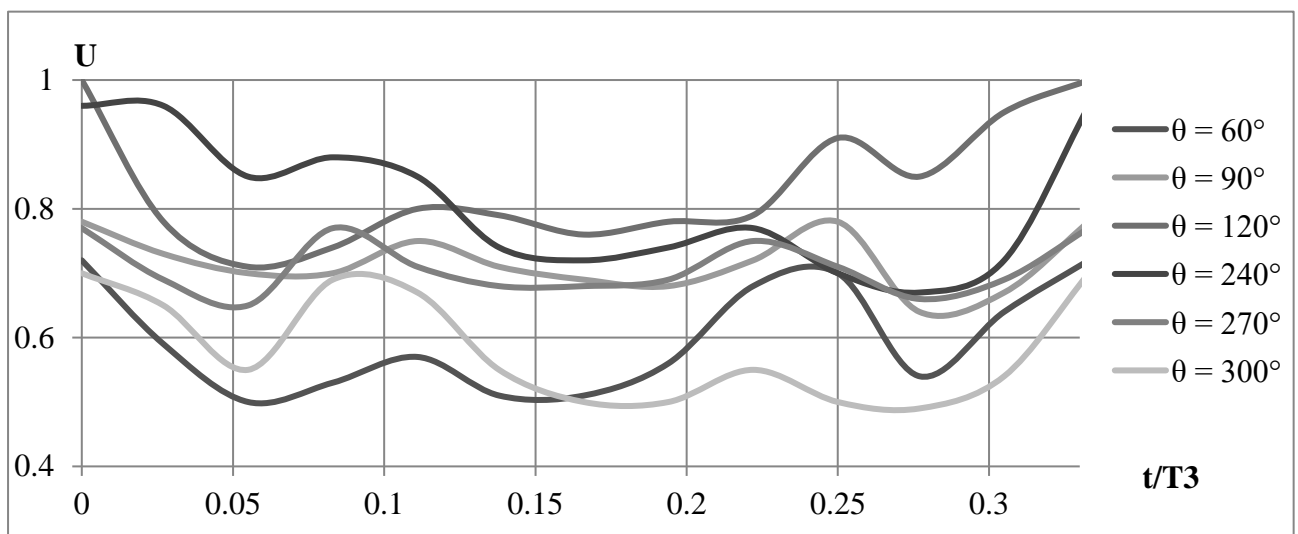


Рис. 2.7. Графіки пульсацій ДС: а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z



б) (початок на попередній сторінці)



в) (початок на попередній сторінці)

Розрахований коефіцієнт нерівномірності з урахуванням пульсацій для горизонтальної ДС антени гелікоптера з трьохлопотним несучим гвинтом рівний $k_{pul} = 9.1$ дБ.

4. Для прояснення тенденції проведений аналогічним чином аналіз абстрактного гелікоптера з чотирьохлопатним несучим гвинтом, на рис. 2.8 зображено графіки ДС в трьох площинах.

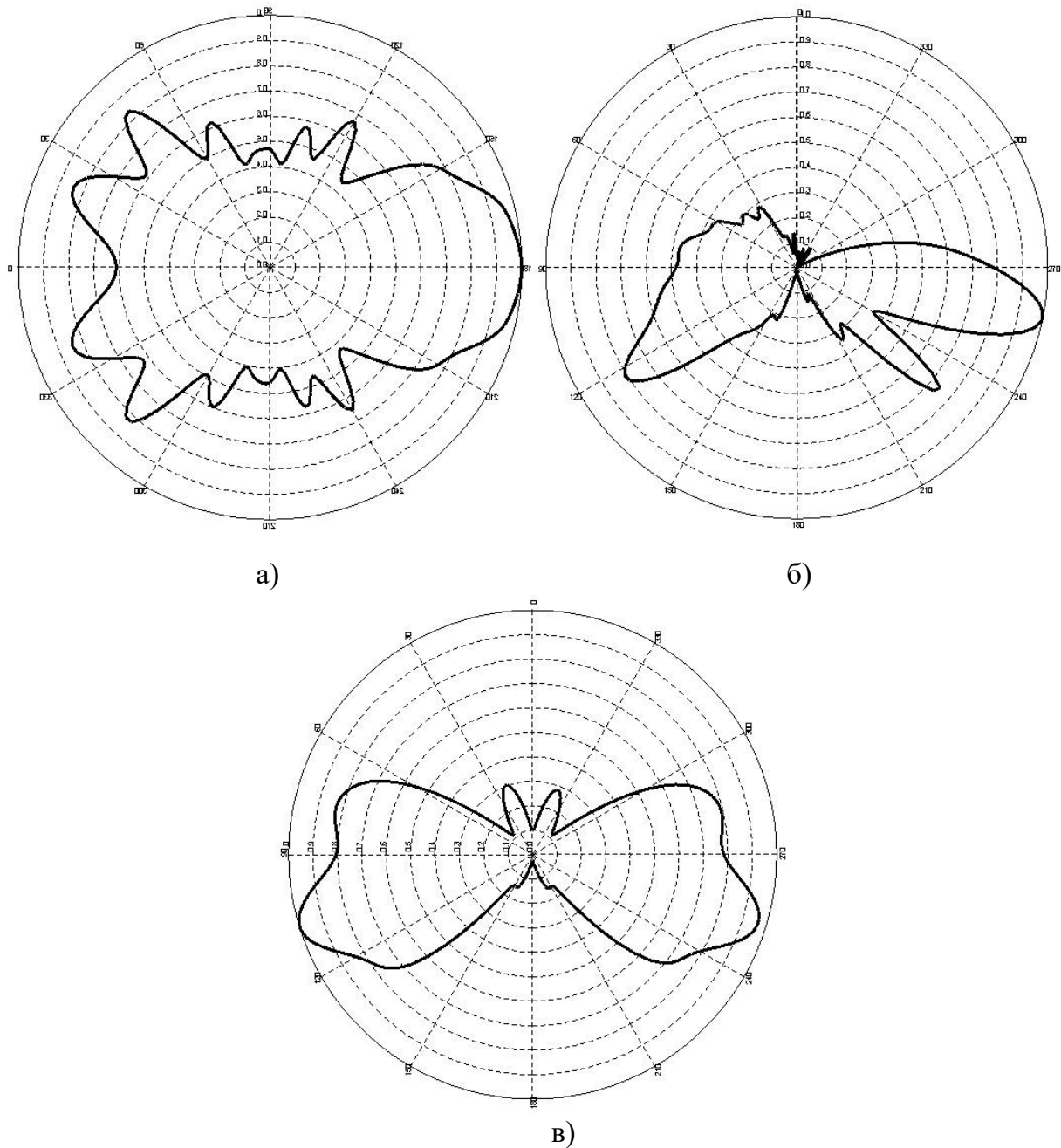
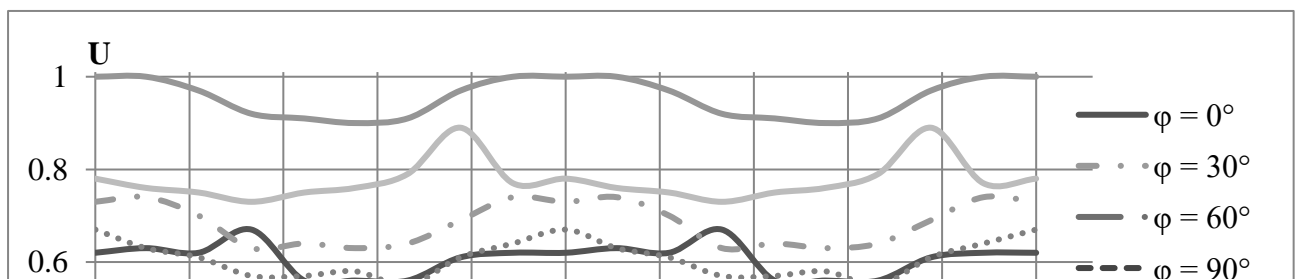
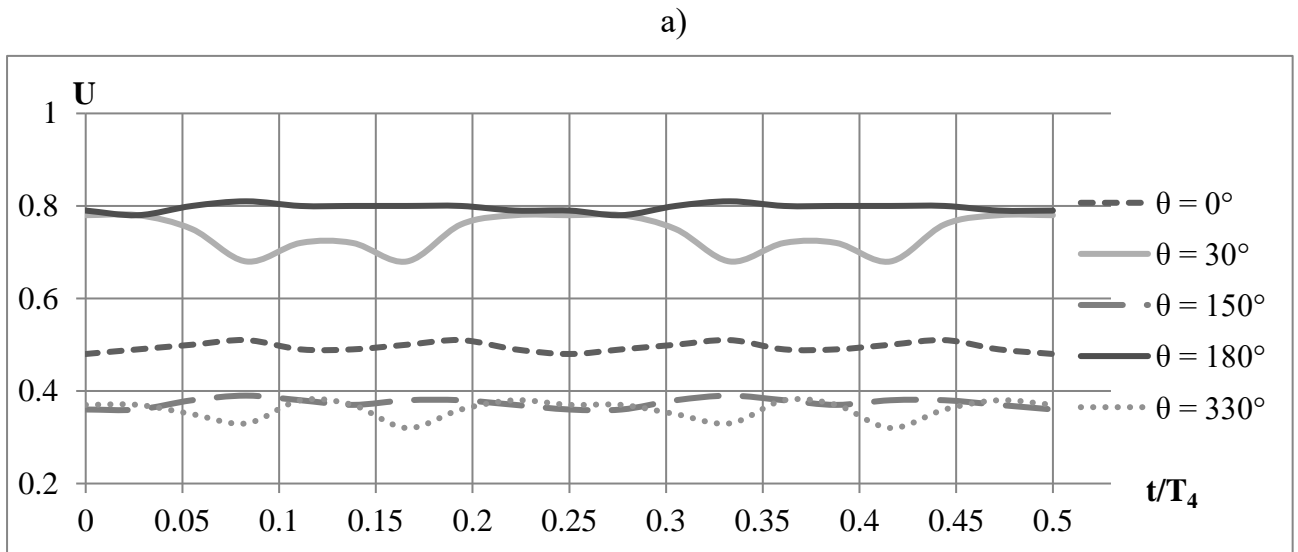


Рис. 2.8. Окреслення перерізів ДС : а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$

Значення коефіцієнту нерівномірності в горизонтальній площині дещо знизилася і становить $K_H = 7.7$ дБ. Далі наведені відповідні графіки пульсацій ДС для досліджуваної конструкції гелікоптера рис. 2.9.





в)

Рис. 2.9. Графіки пульсацій ДС: а) у площині X0Y; б) у площині X0Z;
в) у площині Y0Z

Коефіцієнт нерівномірності з урахуванням пульсацій для ДС в горизонтальній області збільшився у порівнянні з попередніми випадками та становить $k_{pul} = 9.9$ дБ.

4. Останньою досліджуваною конструкцією є абстрактний гелікоптер співвісної схеми з двома трьохлопотними гвинтами, що обертаються в протилежні сторони. Сіткова модель абстрактного гелікоптера зображена на рис. 2.10.

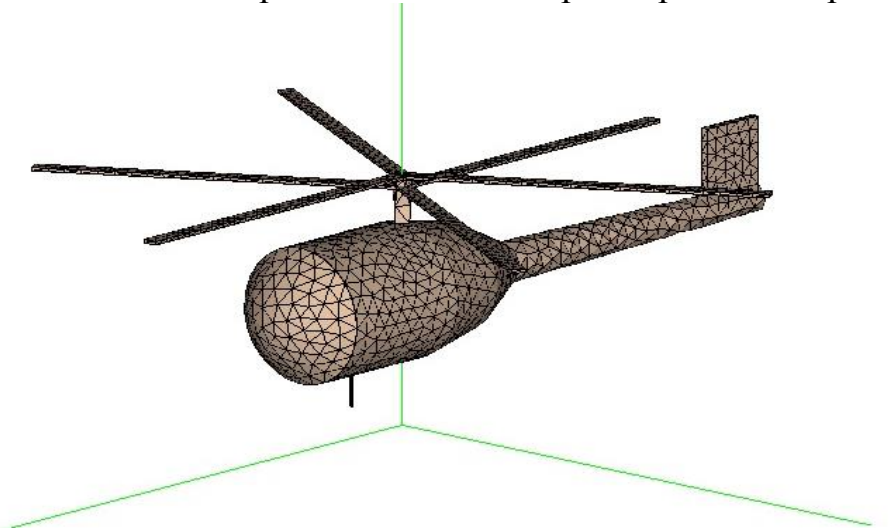


Рис. 2.10. Сіткова модель співвісного гелікоптера.

На рис. 2.11 зображені характерні графіки ДС антени абстрактного гелікоптера рис. 2.10.

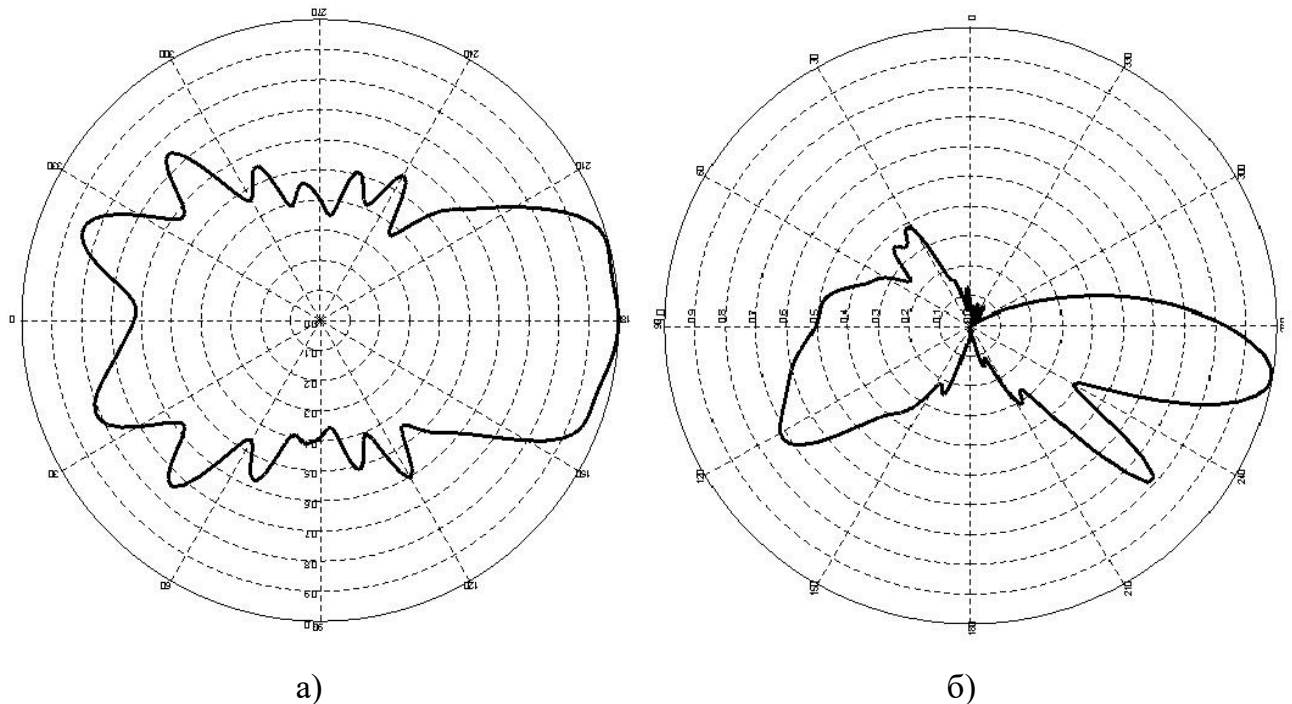
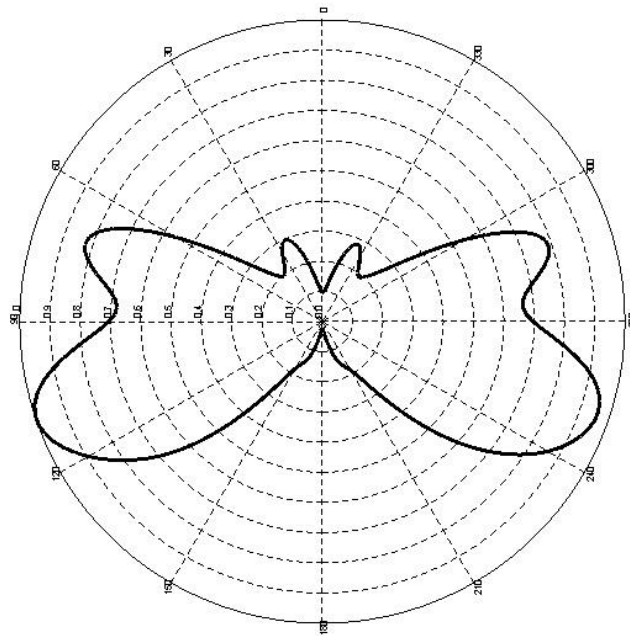


Рис. 2.11. Окреслення перерізів ДС : а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z

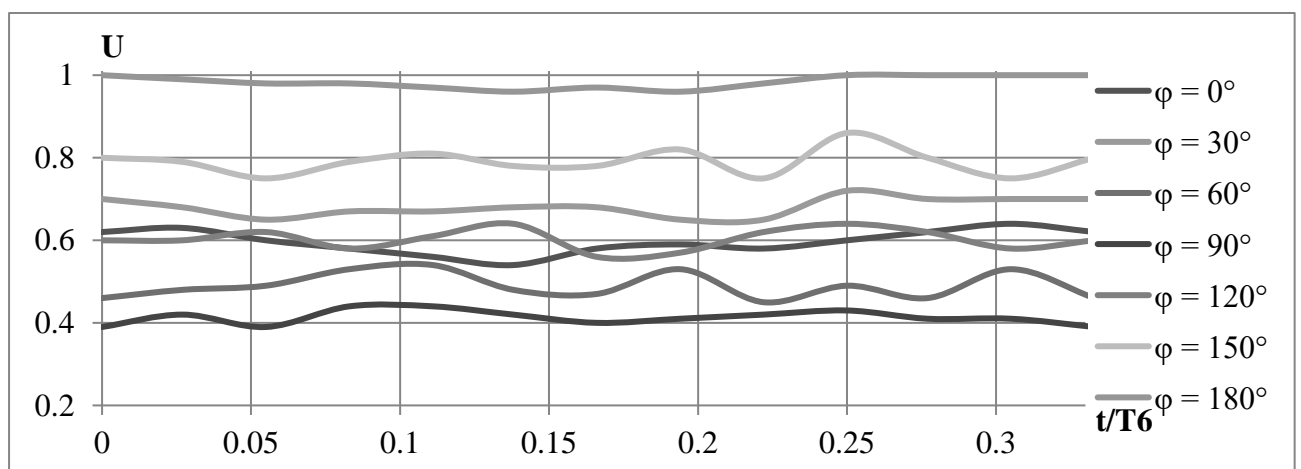


в) (початок на попередній сторінці)

Коефіцієнт нерівномірності $K_H = 8.8$ дБ.

Із зображених ДС для гелікоптерів з різними конструкціями несучих гвинтів слідує, що суттєвих відмінностей в формі їх обвідної не виявлено. Коефіцієнти нерівномірності для всіх проаналізованих конструкцій практично не відрізняються. Варто відмітити, що для співвісного гвинта спостерігається деяка несиметричність ДС в горизонтальній площині, це пояснюється особливістю конструкції (один гвинт розташований на деякій висоті над іншим).

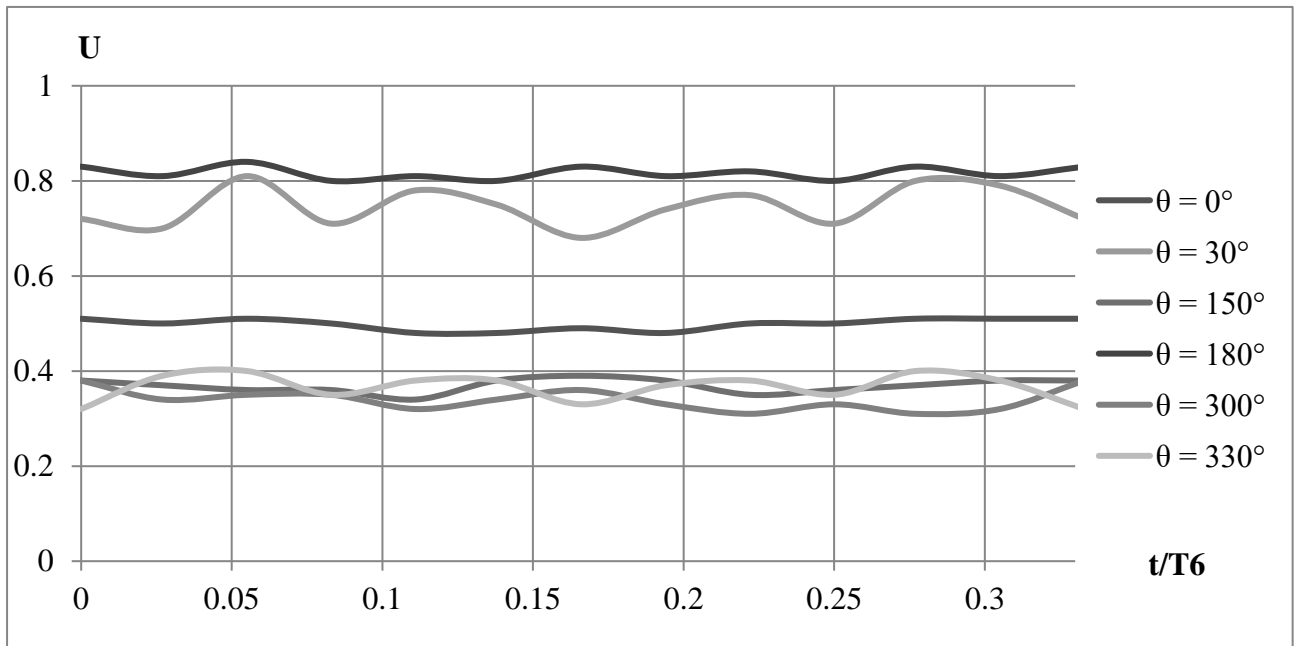
На рис. 2.12 наведені графіки пульсацій ДС антени гелікоптера з співвісним гвинтом.



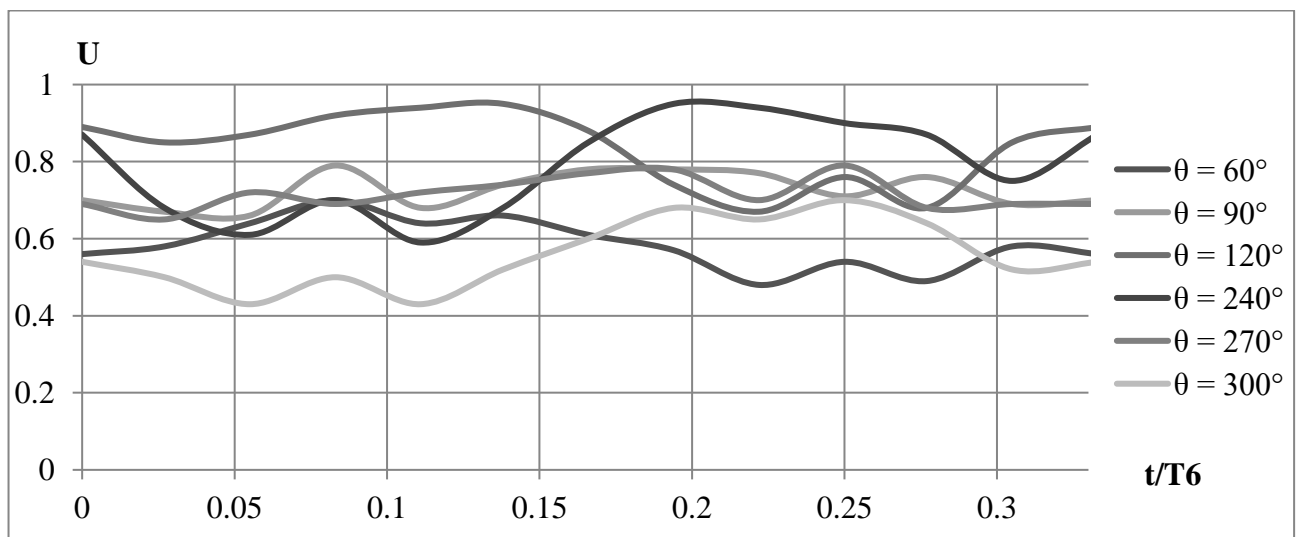
а)

Рис. 2.12. Графіки пульсацій ДС: а) у площині Х0У; б) у площині Х0Z;

в) у площині Y0Z



б) (початок на попередній сторінці)



в) (початок на попередній сторінці)

Коефіцієнт нерівномірності з урахуванням пульсацій становить $k_{pul} = 9.6$ дБ. Аналіз модельованих варіантів гелікоптера показує, що конструкція несучого гвинта слабо впливає на рівень пульсацій ДС. Відмічається збільшення частоти пульсацій ДС при збільшенні кількості лопатей несучого гвинта.

2.3.2. Вплив матеріалу лопотів на діаграму спрямованості антени гелікоптера

На віртуальному вертольоті, зображеному на рис. 2.2., дволопатевий гвинт виготовлений з карбону (вуглепластик). Переваги вуглепластикових лопатей

проявляються в міцності матеріалу і в тому факті, що при однаковій міцності можуть забезпечити до 30% зниження маси у порівнянні з металокомпозитними конструкціями. При однаковій масі вони забезпечують значно більш високу жорсткість. Лопатям можна надати необхідної форми, причому без втрат її жорсткості.

Моделювання ДС свідчить про те, що її геометричні форми в відповідних координатних площинах практично збігаються з зображеними на рис. 2.4. На рис. 2.13. зображені графіки ДС в означених площинах.

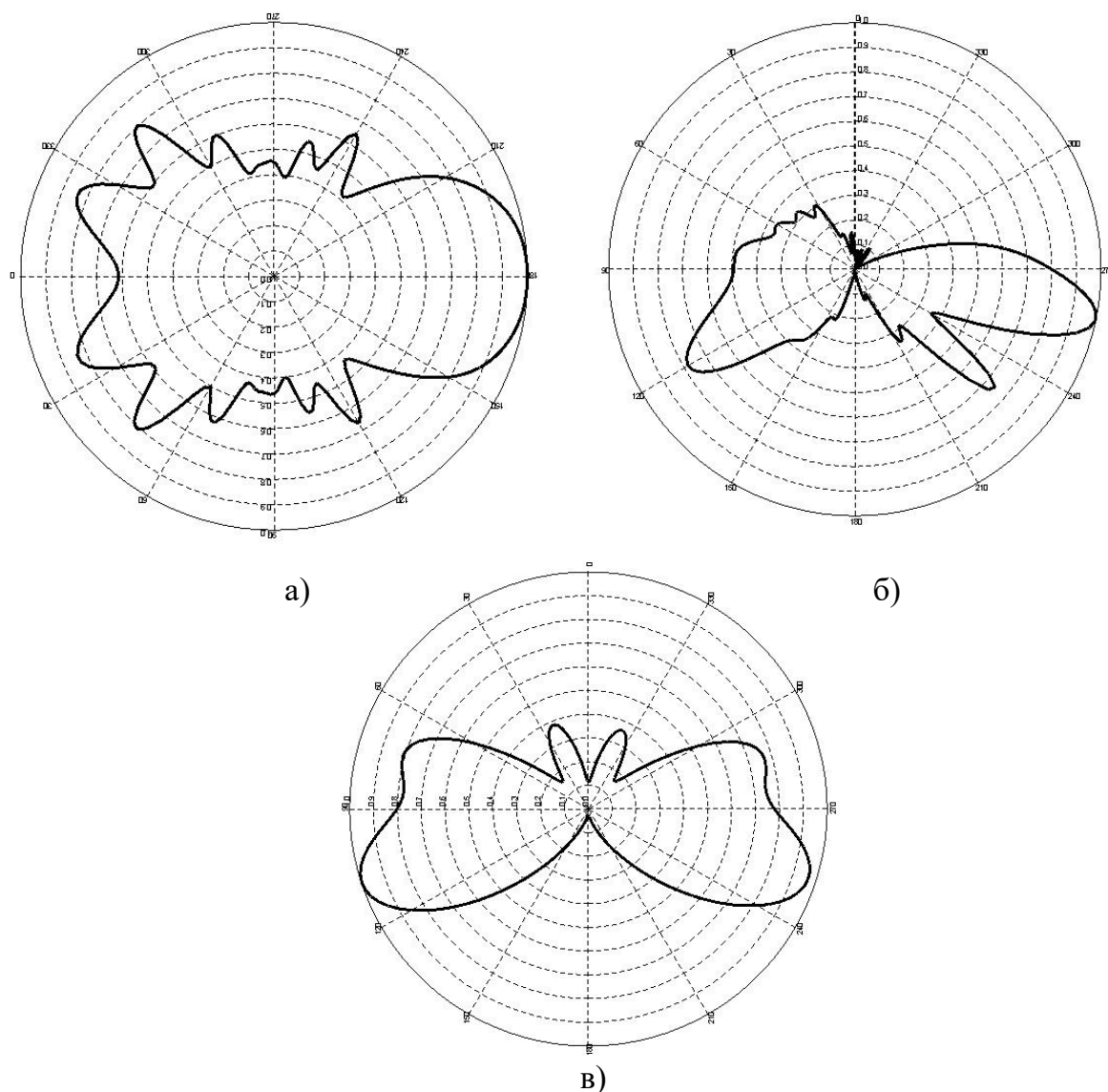
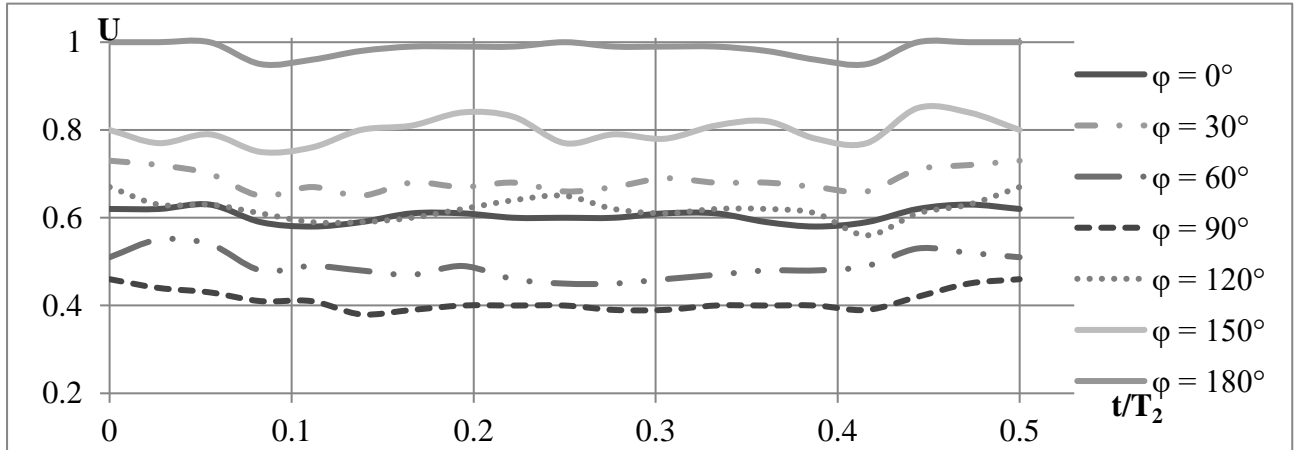


Рис. 2.13. Окреслення перерізів ДС : а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$

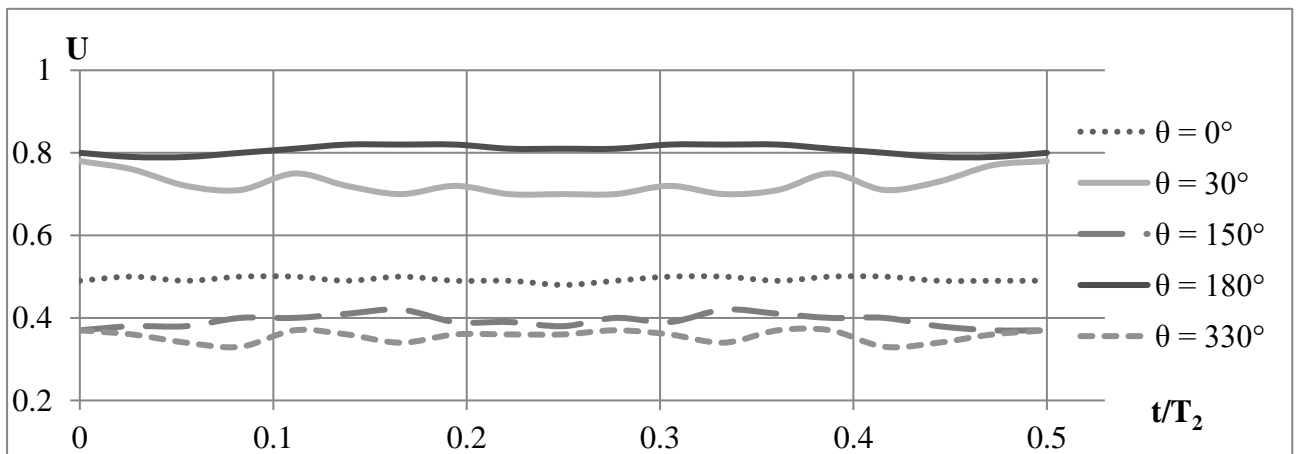
Розрахований коефіцієнт нерівномірності становить $K_H = 7.9$ дБ проти 8.4 дБ у металевих лопатей. З графіків наведених на рис. 2.13 слідує, що форма

ДС практично не залежить від типу використовуваного матеріалу в конструкції лопатей. Обриси ДС залишились абсолютно ідентичні.

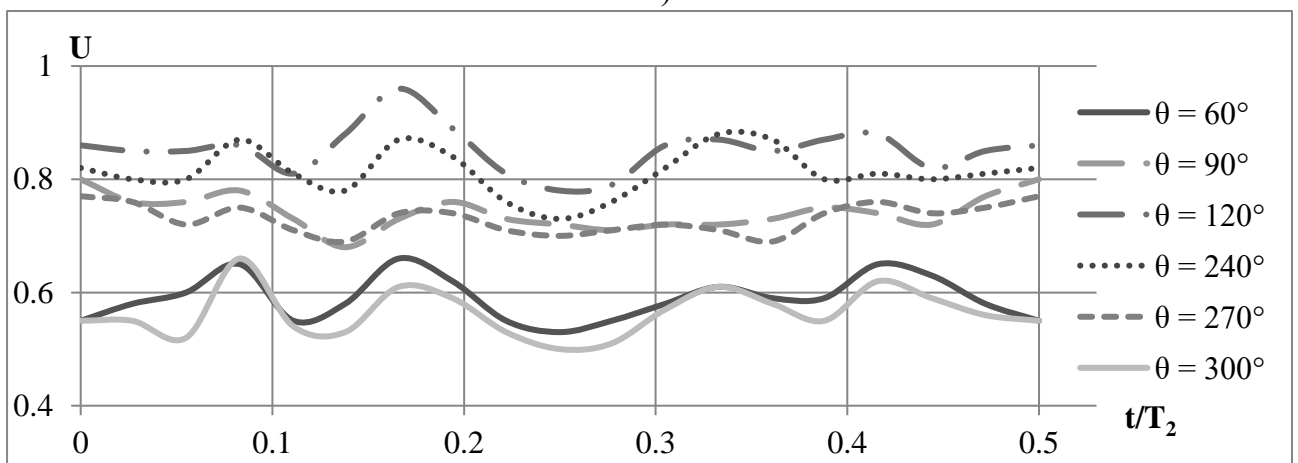
У випадку з карбовоними лопатями більш важливе питання саме впливу лопатей на пульсації ДС, нижче на рис. 2.14 наведені графіки пульсацій ДС.



а)



б)



в)

Рис. 2.14. Графіки пульсацій ДС: а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z

Розрахований коефіцієнт нерівномірності з урахуванням пульсацій $k_{pul} = 9.1$ що на 0.5 дБ менше ніж для металевих лопатей. Звідси слідує, що для гелікоптера з несучим гвинтом, на якому встановлені вуглепластикові лопаті, зменшується коефіцієнт нерівномірності як при фіксованому положенні гвинта, так і при його ротації.

2.3.3. Вплив положення антени на корпусі гелікоптера на її діаграму спрямованості

Для дослідження впливу положень антени на корпусі буде змінюватись положення досліджуваної антени та незмінними залишатимуться матеріал та конструкція несучого гвинта, а саме: чотирилопатний гвинт з металевими лопатями. Сіткова модель абстрактного гелікоптера з різними положеннями антени зображена на рис. 2.15.

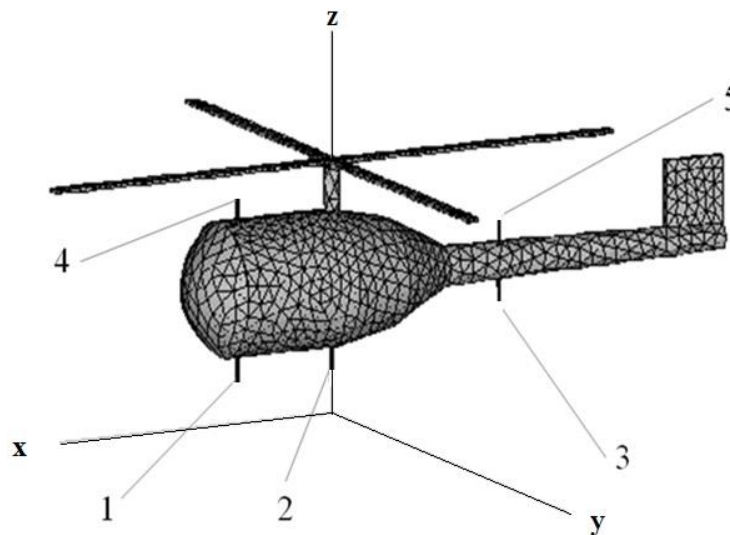


Рис. 2.15. Сіткова модель гелікоптера з різним положенням антени на його корпусі.

1. Антена, встановлена знизу фюзеляжу в його передній частині (точка 1).

На рис. 2.16. зображені характерні ДС антени гелікоптера для положення антени в точці 1. Коефіцієнт нерівномірності ДС в горизонтальній площині становить $K_H = 4.2$ дБ, що є значно менше, ніж в усіх попередньо розглянутих випадках.

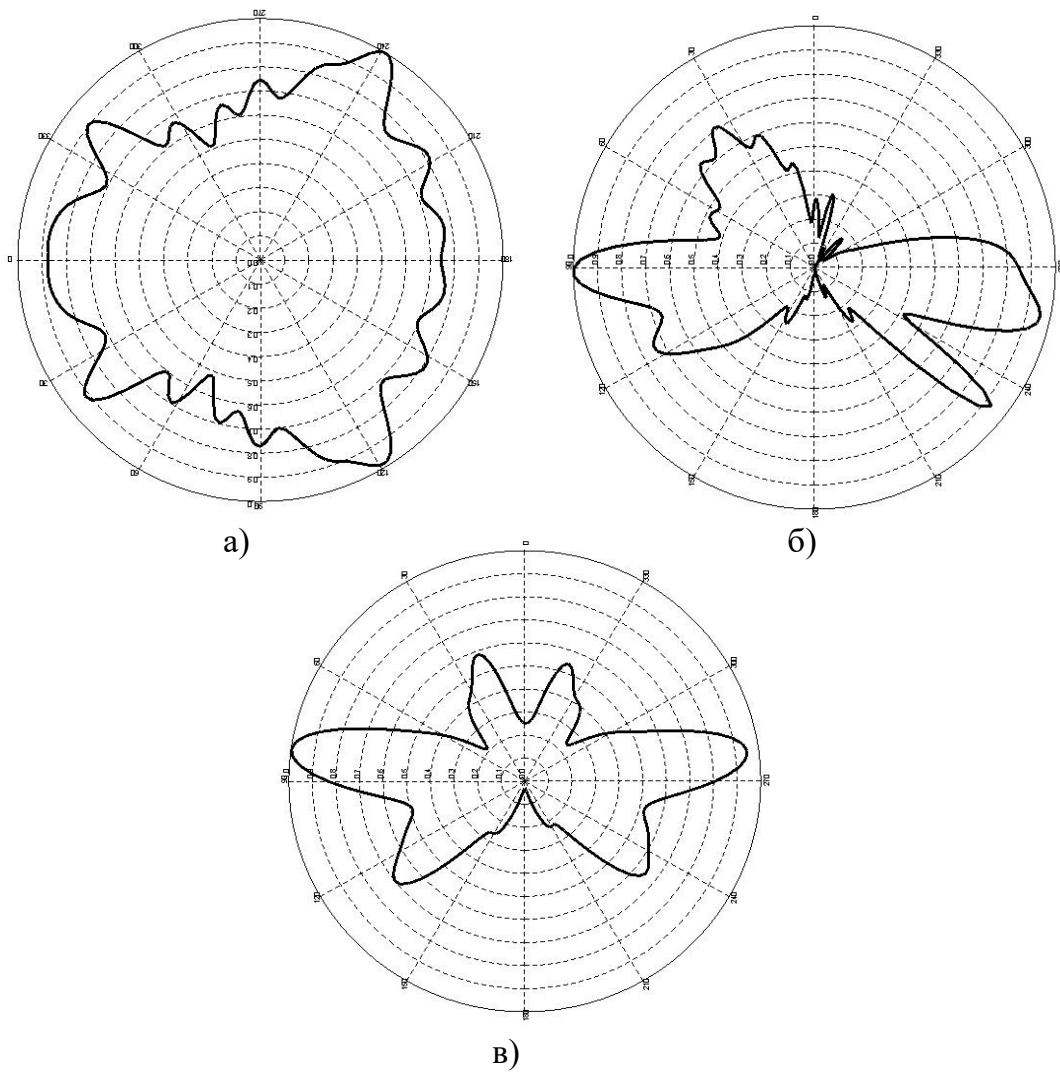


Рис. 2.16. Окреслення перерізів ДС : а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$

На рис. 2.17. зображені графіки пульсацій ДС.

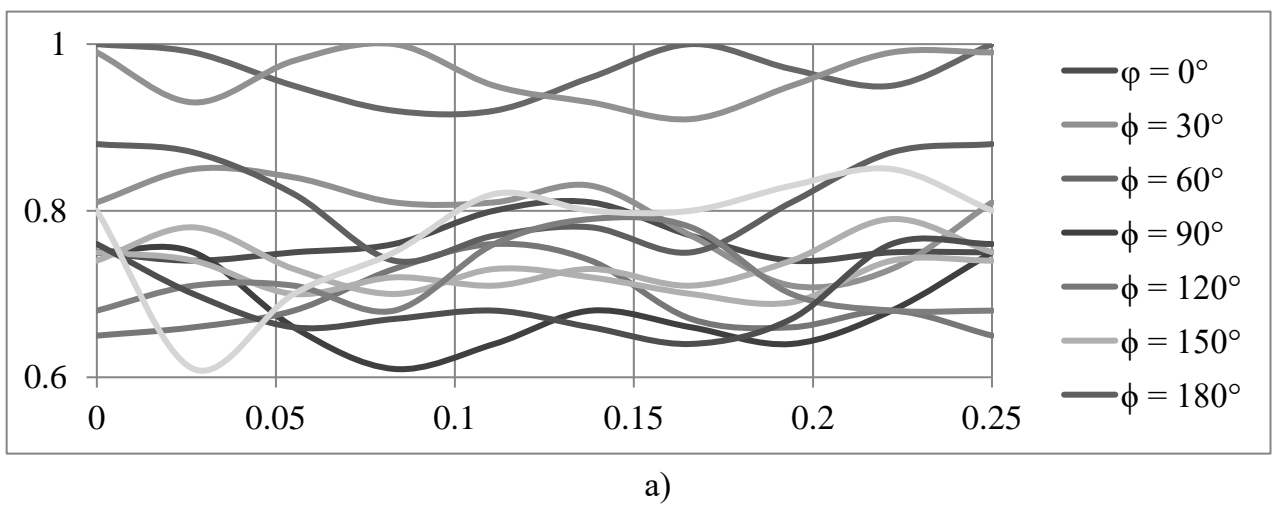
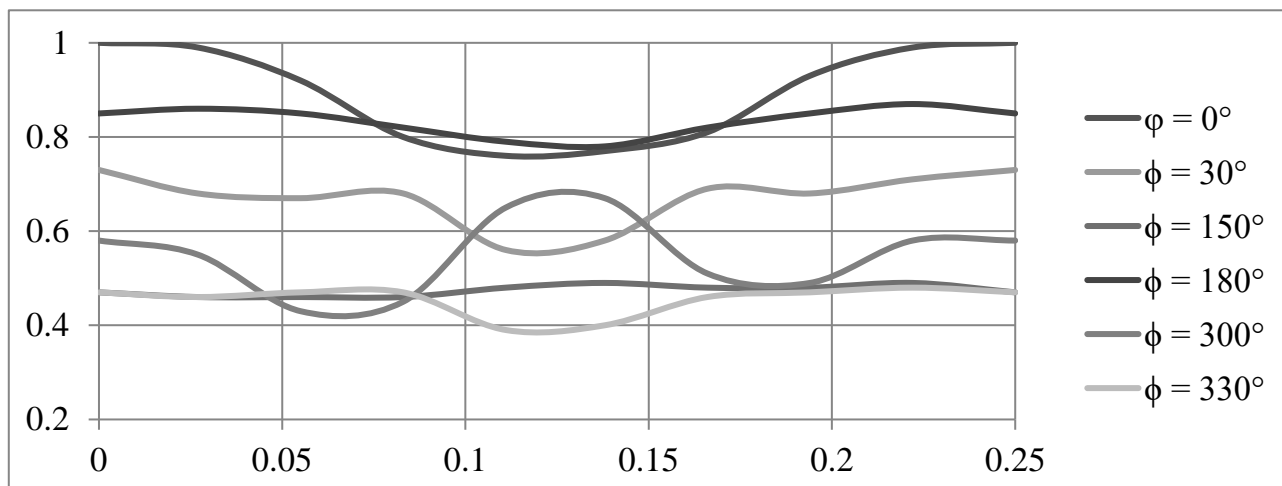
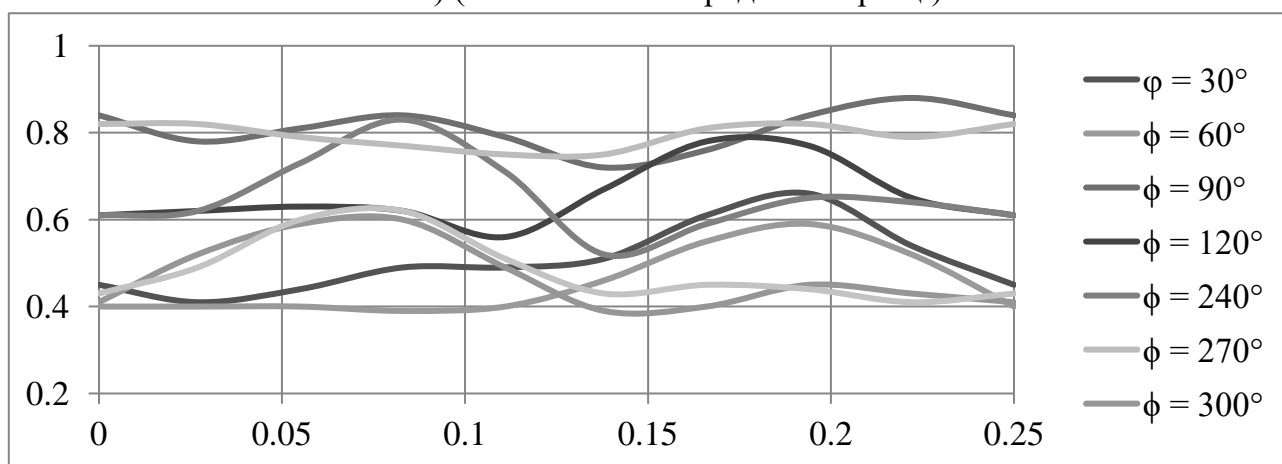


Рис. 2.17. Графіки пульсацій ДС: а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$



б) (початок на попередній сторінці)



в) (початок на попередній сторінці)

Коефіцієнт нерівномірності з урахуванням коефіцієнта пульсацій становить $k_{pul} = 5.8$ дБ. Тобто це на 1.6 дБ більше, аніж у випадку, коли гвинт не обертається.

2. Антена, встановлена знизу, посередині фюзеляжу (точка 2).

В даному випадку для вказаної точки встановлення антени графіки ДС в усіх трьох площинах представлені на рис. 2.8, а відповідні графіки пульсацій на рис. 2.9. Відповідні розрахунки коефіцієнтів також відповідають значенням в пункті 2.3.1. для чотирьохлопатного гвинта $K_H = 7.7$ дБ, $k_{pul} = 9.9$ дБ, 2.2 дБ складає різниця значень коефіцієнту при фіксованому положенні гвинта та при його ротації.

3. Антена, встановлена знизу на хвостовій частині корпусу гелікоптера (точка 3).

На рис. 2.18. представлені графіки ДС антени, встановленої знизу на хвості гелікоптера.

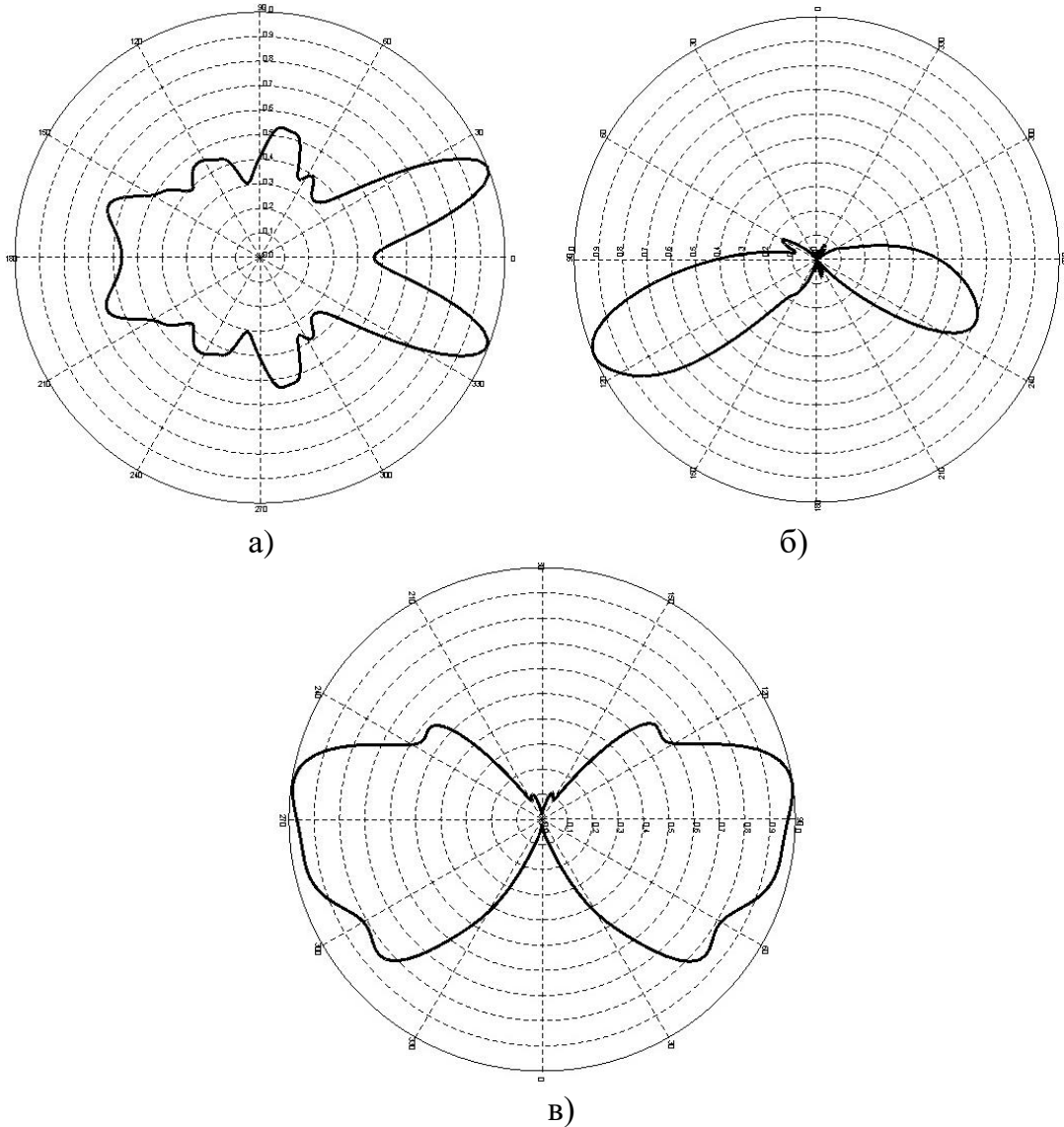
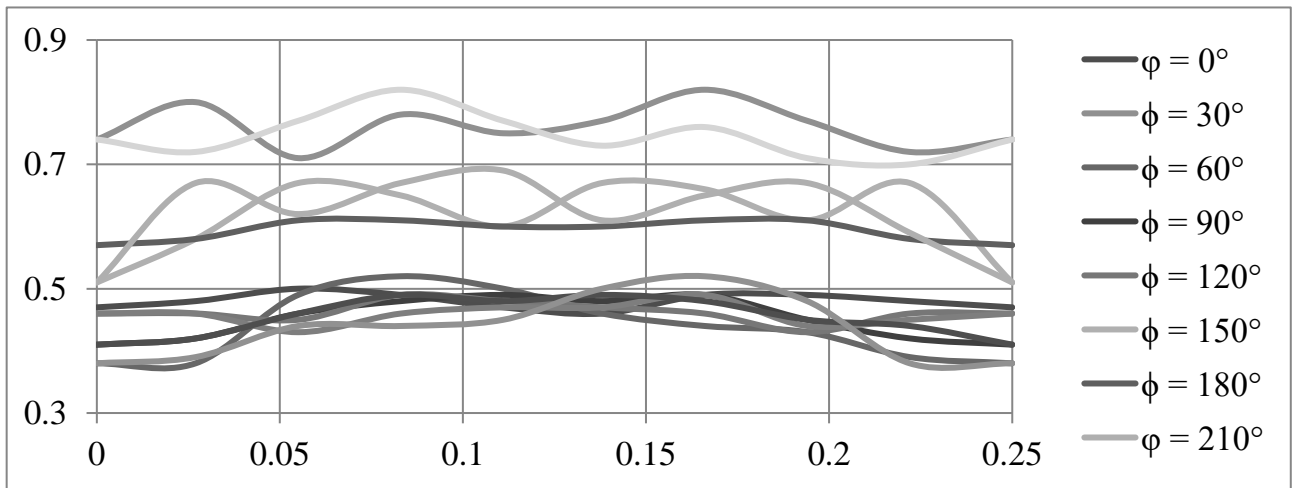


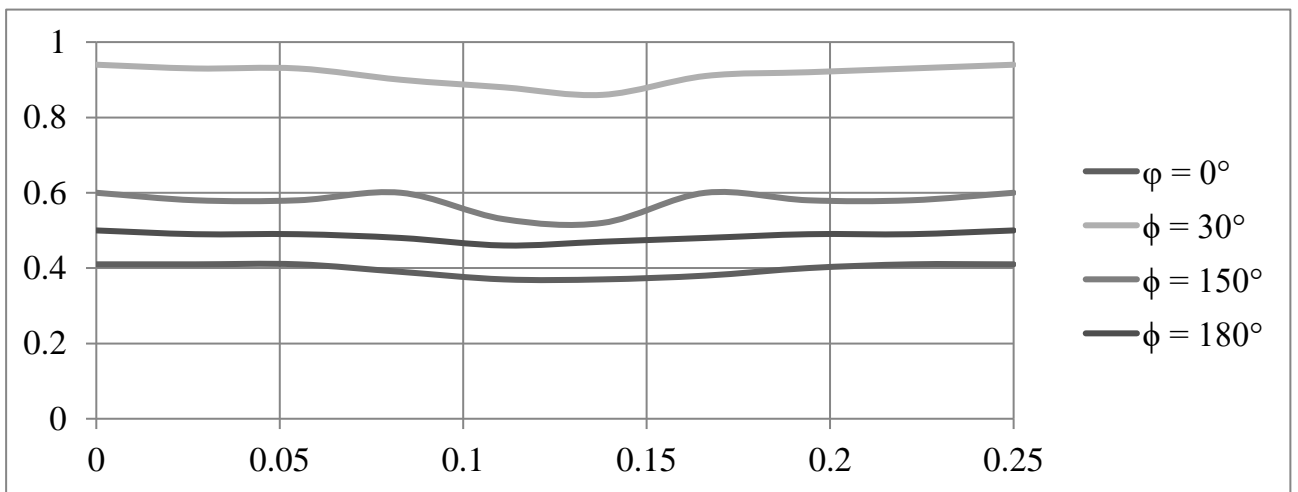
Рис. 2.18. Окреслення перерізів ДС : а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$

Коефіцієнт нерівномірності для графіка на рис. 2.18. дорівнює $K_H = 8.1$ дБ, що значно більше, ніж для попередніх положень антени.

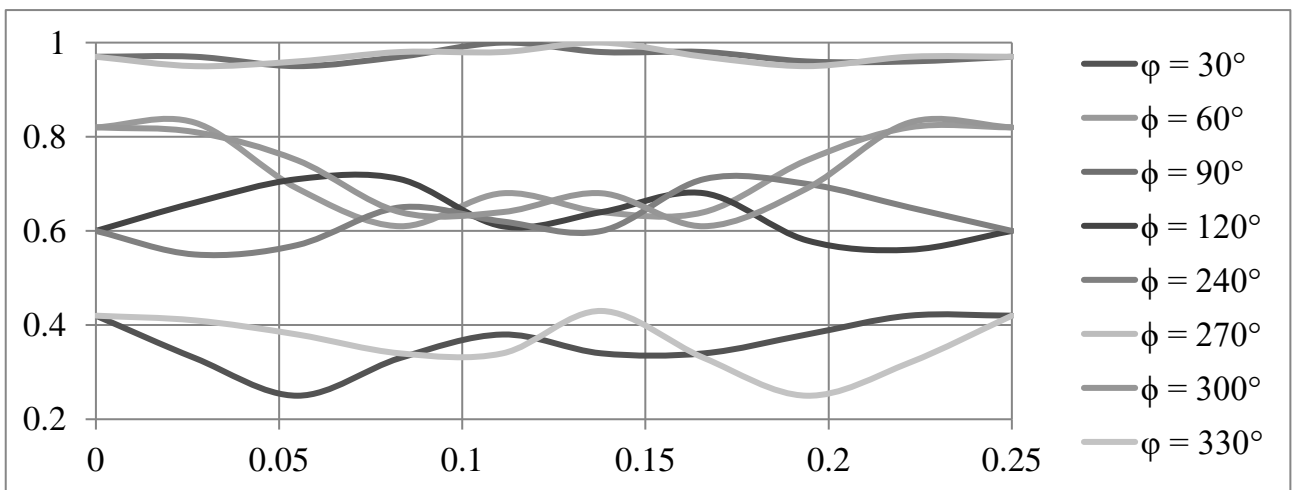
На рис. 2.19. наведені графіки пульсацій ДС.



a)



б)



в)

Рис. 2.19. Графіки пульсацій ДС: а) у площині X_0Y ; б) у площині X_0Z ; в) у площині Y_0Z

Коефіцієнт нерівномірності з урахуванням коефіцієнта пульсацій становить $k_{pnl} = 10.4$ дБ, що на 2.3 дБ більше ніж його значення при фіксованому положенні лопатей несучого гвинта. Для антени, встановленої в нижній частині корпусу гелікоптера, спостерігається тенденція збільшення коефіцієнта нерівномірності при зміщенні антени від переду до заду корпусу гелікоптера. Аналогічно, при переміщенні антени вздовж корпусу абстрактного повітряного судна з переду до заду спостерігається збільшення впливу несучого гвинта на антену, що проявляється у збільшенні рівня пульсацій.

4. Антена, встановлена зверху на передній частині фюзеляжу гелікоптера (точка 4)

Варто розглянути випадки розташування антени у верхній частині корпусу гелікоптера. На рис. 2.20. графіки ДС в основних площинах.

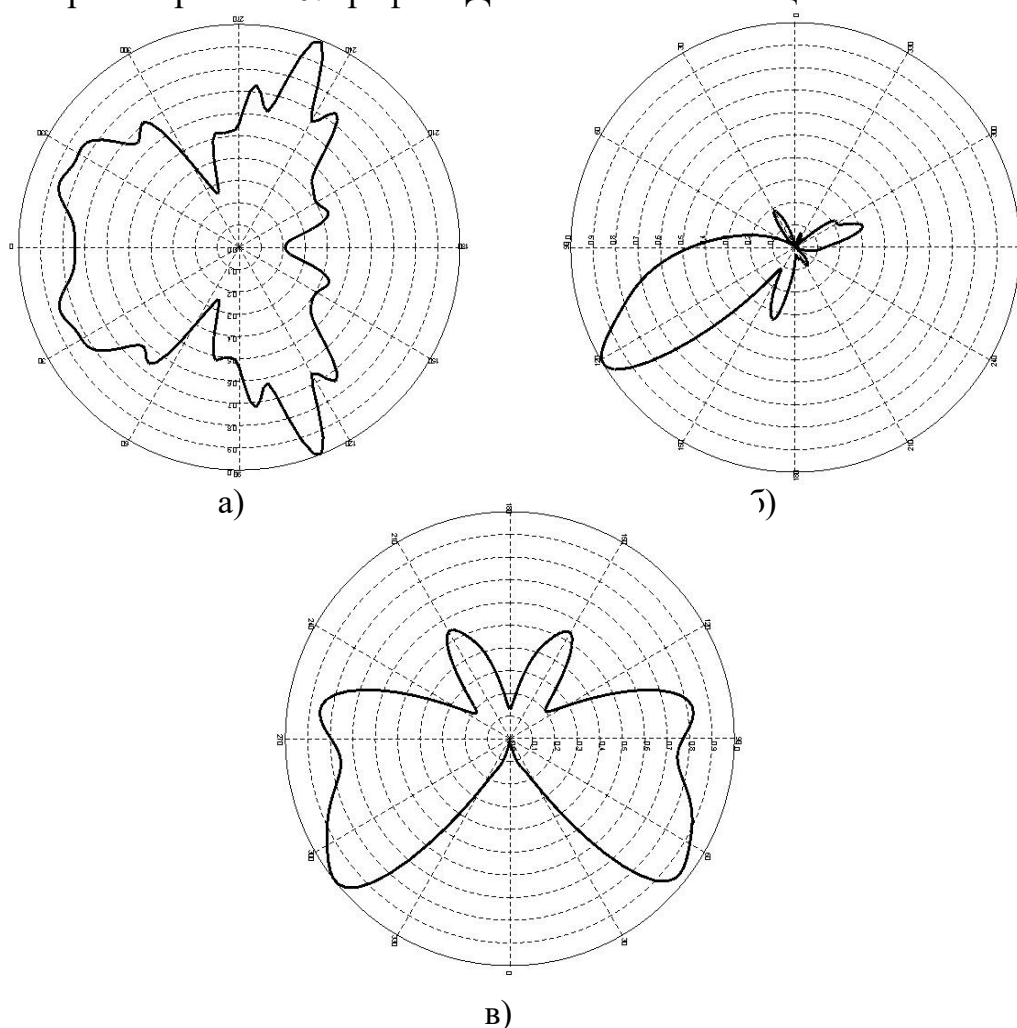
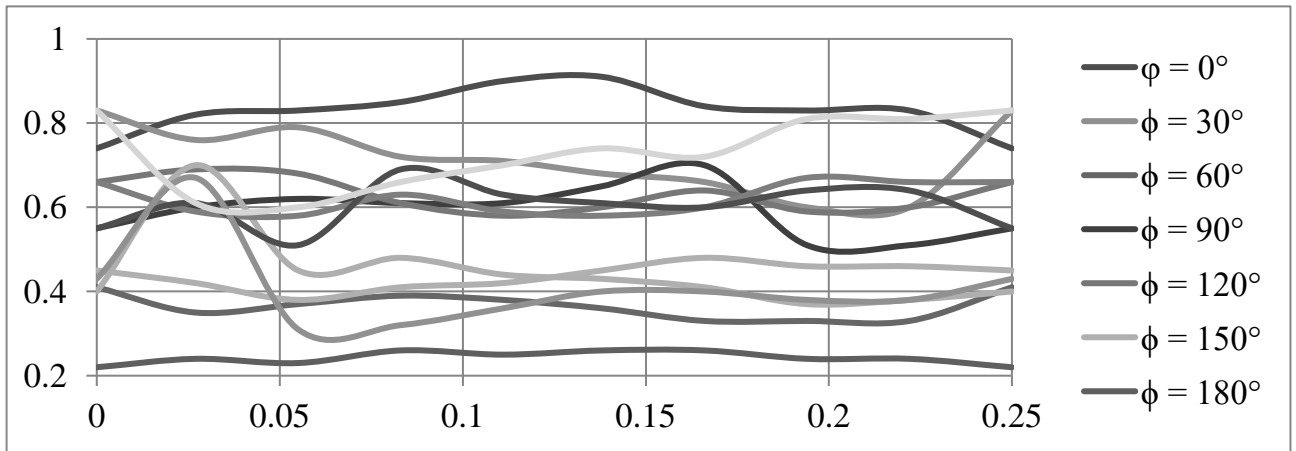
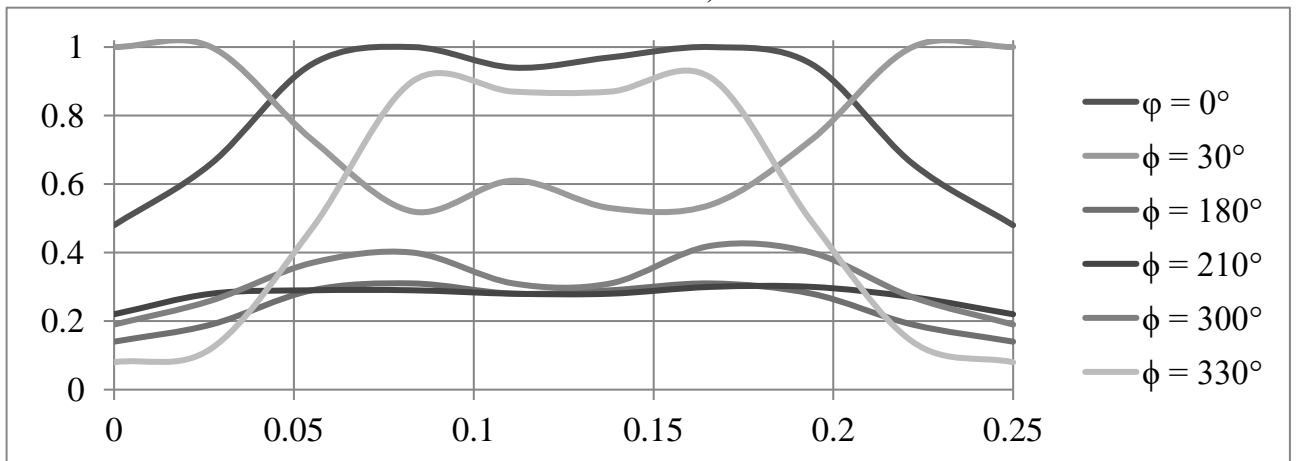


Рис. 2.20. Окреслення перерізів ДС : а) у площині $X0Y$; б) у площині $X0Z$; в) у площині $Y0Z$

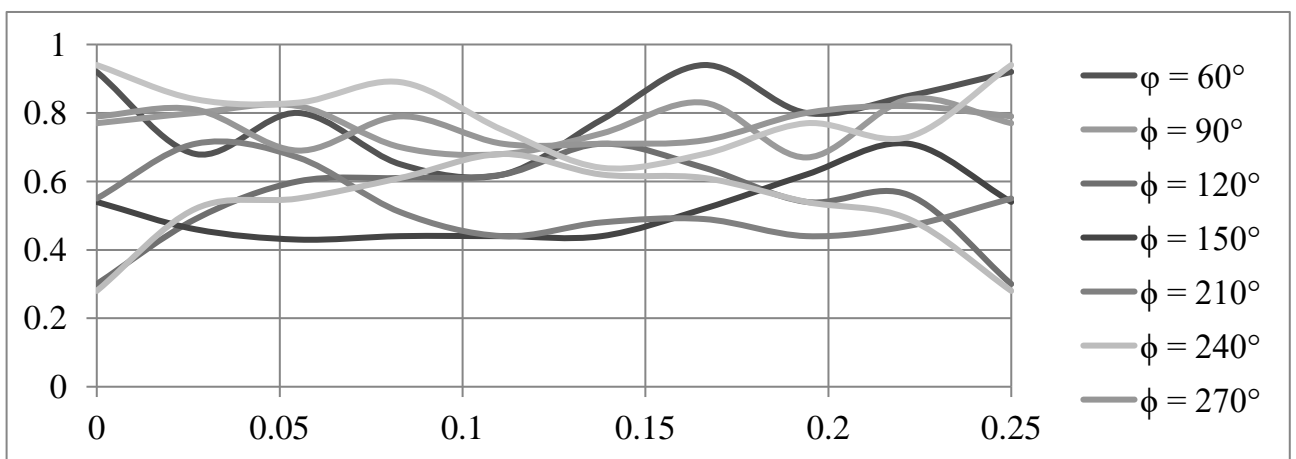
Для вказаного місця розташування антени розрахований коефіцієнт нерівномірності становить $K_H = 11.7$ дБ. Нижче рис. 2.21. наведені характерні графіки пульсацій ДС.



а)



б)



в)

Рис. 2.21. Графіки пульсацій ДС: а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z

Коефіцієнт нерівномірності з урахуванням коефіцієнта пульсацій становить $k_{pnl} = 13.5$ дБ, це суттєво більше ніж для ДС антен, встановлених в нижній частині корпусу гелікоптера.

5. Антена, встановлена зверху у хвостовій частині корпусу гелікоптера (точка 4)

На рис. 2.22 зображені характерні ДС в трьох площинах.

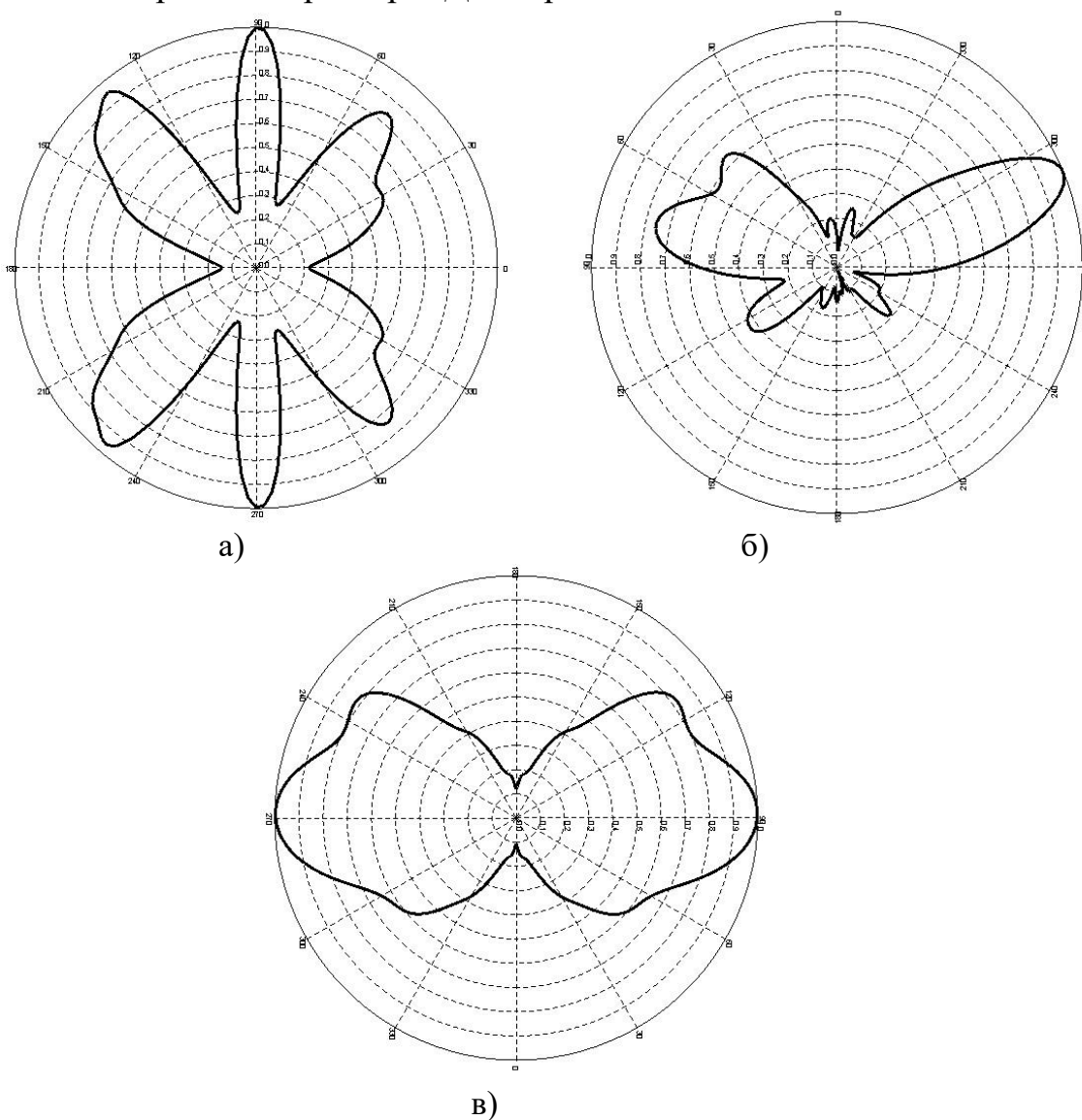
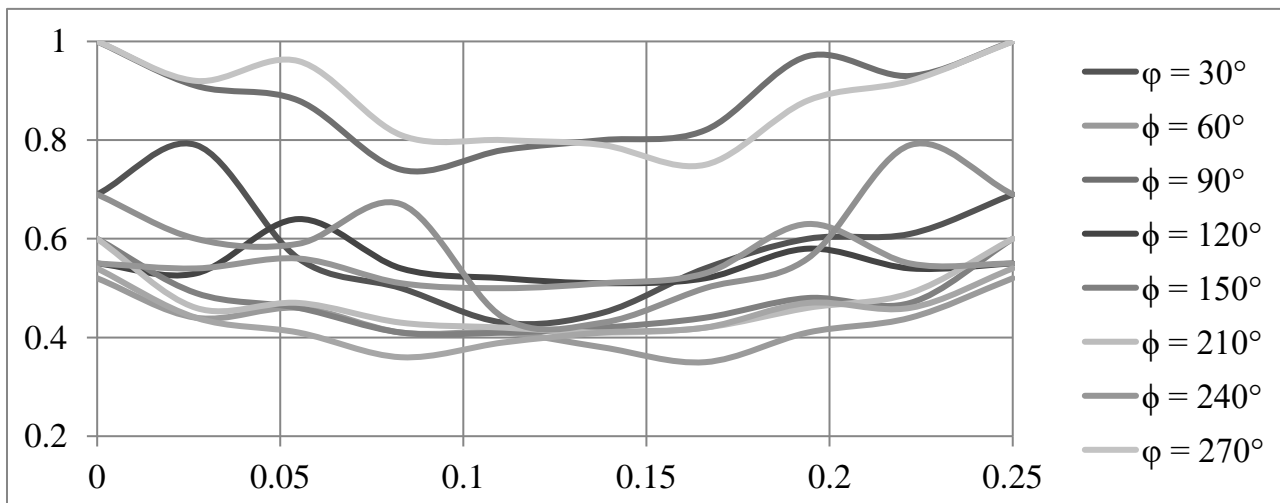


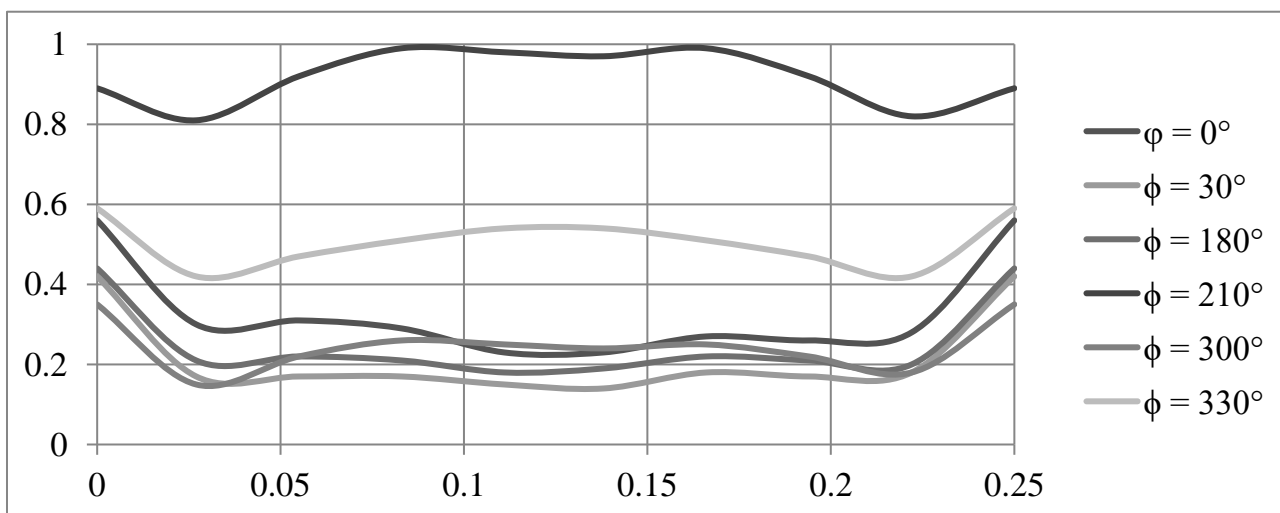
Рис. 2.22. Окреслення перерізів ДС : а) у площині XOY ; б) у площині XOZ ; в) у площині YOZ

Коефіцієнт нерівномірності становить $K_H = 16.4$ дБ.

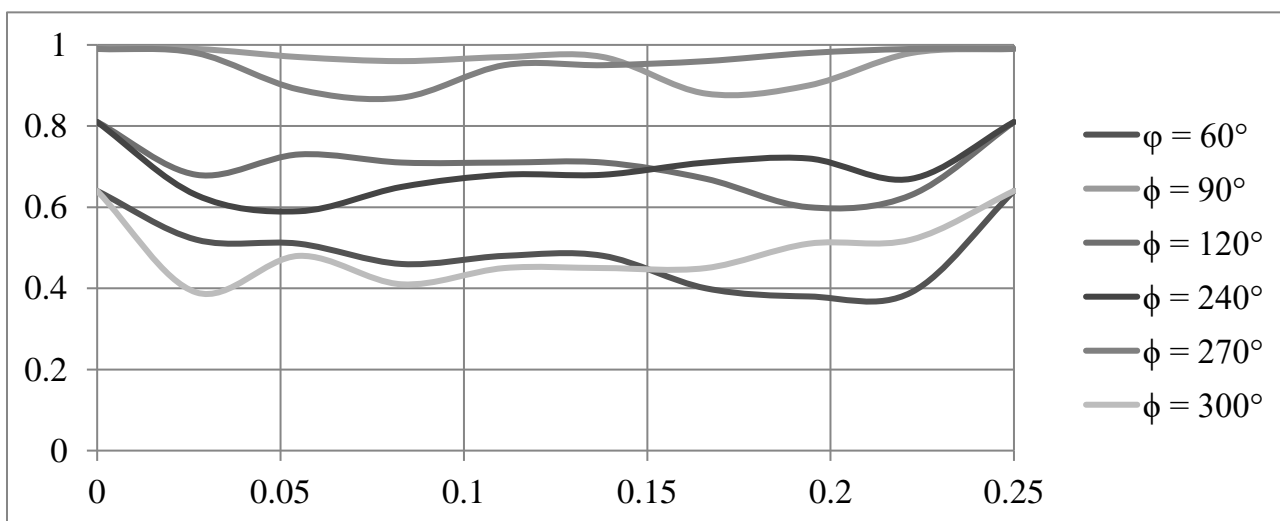
На рис. 2.23. зображені графіки пульсацій ДС антени гелікоптера.



а)



б)



в)

Рис. 2.21. Графіки пульсацій ДС: а) у площині X0Y; б) у площині X0Z; в) у площині Y0Z

Коефіцієнт нерівномірності з урахуванням пульсацій становить $k_{pul} = 19.1$ дБ, що на 3.7 дБ більше ніж при фіксованому положенні лопатей, тобто без урахування пульсацій ДС. Аналіз дослідження антен, встановлених в верхній частині корпусу гелікоптера, підтверджує закономірність збільшення коефіцієнту нерівномірності при переміщенні антени вздовж корпусу гелікоптера в напрямку з переду до задньої його частини.

Аналіз результатів, отриманих в ході розміщення слабоспрямованих антен в різних точках на корпусі гелікоптера, дає можливість стверджувати, що найбільш оптимальне місце розташування антени – це знизу в передній частині фюзеляжу гелікоптера. Вказане місце розташування антени дозволяє досягнути прийняттого коефіцієнту нерівномірності, якого достатньо для ефективної роботи більшості радіосистем [40].

2.4. Висновки

1. Антенна система гелікоптера набуває параметричних властивостей при обертанні несучого гвинта.

2. Вказаний параметричний ефект негативно впливає на радіосигнали, що передаються або приймаються слабоспрямованою антеною гелікоптера, спотворюючи та послаблюючи їх.

3. Оптимальним методом для теоретичного дослідження ДС антени гелікоптера з параметричними властивостями є метод моментів, що закладений в основі програмного забезпечення ФЕКО.

4. Для аналізу особливостей ДС антени гелікоптера введений додатковий коефіцієнт пульсацій, що оцінює вплив несучого гвинта на пульсації ДС.

5. Для більш коректної оцінки нерівномірності ДС антени гелікоптера запропонований коефіцієнт нерівномірності з урахуванням пульсацій.

6. Аналіз різних конструкцій несучого гвинта виявив, що зі збільшенням кількості лопатей частота пульсацій зростає відповідно, а особливості конструкцій слабо впливають на коефіцієнти нерівномірності та пульсацій ДС.

7. Матеріал лопатей несучого гвинта також впливає на коефіцієнт нерівномірності та повинен враховуватись при дослідженні антени гелікоптера.

8. Положення антени на корпусі гелікоптера – найбільш важливий параметр, що суттєво позначається на нерівномірності ДС та впливі несучого гвинта на неї.

9. Характерною особливістю положення антени є збільшення нерівномірності та пульсацій ДС при переміщенні антени вздовж корпусу гелікоптера від передньої до задньої його частини. Найбільш оптимальне місце положення антени знизу в передній частині фюзеляжу.

10. Використаний метод аналізу положення антени на корпусі абстрактного гелікоптера дозволяє змодельовати та дослідити найбільш оптимальне положення антени для практично будь-якого реального гелікоптера.

Список публікацій здобувача за матеріалами другого розділу

1. Zadorozhniy A. S. Pulsation coefficient directivity diagram pin antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.3 (45). – P. 11 – 17.

Особистий внесок здобувача: запропонований коефіцієнт нерівномірності діаграми спрямованості з урахуванням пульсацій.

2. Задорожний О. С. // Спотворення сигналів в радіосистемах гелікоптера // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2014. – P. 32.

Особистий внесок здобувача: вплив матеріалу і кількості лопатей та їх етажності на рівень пульсацій діаграми спрямованості гібридної антенної системи

3. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.

Особистий внесок здобувача: досліджений вплив обертань різних конструкцій несучих гвинтів на форму діаграми спрямованості антени.

РОЗДІЛ 3

СПОТВОРЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ СИСТЕМОЮ «АНТЕНА – КОРПУС ГЕЛІКОПТЕРА»

Діаграми спрямованості бортових антенних пристроїв радіозв'язку та радіонавігації мають зрізаний характер із-за виникаючих перевипромінювань електромагнітного поля штатної антени металевим фюзеляжем ЛА. Але фюзеляж вертольоту з встановленим на ньому несучим гвинтом можна сприймати як інший вібратор складної несиметричної антени, в якій основним вібратором є штатна антена [8]. При обертанні несучого гвинта вертольоту провали і максимуми зрізаної нормованої ДС складної антенної системи змінюються у часі, як було виявлено в ході проведених в розділі 2 досліджень, та періодично повторюються в напрямку будь-якого просторового, наприклад, азимутального кута φ , який відлічується від поздовжньої вісі ЛА (Рис. 3.1).

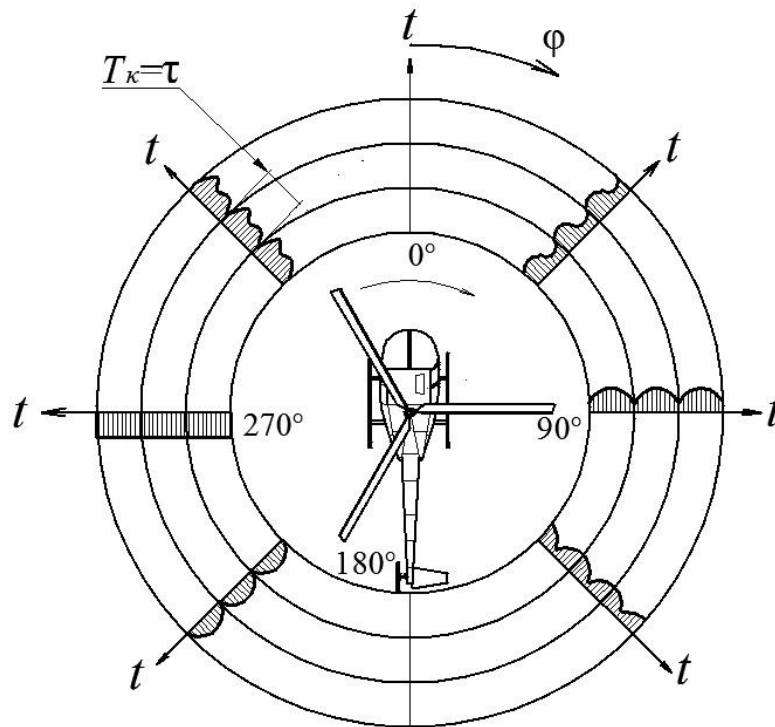


Рис. 3.1. Приклади миттєвих значень діаграми спрямованості слабоспрямованої антени гелікоптера в азимутальній площині

При цьому на часових інтервалах повторення для будь-якого кута φ форма ДС має вигляд послідовності однакових для цього кута відеоімпульсів, які примикають один до одного, створюючи неперервну монотонну криву $s(t)$ без стиків, і обпираються на «п'єдестал» певного рівня. Форма обвідної окремого відеоімпульсу для кута φ залежить від геометричних особливостей металевого фюзеляжу гелікоптера і його несучого гвинта. Характер нормованої динамічної ДС у будь-який час t , як впливає з рис.3.1, визначається її миттєвими значеннями для різних просторових кутів.

Нелінійний процес, під впливом якого форма ДС змінюється у часі, має неелектричне походження. Тому його доцільно віднести до параметричного процесу, який не додає енергії сигналу, на який він впливає, але змінює його спектральний склад. З вищенаведеного випливає, що модульований радіосигнал, який випромінюється або приймається антеною гелікоптера, потерпає небажане параметричне спотворення у вигляді паразитної амплітудної модуляції однополярним періодичним процесом $s(t)$ флуктуаційного типу. Частота F_1 першої гармоніки цього процесу визначається періодом слідування T відеоімпульсів, який дорівнює їх тривалості τ , і визначається очевидним співвідношенням:

$$F_1 = \frac{1}{\tau} = \frac{nN}{60}, \text{ Гц} \quad (3.1)$$

в якому: n – кількість обертів валу гвинта гелікоптера за одну хвилину (звичайно від 240 до 350 об/хв. і залишається постійною), а N – кількість лопатів (від двох до восьми) гвинта. Таким чином частота параметричних перетворень F_1 орієнтовно набуває значень від восьми до п'ятидесяти герц. Допустимі рівні відносної нестабільності несучих частот сучасного бортового радіобладнання знаходяться у діапазоні значень від 10^{-8} до 10^{-6} . Тому вказані частоти і їх гармоніки можуть виявитися додатковим фактором, який впливає на неприпустимі абсолютні флуктуації частотних спектрів модульованих сигналів у випадку їх неврахованого параметричного перетворення системою «штатна антена – фюзеляж гелікоптера». Система є параметричною як в режимі

передавання сигналу, так і в режимі його приймання. Тому спектральний склад сигналу на її вході і виході неоднаковий [41]. В звітних публікаціях нами не виявлені відомості про здійснення теоретичних досліджень впливу періодичного змінювання геометричної форми антенної системи вертольоту на спектральний склад вихідного радіосигналу. Тому необхідно дослідити характерні особливості спектрів радіосигналів окремих класів, якщо вони приймаються або випромінюються антенною системою гелікоптера.

3.1. Обґрунтування математичної моделі ефективної висоти антени гелікоптера

Зміна у часі геометричної форми системи «слабоспрямована антена – корпус гелікоптера» та її електричних характеристик взаємозалежні. Тому спочатку необхідно виявити таку характеристику цієї системи, часові зміни якої мають прозорий фізичний зміст, а сама вона однозначно пов'язана з нормованою ДС антенної системи гелікоптера. За таку характеристику можна прийняти ефективну довжину (висоту) антени h_e , тобто розмірний коефіцієнт пропорційності між значеннями електрорушійної сили (е.р.с.) u , яка виникає в приймальній антені будь-якої конструкції і напруженістю електричного поля E під впливом якого знаходиться антена:

$$u(t) = E(t)h_e \quad (3.2)$$

Цей коефіцієнт $h_e(t)$ є параметричною функцією часу, оскільки в правій частині співвідношення (3.2) тільки він залежить від просторового положення лопатів гвинта. Закон зміни цієї функції у часі збігається з законом зміни пульсуючої нормованої ДС антени бортової радіотехнічної системи для будь-якого просторового кута (Рис. 3.1).

Амплітудні значення u та E , тобто характеристики спрямованості передавальної та приймальної антен, не впливають на особливості частотного спектра прийнятого сигналу. Тому, з метою спрощення кінцевих виразів, в

співвідношенні (3.2) відсутні співмножники, які містять відповідні кутові залежності в явному виді.

Миттєві значення динамічної діючої довжини антени $h_e(t)$ можна надати у вигляді суми постійної складової h_{e0} , яка пов'язана зі значенням нормованої ДС антени гелікоптера, якщо його гвинт не обертається, та флюктуаційної складової $\Delta h_e(t)$, яка виникає при обертанні гвинта:

$$h_e(t) = h_{e0} - \Delta h_e(t) = h_{e0} \left[1 - \frac{\Delta h_e(t)}{h_{e0}} \right] \quad (3.3)$$

Графічними моделями цих складових можна вважати неперервні періодичні процеси $s(t)$, приклади яких зображені на рис.3.1. у вигляді послідовностей відеоімпульсів довільної форми. Вони визначають особливості флюктуацій $\Delta u(t)$ е.р.с. (3.2) у залежності від значень просторових кутів у горизонтальній та вертикальній площинах для гелікоптера будь-якого типу.

Для аналізу характерних особливостей частотного спектру флюктуацій $\Delta u(t)$ можна обрати періодичну послідовність довільних відеоімпульсів, яка відповідає вищеобґрунтованим вимогам. Зручною математичною моделлю періодичних флюктуацій є послідовність, яка створюється з косинусних імпульсів додатної полярності тривалістю τ , які примикають один до одного. При цьому миттєві значення флюктуацій діючої довжини бортової антени можна надати у вигляді:

$$\Delta h_e(t) = \Delta h_e \left| \cos \frac{\pi}{\tau} t \right| = \Delta h_e \left| \cos \frac{\nu_1}{2} t \right| \quad (3.4)$$

де: $\nu_1 = \frac{2\pi}{\tau} = 2\pi F_1$ – перша гармоніка колової частоти періодичної параметричної функції, а Δh_e – максимальне значення функції (3.4), яке залежить від форми фюзеляжу гелікоптера та конструкції гвинта. Очевидно, що в співвідношенні (3.3) $\Delta h_e < h_{e0}$.

Розкладання функції (3.4) в ряд Фур'є призводить до співвідношення [41]:

$$\Delta h_e(t) = \Delta h_e \left| \cos \frac{\nu_1 t}{2} \right| = \frac{2}{\pi} \Delta h_e \left[1 + \sum_{p=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^p}{1-(2p)^2} \cos p \nu_1 t \right], \quad (3.5)$$

яке відображує основні особливості частотних спектрів функції $\Delta h_e(t)$ у будь-яких просторових напрямках відносно початку координат. У співвідношенні (3.5) p – номер гармоніки частоти ν_1 .

Частотний спектр флуктуацій е.р.с., які спотворюють корисний, наприклад, АМ - сигнал на виході параметричної системи, визначимо на підставі співвідношення (3.2):

$$u(t) = E(t)h_e(t) \quad (3.6)$$

Співвідношення (3.2), з урахуванням співвідношень (3.3) і (3.5), можна прийняти за математичну модель, придатну для дослідження спектрів модульованих сигналів на виході параметричної антенної системи. Співвідношення (3.6) дозволяє виявити характерні особливості спотворених сигналів.

3.2. Спотворення аналогових сигналів параметричною системою «антена – корпус гелікоптера»

Серед аналогових сигналів, що використовуються в радіосистемах, виділяють сигнали з амплітудною та кутовою модуляціями. В свою чергу сигнали з кутовою модуляцією поділяються на сигнали з частотною та фазовою модуляціями.

1. Амплітудна модуляція. Нижче розглянуті спотворення амплітудно-модульованих сигналів параметричною антенною системою гелікоптера [8]. Нехай у точці розміщення штатної бортової антени напруженість електричного поля корисного АМ сигналу надається загальним співвідношенням:

$$E = E_0 \left[1 + \sum_{i=1}^{\infty} M_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \Psi_0) = \\ = E_0 \left\{ \cos(\omega_0 t + \Psi_0) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{M_i}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_i)t + \Psi_0 - \Phi_i] + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{M_i}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_i)t + \Psi_0 + \Phi_i] \right\}, \quad (3.7)$$

де: ω_0 і Ψ_0 – колова частота несучої та її початкова фаза, M_i – парціальні коефіцієнти глибини модуляції, Ω_i – колова частота i -ї складової модулюючого сигналу, Φ_i – її початкова фаза. Тоді на підставі співвідношень (3.3), (3.5) і (3.7) виявляється спектральний склад е.р.с. (3.2) після її параметричного перетворювання. Відповідне співвідношення подане в структурованому виді типу (3.7), характерному для багаточастотного АМ - сигналу:

$$\begin{aligned}
 u(t) = E_0 h_{e0} \left\{ \left[1 + \sum_{i=1}^{\infty} M_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \Psi_0) - \right. \\
 - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e0}} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p v_1 t \right] \cos(\omega_0 t + \Psi_0) - \\
 - \frac{1 \Delta h_e}{\pi h_{e0}} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p v_1 t \right] \cdot \sum_{i=1}^{\infty} M_i \cos[(\omega_0 - \Omega_i) t + \Psi_0 - \Phi_i] - \\
 \left. - \frac{1 \Delta h_e}{\pi h_{e0}} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p v_1 t \right] \cdot \sum_{i=1}^{\infty} M_i \cos[(\omega_0 + \Omega_i) t + \Psi_0 + \Phi_i] \right\} \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

Перша складова співвідношення (3.8) характеризує основний АМ - сигнал, а від'ємники є продуктами його параметричних перетворювань і не містять корисної інформації. Сукупність цих від'ємників після перемноження відповідних гармонічних функцій, які до них надходять, визначає спектральний склад флуктуацій (3.6)

З виразу (3.8) впливає таке:

- кожна спектральна складова корисного сигналу (3.7), тобто його несуча на частоті ω_0 та складові на бокових частотах $\omega_0 \mp \Omega_i$, які містяться в першому члені співвідношення (3.8), супроводжуються появою небажаних спектральних складових на комбінаційних частотах $\omega_0 \mp p v_1$, $\omega_0 \mp \Omega_i \mp p v_1$;

- поява цих складових спотворює спектр високочастотного корисного сигналу;

- спотворення зберігаються й після детектування високочастотного коливання;

– частотні спотворення сигналу виникають при його прийманні та його випромінюванні бортовою антеною гелікоптера;

– ефект параметричних перетворювань АМ - сигналу може проявлятися у вигляді небажаних частотних викривлень голосових сповіщань, погіршення розбірливості мовлення, амплітудних флуктуацій корисного сигналу після детектування, міжсимвольної інтерференції цифрових сигналів, похибок окремих бортових систем радіонавігації;

Виникнення небажаних складових спектру на виході параметричної антенної системи гелікоптера, які описують другий, третій і четвертий від’ємники співвідношення (3.8), тобто поява флуктуацій $\Delta u(t)$ (3.6), потребують відповідних витрат потужності корисного АМ - сигналу.

З співвідношення (3.8) також випливає, що при обертанні гвинта гелікоптера амплітуда E_0 несучої корисного сигналу на виході антени зменшується на

величину $\frac{2}{\pi} \Delta h_e E_0$, тобто в $\left(1 - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e0}}\right)^{-1}$ разів, що неминуче призведе до

погіршення відношення *сигнал / завада* на вході відповідного радіоприймального пристрою.

Функцію $\left| \cos \frac{v_1}{2} t \right|$ можна вважати співмножником характеристики спрямованості антени будь-якої радіотехнічної системи, встановленої на борту гелікоптера. Тому в найгіршому випадку, якщо $\Delta h_e = h_{e0}$, характеристику спрямованості бортової антени доцільно помножити на величину максимального ослаблення несучої, яка дорівнює $1 - \frac{2}{\pi} = 0,363$. Це непередбачене ослаблення

несучої корисного сигналу може стати найбільш важливим негативним явищем, яке призводить до погіршення нормальної роботи бортової радіоапаратури гелікоптера на етапах польоту та посадки.

За узагальненими даними експериментів, наведеними в [4], витрати потужності сигналу, які виникають при ротації гвинта гелікоптера, в окремих випадках можуть сягати 12 дБ.

В співвідношенні (3.8) в неявному виді також міститься інформація про можливі амплітудно-частотні спотворення сигналу в бортових радіоелектронних системах, в яких застосовуються різновиди амплітудної модуляції та амплітудної маніпуляції.

На рис. 3.2 та рис. 3.3 представлені осцилограма та спектр АМ сигналу на вході антени з параметричними ефектами.

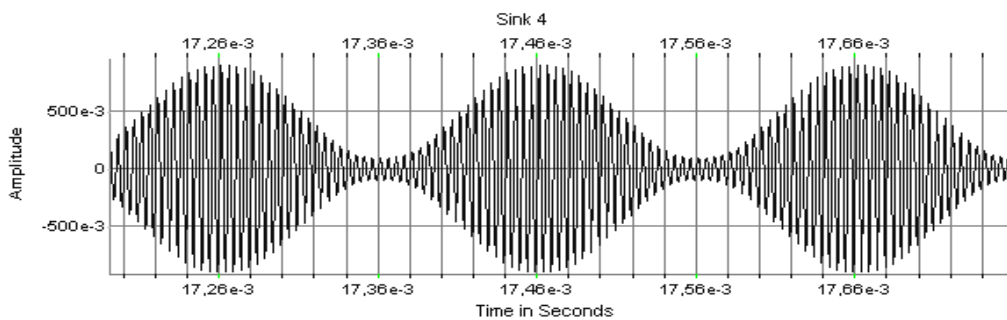


Рис. 3.2. Осцилограма АМ сигналу

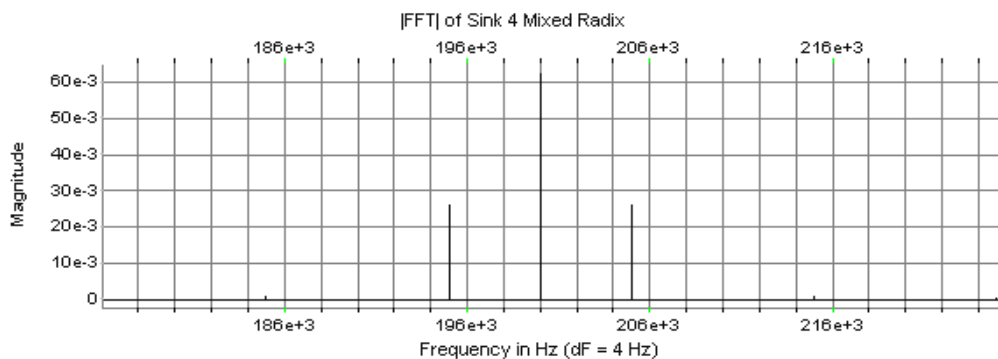


Рис. 3.3. Спектр АМ сигналу

Спектр такого АМ сигналу на виході антени наведено на рис. 3.4 та рис. 3.5.

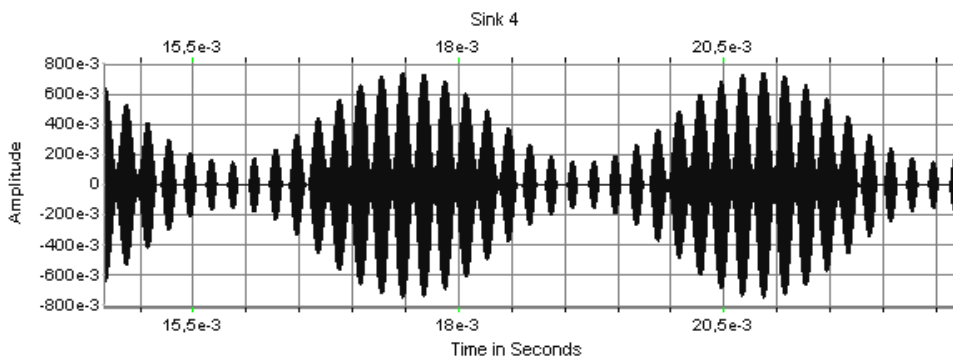


Рис. 3.4. Осцилограма спотвореного АМ сигналу

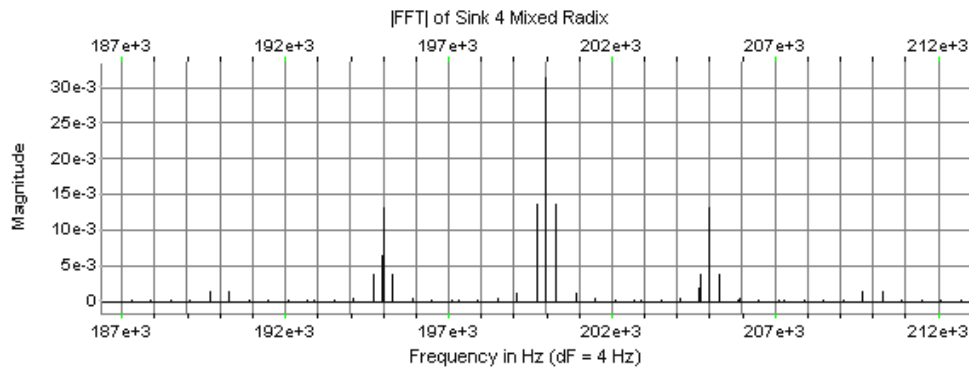


Рис. 3.5. Спектр спотвореного АМ сигналу

З рис. 3.4 та рис. 3.5 видно, що біля кожної спектральної складової з'являються небажані складові досить високого рівня, причому рівень корисного сигналу суттєво знижується. А близькість частот корисного сигналу та сателітів робить неможливою їх фільтрацію звичайними методами.

2. Кутова модуляція. На підставі вищезначеної математичної моделі розглянуті принципові особливості спектру сигналу з кутовою модуляцією, якщо він потерпає параметричних перетворювань в антенній системі гелікоптера.

Вважаємо модулюючий сигнал одночастотним. У цьому випадку напруженість електричного поля модульованого сигналу в точці його приймання можна надати у такому вигляді:

$$E = E_0 \left\{ \cos(\omega_0 t + \psi_0) + (-1)^n \sum_{n=0}^{\infty} J_n(m) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t + \psi_0 - \Phi_n] + \sum_{n=0}^{\infty} J_n(m) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + \psi_0 + \Phi_n] \right\} \quad (3.9)$$

В співвідношенні (3.9):

$$J_n(m) = \sum_k \frac{(-1)^k (0,5m)^{2k+n}}{k!(k+n)!} \quad (3.10)$$

– функція Бесселя n – го порядку від аргументу m , а k – порядковий номер члена ряду, яким ця функція надається. Відповідно до виразу (3.9) в співвідношенні (3.10) значення n збігаються з номерами гармонік частоти Ω модулюючого сигналу, а значення m є індексами можливих різновидів кутової модуляції – фазової або частотної [21].

Спектральний склад е.р.с. $u(t)$ для випадку, який розглядається, можна виявити на підставі співвідношень (3.2) і (3.9):

$$\begin{aligned}
 u(t) = & E_0 h_{e0} \left\{ \cos(\omega_0 t + \psi_0) + (-1)^n \sum_{n=0}^{\infty} J_n(m) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t + \psi_0 - \Phi_n] + \right. \\
 & + \sum_{n=0}^{\infty} J_n(m) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + \psi_0 - \Phi_n] - \\
 & - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e0}} \left[1 + \sum_{p=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p\nu_1 t \right] \cos(\omega_0 t + \Psi_0) - \\
 & - (-1)^n \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e0}} \left[1 + \sum_{p=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p\nu_1 t \right] \cdot \sum_{n=0}^{\infty} J_n(m) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t + \Psi_0 - \Phi_n] - \\
 & \left. - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e0}} \left[1 + \sum_{p=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p\nu_1 t \right] \cdot \sum_{n=0}^{\infty} J_n(m) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + \Psi_0 + \Phi_n] \right\} \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

В отриманому співвідношенні (3.11) перші три складові є корисним сигналом, а три від'ємники є амплітудно-модульованими завадами внутрішнього походження. Із-за їх наявності спектральний склад корисного сигналу (3.9) спотворюється появою складових на частоті несучої ω_0 і на комбінаційних частотах $\omega_0 \mp p\nu_1$ та $\omega_0 \mp n\Omega \mp p\nu_1$. Складові на вказаних частотах відбирають енергію з корисного сигналу, який збуджує антену як в режимі приймання, так і в режимі передавання, зменшуючи його потужність. Усунути цю сукупність укорінених в сигнал комбінаційних завад параметричного походження неможливо.

Якщо модулюючий сигнал буде багаточастотним, то в співвідношенні (3.11) відповідним чином збільшиться кількість комбінаційних складових, які містять частоти модуляції Ω_i та їх гармоніки $n\Omega_i$.

На рисунках рис. 3.6 та рис. 3.7 представлені осцилограма та спектр ФМ сигналу на вході антени з параметричними ефектами.

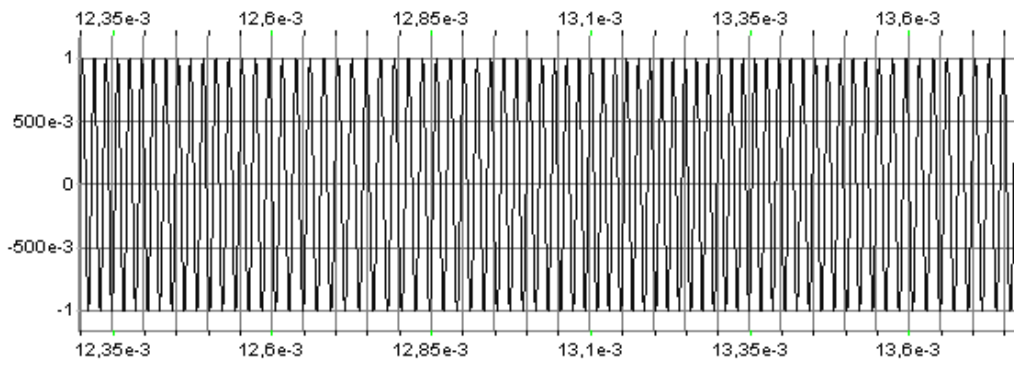


Рис. 3.6. Осцилограма ФМ сигналу

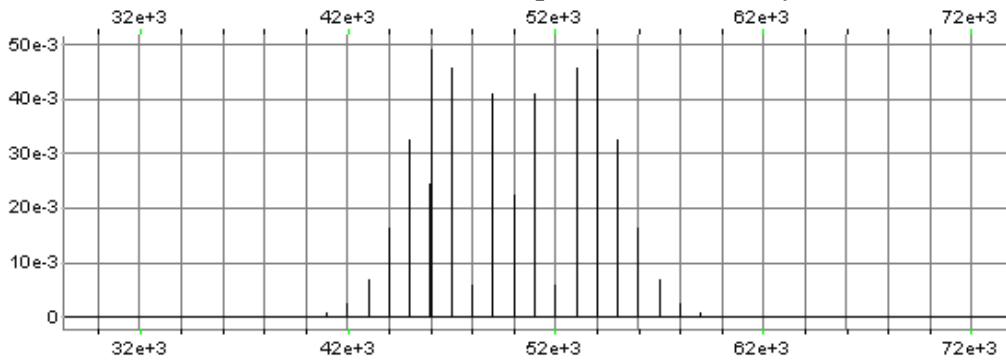


Рис. 3.7. Спектр ФМ сигналу

Спектр такого ФМ сигналу на виході антени наведено на рис. 3.8 та рис.3.9.

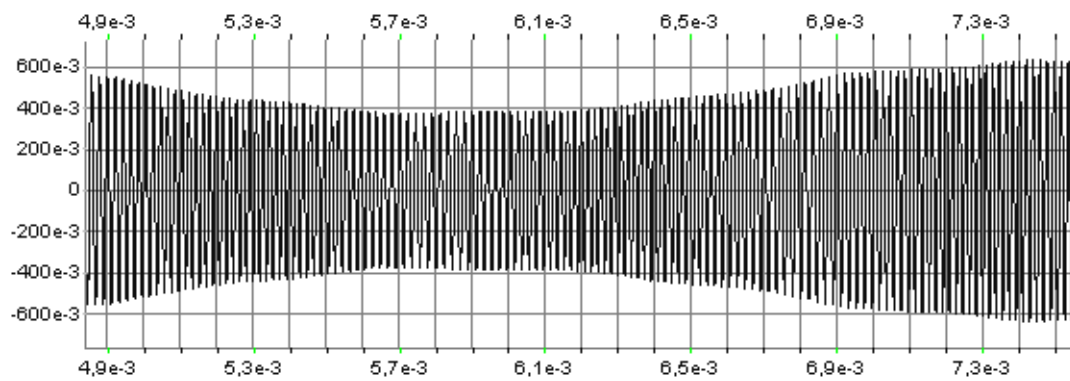


Рис. 3.8. Осцилограма спотвореного ФМ сигналу

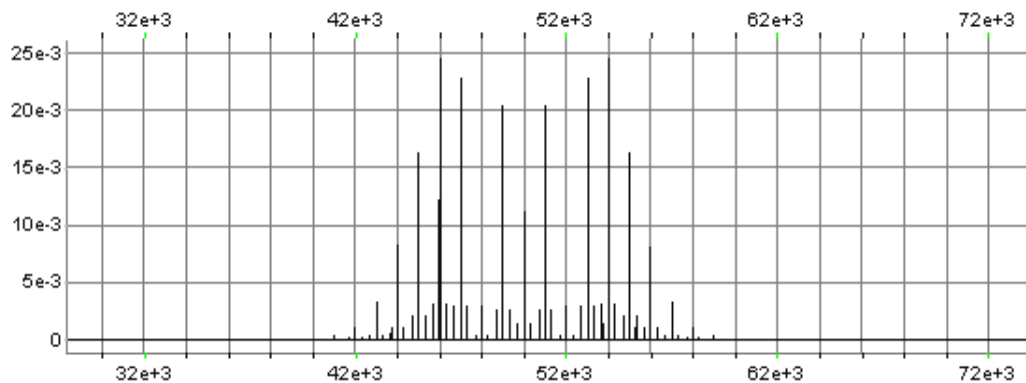


Рис. 3.9. Спектр спотвореного ФМ сигналу

У результаті проведеного аналізу були виявлені характерні особливості амплітудно-частотних спотворень АМ-сигналів і сигналів з кутовою модуляцією, які виникають в антенному пристрої гелікоптера при обертанні його металевого несучого гвинта. Параметричні спотворення для спектрів сигналів, які досліджувались, мають ознаки амплітудно-модульованих коливань. У спектрах сигналів виникають небажані складові на комбінаційних частотах, значення яких, при інших рівних умовах, залежать від кількості лопатів гвинта гелікоптера і швидкості його обертання. На виході антени, яка при цьому набуває властивостей параметричного пристрою, зменшується рівень несучої корисного сигналу. Спотворення не залежать від належності антени до радіоприймального або радіопередавального тракту[41].

3.3. Спотворення цифрових сигналів параметричною системою «антена – корпус гелікоптера»

Особливістю цифрової модуляції є те, що модулюючий сигнал є двійковим, тобто може мати тільки два значення: 0 або 1, наприклад, для значення 1 сигнал має певне значення амплітуди, а для значення 0 – відсутність сигналу (амплітуда близько 0). Одним з найпростіших варіантів цифрових сигналів є меандр – періодичний сигнал прямокутної форми. Тривалість імпульсу і час між імпульсами у періоді такого сигналу дорівнюють одне одному. Меандр може бути двополярним та уніполярним. Далі розглянуті сигнали маніпульовані меандром [42 - 44].

1. Вхідний сигнал є одночастотним з амплітудною маніпуляцією меандром.

Миттєві значення сигналу в точці приймання надаються виразом [44, 45]:

$$E(t) = \frac{1}{2} E_o \left(1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \cos \Omega t \right) \cos(\omega_o t + \Psi_o), \quad (3.12)$$

в якому $\Omega = \frac{2\pi}{T_m}$, а T_m - період слідування прямокутних імпульсів.

Миттєві значення спотвореного сигналу (3.6) на клемах антени визначаються з урахуванням співвідношення (3.12):

$$u(t) = 0,5 E_o h_{eo} \left\langle \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \cos n \Omega t - \frac{2}{\pi} \frac{\Delta h_e}{h_{eo}} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p v_1 t \right] \right\} \cos(\omega_o t + \Psi_o) - \right. \\ \left. - \frac{4}{\pi^2} \frac{\Delta h_e}{h_{eo}} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p v_1 t \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \left\{ \cos[(\omega_o - n\Omega)t + \Psi_o] + \cos[(\omega_o + n\Omega)t + \Psi_o] \right\} \right\rangle \quad (3.13)$$

З співвідношення (3.13) випливає, що всі спектральні складові корисного сигналу (3.12) ослаблюються в антені так само, як в попередніх випадках.

Частотний склад вихідного сигналу наведений у третьому стовпці таблиці.

2. Вихідний сигнал є частотно-маніпульованим за законом меандру, двочастотним.

Миттєві значення напруги (3.6) на вихідних клемах антени у цьому випадку визначаються співвідношенням:

$$E(t) = \frac{1}{2} E_o \left\langle \cos \left(\omega_1 t + K_1 \frac{\pi}{2} \right) + \cos \left(\omega_2 t - K_2 \frac{\pi}{2} \right) + \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin n \frac{\pi}{2} \left\{ \cos \left[(\omega_1 - n\Omega)t + \left(K_1 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] \right. \right. \\ \left. \left. + \cos \left[(\omega_1 + n\Omega)t + \left(K_1 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \cos \left[(\omega_2 - n\Omega)t - \left(K_2 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] + \cos \left[(\omega_2 + n\Omega)t - \left(K_2 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \right\rangle, \quad (3.14)$$

В співвідношенні (3.14) частоти ω_1 і ω_2 відповідають несучим логічних одиниць «+1» і «-1», частота маніпуляції Ω визначається періодом меандру T_m ,

$K_{1(2)}$ є коефіцієнтом пропорційності між значеннями несучих частот і частотою маніпуляції (як правило, він є цілим числом):

$$K_{1(2)} = \frac{\omega_{1(2)}}{\Omega}$$

В системі «антена – корпус гелікоптера» сигнал (3.14) спотворюється за спектром і набуває наступної математичної інтерпретації:

$$\begin{aligned}
 u(t) = \frac{1}{2} E_o h_{eo} \left[1 - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{eo}} - \frac{4 \Delta h_e}{\pi h_{eo}} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p v_1 t \right] & \left\langle \cos \left(\omega_1 t + K_1 \frac{\pi}{2} \right) + \cos \left(\omega_2 t - K_2 \frac{\pi}{2} \right) + \right. \\
 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n \pi} \sin n \frac{\pi}{2} & \left\{ \cos \left[(\omega_1 - n \Omega) t + \left(K_1 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] \right. \\
 + \cos \left[(\omega_1 + n \Omega) t + \left(K_1 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] & + \\
 + \cos \left[(\omega_2 - n \Omega) t - \left(K_2 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] & + \left. \left. \cos \left[(\omega_2 + n \Omega) t - \left(K_2 + n \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} \right\rangle \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

З співвідношення (3.15) випливає, що на виході антени спектр сигналу відрізняється від спектру на її вході. Рівні корисного сигналу (3.14) ослаблюються вже відомим чином.

3. Вхідний сигнал є фазо-маніпульованим за законом меандру.

У цьому випадку миттєві значення напруги (3.6) на вихідних клеммах параметричної системи «антена – корпус гелікоптера» визначаються співвідношенням:

$$\begin{aligned}
 E(t) &= \frac{4}{\pi} E_o \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2 \frac{n \pi}{4} \cdot \sin n \Omega t \cdot \cos \omega_o t = \\
 &= \frac{2}{\pi} E_o \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2 \frac{n \pi}{4} \cdot [\sin (\omega_o + n \Omega) t - \sin (\omega_o - n \Omega) t] \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

Після перетворення в системі «антена – корпус гелікоптера» корисний сигнал може бути наданий таким чином:

$$u(t) = \frac{2}{\pi} E_o h_{e_o} \left[1 - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e_o}} - \frac{4 \Delta h_e}{\pi h_{e_o}} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^p}{1 - (2p)^2} \cos p \nu_1 t \right] \times \\ \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin^2 \frac{n\pi}{4} [\sin(\omega_o + n \Omega)t - \sin(\omega_o - n \Omega)t] \quad (3.17)$$

Сигналу (3.17) притаманні обидва ефекти, якими характеризуються сигнали, які вже аналізувалися.

Аналіз цифрових сигналів також свідчить про параметричні спотворення та послаблення радіосигналу. Однак для цифрових видів модуляції такі спотворення можуть проявитись в більш серйозних ефектах: джиттер, між- символна інтерференція, проблеми синхронізації та інших небажаних ефектів, що можуть стати причиною бітових помилок та некоректної передачі даних [45, 46].

3.4. Спотворення адитивної суміші сигналу та завади параметричною системою «антена – корпус гелікоптера»

Будемо вважати, що сигнал приймається в суміші з вузькосмуговою радіозавадою на частоті ω_0 , яка характеризується випадковою обвідною $\tilde{A}(t)$ і фазою $\tilde{\theta}(t)$:

$$\tilde{a}(t) = \tilde{A}(t) \cos(\omega_0 t + \tilde{\theta}(t)) = \tilde{A}(t) (\cos \tilde{\theta}(t) \cos \omega_0 t - \sin \tilde{\theta}(t) \sin \omega_0 t) \quad (3.18)$$

Густина розподілу ймовірності для обвідної в співвідношенні (3.18) підпорядковується, наприклад, закону Гауса, а фаза - розподілена рівномірно в діапазоні можливих значень $[-\pi, \pi]$. Така, зосереджена за частотою радіозавада, є найнебезпечнішою для вузькосмугових радіосигналів, які застосовуються в сучасних цифрових каналах зв'язку та передавання даних [23, 25, 45].

При наявності завади на вході антени РПП можливе виникнення таких ситуацій [47]:

- в цифровому радіоканалі між двома гелікоптерами на вхід бортового РПП поступає адитивна суміш радіосигналу, двічі перетвореного в антенах вертольотів, і зовнішня радіозавада, яка зазнала однократного перетворення;

- в цифровому радіоканалі між РПД гелікоптера і РПП, який встановлений не на гелікоптері, сигнал на вході радіоприймача є таким, що вже зазнав параметричних перетворювань, а радіозавада – ні;

- в цифровому радіоканалі між РПД, встановленим не на гелікоптері, і РПП, встановленим на гелікоптері, вхід радіоприймача знаходиться під впливом адитивної суміші радіосигналу і радіозавади, які потерпають від параметричних перетворювань в антені РПП гелікоптера.

Першу ситуацію вважаємо загальною. Для неї ЕРС $e_{\Sigma}(t)$ на виході антени, яка обумовлена наявністю адитивної суміші напруженостей електричного поля радіосигналу $E(t)$ і завади (3.18) в точці розміщення антени з урахуванням співвідношень (3.2), (3.3), і (3.5), можна надати у вигляді:

$$e_{\Sigma}(t) = E(t) h_0 \left\{ 1 - \frac{4 \Delta l \Delta h}{\pi^2 l_0 h_0} - \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \left(1 + \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \right) \left[1 + \sum_{p_l=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_l}}{1 - (2p_l)^2} \cos p_l v_l t \right] - \right. \\ \left. - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \left(1 + \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \right) \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \right\} + \\ + \tilde{a} h_0 \left\{ 1 - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \right\} \quad (3.19)$$

З співмножника, яким є вираз, зосереджений у перших фігурних дужках співвідношення (3.19), випливає, що незалежно від типу модуляції корисного сигналу $E(t)$ на виході антени, його значення зменшуються на величину, яка визначається сукупністю трьох відповідних від'ємників. Енергія, що відповідає цій величині, витрачається на створення сателітів, які стають внутрішньою завадою на комбінаційних частотах. Сателіти супроводжують всі складові корисного сигналу і спотворюють його спектр [41]. В цьому співмножнику, з метою його спрощення, нехтуємо відносно невеликими за амплітудами складовими, які виникають на комбінаційних частотах порядку $|p_l v_l \pm p_h v_h|$.

З співмножника, яким є вираз, зосереджений у інших фігурних дужках співвідношення (3.19), випливає, що спектр завади також змінюється. При $\Delta h \neq 0$

виникають нові складові зосередженої завади на комбінаційних частотах $\omega_0 \pm p_h \nu_h$, які теж флюктуують за амплітудою та фазою. Однак загальна енергія завади на виході антени залишається незмінною. Тому відношення *сигнал/завада* на виході антени виявляється меншим, ніж співвідношення *сигнал/завада* на її вході (тобто при $\Delta l = 0$ та $\Delta h = 0$).

В іншій ситуації, означеній вище, в співвідношенні (3.19) вважаємо $\Delta h = 0$.

При цьому одержуємо таке:

$$e_{\Sigma}(t) = \left\langle E(t) \left\{ 1 - \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \left[1 + \sum_{p_l=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_l}}{1 - (2p_l)^2} \cos p_l \nu_l t \right] \right\} + \tilde{a}(t) \right\rangle h_0 \quad (3.20)$$

Для третьої ситуації в співвідношенні (3.19) вважаємо $\Delta l = 0$. При цьому отримуємо таке:

$$e_{\Sigma}(t) = [E(t) + \tilde{a}(t)] \left\{ 1 - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h \nu_h t \right] \right\} h_0 \quad (3.21)$$

Припустимо, що корисним є одночастотний сигнал з амплітудною маніпуляцією меандром [43]:

$$E(t) = \frac{1}{2} E_0 \left(1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \cos n \Omega t \right) \cos(\omega_0 t + \Psi_0) = \quad (3.22)$$

$$= \frac{1}{2} E_0 \left\langle \cos(\omega_0 t + \Psi_0) + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \{ \cos[(\omega_0 - n \Omega)t + \Psi_0] + \cos[(\omega_0 + n \Omega)t + \Psi_0] \} \right\rangle$$

В співвідношенні (3.22): E_0 - амплітуда вектора напруженості електричного поля в точці приймання; $\Omega = \frac{2\pi}{T_m}$, T_m - період слідування прямокутних імпульсів, n - номер гармоніки; Ψ_0 - початкова фаза несучої на частоті ω_0 . Якщо сигнал (3.22) і заваду (3.18) підставити в співвідношення (3.19), то для першої ситуації отримуємо таке:

$$e_{\Sigma}(t) = \frac{1}{2} E_0 h_0$$

$$\left\langle \cos(\omega_0 t + \Psi_0) + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \left\{ \cos[(\omega_0 - n\Omega)t + \Psi_0] + \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + \Psi_0] \right\} \right\rangle \times$$

$$\times \left\langle \left[1 - \frac{4 \Delta l \Delta h}{\pi^2 l_0 h_0} - \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \left(1 + \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \right) \left[1 + \sum_{p_l=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_l}}{1 - (2p_l)^2} \cos p_l v_l t \right] - \right. \right.$$

$$\left. - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \left(1 + \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \right) \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \right] \right\rangle +$$

$$+ \tilde{A}(t) h_0 \cos(\omega_0 t + \tilde{\theta}(t)) \left\{ 1 - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \right\} \quad (3.23)$$

В співвідношенні (3.23) високу частоту ω_0 у подальшому слід змінити на проміжну частоту ω_{mp} . При цьому процес буде формально перенесеним до входу демодулятора. Вважаючи $\Psi_0 = 0$, позначивши $0,5 E_0 h_0 = U_0$ і $\tilde{A}(t) h_0 = \tilde{U}_{\text{зав}}(t)$, співвідношення (3.23) можна сприймати як математичну модель відповідної напруги $u_{\Sigma}(t)$:

$$u_{\Sigma}(t) = U_0 \left\{ \cos \omega_{\text{mp}} t + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n} \left[\cos(\omega_{\text{mp}} - n\Omega)t + \cos(\omega_{\text{mp}} + n\Omega)t \right] \right\} \times$$

$$\times \left\langle \left[1 - \frac{4 \Delta l \Delta h}{\pi^2 l_0 h_0} - \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \left(1 + \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \right) \left[1 + \sum_{p_l=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_l}}{1 - (2p_l)^2} \cos p_l v_l t \right] - \right. \right.$$

$$\left. - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \left(1 + \frac{2 \Delta l}{\pi l_0} \right) \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \right] \right\rangle +$$

$$+ \tilde{U}_{\text{зав}}(t) (\cos \tilde{\theta}(t) \cos \omega_{\text{mp}} t - \sin \tilde{\theta}(t) \sin \omega_{\text{mp}} t) \left\{ 1 - \frac{2 \Delta h}{\pi h_0} \right.$$

$$\left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \quad (3.24)$$

З отриманого співвідношення випливає таке:

- спектральні складові корисного сигналу (3.23) на частотах $\omega_{\text{пр}}$ та $\omega_{\text{пр}} \pm n\Omega$ супроводжуються сателітами, які виникають на комбінаційних частотах $\omega_{\text{пр}} \pm p_{h(l)}v_{h(l)}$ та $\omega_{\text{пр}} \pm n\Omega \pm p_{h(l)}v_{h(l)}$ при будь-яких сполученнях знаків «+» і «-»;

- складова сигналу на проміжній частоті маскується зосередженою завадою та флюктуючими за амплітудами і фазами сателітами, які виникають на частотах $\omega_{\text{пр}}$ і $\omega_{\text{пр}} \pm p_h v_h$, якщо РПП встановлений на гелікоптері.

Оскільки частоти $\omega_{\text{пр}}$ і $\omega_{\text{пр}} \pm p_{h(l)}v_{h(l)}$, а також $\omega_{\text{пр}} \pm n\Omega$ та $\omega_{\text{пр}} \pm n\Omega \pm p_{h(l)}v_{h(l)}$ відрізняються незначно, то між відповідними складовими виникають биття з періодами слідування $2\pi/p_h v_h$ на частотах $\omega_{\text{пр}}$ та $\omega_{\text{пр}} \pm n\Omega$ відповідно. Ці обставини, з урахуванням існування завади на тих самих частотах, можуть призвести до спотворення характеристик імпульсних сигналів, погіршити точність їх виявлення і відтворення у подальших каскадах РПП.

Якщо в РПП всі функціональні елементи працюють ідеально, то на виході демодулятора виникає напруга, яка містить складові на частотах $n\Omega$ обвідної корисного сигналу (3.22), а також на частотах $n\Omega \pm p_{h(l)}v_{h(l)}$ та $p_{h(l)}v_{h(l)}$, яких у спектрі вхідного сигналу не було. Тому биття виникають і в низькочастотному тракті радіоприймача.

З співвідношення (3.24) також випливає, що корисний сигнал на виході фільтру нижніх частот демодулятора супроводжується завадою

$$\tilde{u}_{\text{зав}}(t) = \tilde{U}_{\text{зав}}(t) \left\{ 1 - \frac{2\Delta h}{\pi h_0} \left[1 + \sum_{p_h=1}^{\infty} 2 \frac{(-1)^{p_h}}{1 - (2p_h)^2} \cos p_h v_h t \right] \right\} \cos \tilde{\theta}(t) \quad (3.25)$$

Обидві складові напруги загальної завади (3.25), які не залежать від частоти, відповідають обвідній вузькосмугової завади (3.18), що впливає на

антену РПП і послаблюють одна іншу. Складові завади (3.25), які залежать від частоти пульсацій ефективної висоти антени $\Delta h(t)$, виникають за рахунок різницевої енергії між вищезгаданими завадами і об'єднуються з іншими складовими.

З співвідношень (3.19) - (3.21) випливає, що особливості, які притаманні параметричним перетворюванням сигналу $E(t)$ (3.22) в антені гелікоптера, можна поширити на радіовипромінювання будь-якого класу.

Негативні наслідки спотворення спектру сигналу в антені гелікоптера можуть явитися причиною виникнення похибок в блоці оперативних даних про його ідентифікацію і місцеперебування, якщо, з метою удосконалення процедур управління повітряним рухом, передбачається застосування супутникової системи автоматичних залежних спостережень в режимі радіомовлення (ADS-B) або наземної системи мультілатерації (MLAT). Ці похибки можуть стати додатковими факторами, які негативно впливають на значення таких нормованих показників вказаних систем, як точність, цілісність, доступність даних для споживача [23].

3.5. Висновки

1. Якщо канал радіозв'язку встановлюється між парою вертольотів, то корисний сигнал перетворюється в ньому двічі, а завада – одноразово.

2. У процесі параметричного перетворення сигналу і вузькосмугової завади виникають паразитні складові-сателіти, які існують за рахунок енергій корисного сигналу та завади відповідно.

3. Частоти сателітів є комбінаційними за своїм походженням, вони незначно відрізняються від частот своїх «енергетичних донорів» і тому створюють з ними відповідні биття.

4. Наявність биттів у суміші з перетвореною завадою утруднює безпомилкову регенерацію імпульсів, які застосовуються як елементи кодів при здійсненні цифрового передавання даних з борта або на борт гелікоптера.

5. Спотворення спектру корисного сигналу в АС гелікоптера може негативно впливати на якість оцінки повітряної обстановки, якщо для цього передбачено використання систем ADS-B або MLAT.

Список публікацій здобувача за матеріалами третього розділу

1. Zadorozhniy A. S. The distortion of radio signals spectra by parametric system "basic antenna - the fuselage of helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.1 (35). – P. 35 – 40.

Особистий внесок здобувача: представлена математична модель параметричної ефективної висоти антенної системи гелікоптера.

2. Задорожний О. С. // Спотворення сигналів в радіосистемах гелікоптера // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2014. – P. 32.

Особистий внесок здобувача: аналіз спотворень аналогових радіосигналів антенною системою гелікоптера.

3. Zadorozhniy A. S. Signal distortion in helicopters antenna system / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.2 (36). – P. 21 – 27

Особистий внесок здобувача: проаналізовані спотворення радіосигналів з цифровими видами модуляції.

4. Zadorozhniy A. S. Additive mixes of narrowband signal and noise parametrically transformations in not directional antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.4 (38). – P. 19 – 24.

Особистий внесок здобувача: результати спотворень радіосигналів в адитивній суміші з вузько смужовою завадою.

РОЗДІЛ 4

ЕНЕРГЕТИЧНІ ВТРАТИ В АНТЕНАХ ГЕЛІКОПТЕРА

Металевий корпус гелікоптера і встановлена на ньому слабоспрямована антена утворюють єдину систему, що випромінює і сприймає енергію радіохвиль. Обертання струмопровідних лопатей несучого гвинта гелікоптера (металевих, карбонових), довжина яких сумірна з габаритними розмірами фюзеляжу, надає цій системі параметричні властивості. Внутрішнім фактором антенної системи, який періодично змінюється в часі з частотою ν , може бути тільки її ефективна (діюча) висота - єдиний технічний параметр антени, що входить, наприклад, як в формулу ідеальної радіопередачі, так і в формулу, що визначає різницю потенціалів на вихідних клеммах антени в режимі радіоприйому.

На підставі моделей (3.3) і (3.5) можна зробити попередній висновок про те, що в АС спектр корисного сигналу спотворюється. В околицях несучої частоти корисного сигналу ω_0 і в околицях його бічних складових на частотах $\omega_0 \mp n\Omega$ виникають сателіти на комбінаційних сумарно-різницевих частотах типу $\omega_0 \mp p\nu$ і $\omega_0 \mp n\Omega \mp p\nu$ відповідно. У цих співвідношеннях $n\Omega$ - гармоніки частоти модуляції корисного сигналу. Сателіти супроводжують кожну спектральну складову корисного сигналу, яка стає для них енергетичним донором. При зазначених значеннях n і N можливі значення циклічної частоти пульсацій $F_N = 1/T_N$, що знаходяться в межах від восьми до сорока семи герц. Комбінаційні частоти сателітів, впроваджених в сигнал, досить мало відрізняються від частот відповідних донорів. В спектрі спотвореного сигналу сателіти стають принципово непереборними компонентами, що не містять корисної інформації. Тому їх сукупність можна віднести до мультиплікативної завади, розподіленої по спектру сигналу. Рівень цієї своєрідної завади можна знизити за рахунок технічних рішень, що дозволяють зменшити амплітуду пульсацій Δh_e ефективної висоти антени. До числа таких рішень можна віднести вибір точки розміщення штатної

антени на фюзеляжі гелікоптера. Цю процедуру можна здійснити, використовуючи відомі методи математичного моделювання електромагнітних полів, порушуваних об'єктами складної конфігурації [48].

Середня потужність корисного сигналу на виході антени при інших рівних умовах зменшується необоротно незалежно від виду його модуляції або маніпуляції. Тому при деяких умовах ослаблення середньої потужності сигналу, обумовлене виникненням сателітів, може перевищити умовно допустиму величину. У каналі радіозв'язку між двома гелікоптерами сигнал, що надходить на вхід бортового приймача, піддається дворазовим параметричним перетворенням на близьких частотах ν і γ . При цьому частотні спотворення сигналу в каналі зв'язку і ослаблення кожної його спектральної складової зростають.

Виникнення в каналі радіозв'язку параметричних ефектів розглянутого типу може супроводжуватися зменшенням дальності радіозв'язку, зростанням бітових помилок при передачі даних, загальним погіршенням експлуатаційних характеристик систем зв'язку, навігації та спостереження при здійсненні управління повітряним рухом. В [2] містяться загальні відомості про несприятливий вплив параметричних ефектів розглянутого типу на якість каналу радіозв'язку. Однак будь-які методики кількісних оцінок параметричних ефектів, що виникають в системі «штатна антена-корпус гелікоптера», у відомій нам літературі відсутні. Тому виникає необхідність в розробці відповідних методик і рекомендацій, а саме встановлення залежності втрат середньої потужності корисного сигналу від відносної амплітуди пульсацій ефективної висоти антени гелікоптера $\Delta h_e / h_{eo}$, обґрунтування рівня допустимого ослаблення середньої потужності сигналу в радіоканалі.

4.1. Відносні втрати середньої потужності сигналу

Напругу $u(r, \theta, \varphi; t)$ на виході антени, що знаходиться в режимі прийому, з урахуванням формули ідеальної радіопередачі представимо у вигляді:

$$u(r, \theta, \varphi; t) = \frac{30k}{r} \cdot I_A \cdot l_e(t) \cdot F_l(\theta_l, \varphi_l) \cdot h_e(t) \cdot F_h(\theta_h, \varphi_h) \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.1)$$

У співвідношенні (4.1): I_A – амплітуда струму в антені бортового радіопередавача одного з гелікоптерів; $l_e(t)$ – миттєве значення ефективної висоти антени гелікоптера, що передає інформацію; $h_e(t)$ – миттєве значення ефективної висоти антени гелікоптера, що приймає інформацію; $F_l(\theta_l, \varphi_l)$ – нормована діаграма спрямованості передавальної антени; $F_h(\theta_h, \varphi_h)$ – нормована діаграма спрямованості приймаючої антени; k – постійна поширення (хвильове число); r – відстань прямої видимості між антенами гелікоптерів.

У формулі (4.1) позначимо:

$$A(r, \theta, \varphi) = \frac{30k}{r} \cdot I_A \cdot F_l(\theta_l, \varphi_l) \cdot F_h(\theta_h, \varphi_h)$$

і запишемо у вигляді:

$$u(r, \theta, \varphi; t) = A(r, \theta, \varphi) \cdot l_e(t) \cdot h_e(t) \cdot \cos \omega_0 t \quad (4.2)$$

При цьому виявляються виділеними індивідуальні показники параметричних систем «штатна антена-корпус гелікоптера» і частота несучої ω_0 в каналі радіозв'язку між гелікоптерами. Миттєві значення ефективних висот антени кожного з двох гелікоптерів визначаються на підставі математичної моделі (3.3) з урахуванням пульсацій (3.5) на частотах ν і γ , що залежать від конструктивних особливостей їх несучих гвинтів.

Середня потужність сигналу (4.2) на виході антени в загальному випадку визначається на підставі відомого співвідношення:

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u^2(r, \theta, \varphi; t) dt \quad (4.3)$$

При визначенні середньої потужності (4.3) з урахуванням добутку двох аналогічних за структурою розкладів в ряд Фур'є (3.5) виникають певні технічні труднощі, обумовлені великим обсягом обчислень. Тому спростимо співвідношення (3.5), обмежившись в ньому першими гармоніками ($p = 1$)

відповідних розкладів [49]. При цьому математичні моделі ефективних висот (3.3) антен окремих гелікоптерів спрощуються і набувають вигляду:

$$h_e(t) = h_{e_0} - \Delta h_e(t) = h_{e_0} \left[1 - \frac{2 \Delta h_e}{\pi h_{e_0}} \left(1 + \frac{2}{3} \cos vt \right) \right], \quad (4.4)$$

$$l_e(t) = l_{e_0} - \Delta l_e(t) = l_{e_0} \left[1 - \frac{2 \Delta l_e}{\pi l_{e_0}} \left(1 + \frac{2}{3} \cos \gamma t \right) \right] \quad (4.5)$$

У цьому випадку середня потужність сигналу (4.3) на виході антени, з урахуванням співвідношень (4.2), (4.4) і (4.5), може бути представлена формулою:

$$P_{av} = \frac{\sum A_m^2(r, \theta, \varphi)}{2} l_{e_0}^2 h_{e_0}^2 \left\{ 1 - 0,496 \left[\left(\frac{\Delta l_e}{l_{e_0}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta h_e}{h_{e_0}} \right)^2 - 0,246 \frac{\Delta l_e \Delta h_e}{l_{e_0} h_{e_0}} \right] \right\} \quad (4.6)$$

Величина $\sum A_m^2(r, \theta, \varphi)$ в співвідношенні (4.6) визначається сумою квадратів амплітуд спектральних складових сигналу, що утворюється на виході антени. Якщо при визначенні P_{av} врахувати внесок всіх гармонік, присутніх в співвідношенні (3.5), то отримаємо точне співвідношення:

$$P_{av} = \frac{\sum A_m^2(r, \theta, \varphi)}{2} l_{e_0}^2 h_{e_0}^2 \left\{ 1 - 0,5 \left[\left(\frac{\Delta l_e}{l_{e_0}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta h_e}{h_{e_0}} \right)^2 - 0,25 \frac{\Delta l_e \Delta h_e}{l_{e_0} h_{e_0}} \right] \right\} \quad (4.7)$$

З зіставлення співвідношення (4.6) і (4.7) випливає, що розбіжності між відповідними числовими коефіцієнтами становлять всього лише 0,4%. Тому при необхідності в якості математичних моделей ефективних висот антен доцільно використовувати спрощені співвідношення (4.4) і (4.5).

У співвідношенні (4.7) група співмножників, що стоять перед фігурними дужками, визначає середню потужність сигналу на виході антени при відсутності параметричних спотворень, обумовлених обертаннями несучих гвинтів гелікоптерів:

$$P_{\Sigma av} = \frac{\sum A_m^2(r, \theta, \varphi)}{2} l_{e_0}^2 h_{e_0}^2 \quad (4.8)$$

Від'ємник, що міститься в квадратних дужках співвідношення (4.7), визначає середню потужність, що витрачається сигналом (4.8) на утримання виниклих сателітів:

$$\Delta P_{av} = \frac{\Sigma A_m^2(r, \theta, \varphi)}{4} l_{e0}^2 h_{e0}^2 \left[\left(\frac{\Delta l_e}{l_{e0}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta h_e}{h_{e0}} \right)^2 - 0,25 \frac{\Delta l_e}{l_{e0}} \frac{\Delta h_e}{h_{e0}} \right] \quad (4.9)$$

У співвідношенні (4.9) відносні амплітуди пульсацій $\frac{\Delta l_e}{l_{e0}}$ і $\frac{\Delta h_e}{h_{e0}}$ ефективних висот відповідних антен залежать від геометричних особливостей фюзеляжів гелікоптерів і напрямку лінії зв'язку, який визначається конкретними значеннями просторових кутів θ і φ .

Використовуючи співвідношення (4.7) і (4.8), оцінимо кількісно відносні втрати q потужності сигналу в каналі зв'язку між двома гелікоптерами, обумовлені параметричними ефектами в їх антенних пристроях:

$$q = \frac{\Delta P_{av}}{P_{\Sigma av}} = 0,5 \left[\left(\frac{\Delta l_e}{l_{e0}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta h_e}{h_{e0}} \right)^2 - 0,25 \frac{\Delta l_e}{l_{e0}} \frac{\Delta h_e}{h_{e0}} \right] \quad (4.10)$$

Залежно від можливих значень $0 \leq \frac{\Delta l_e}{l_{e0}} \leq 1$ і $0 \leq \frac{\Delta h_e}{h_{e0}} \leq 1$ відносна витрата потужності корисного сигналу (4.8) на утримання сателітів (4.10), які виникають в каналі зв'язку між двома гелікоптерами, виявляється в межах $0 \leq q \leq 0,875$ (87,5%).

Якщо канал зв'язку утворюється між гелікоптером і об'єктом іншого типу (літак, диспетчерський пункт), то співвідношення (4.10) спрощується і записується по структурі:

$$q = \frac{\Delta P_{av}}{P_{\Sigma av}} = 0,5 \left(\frac{\Delta h_e}{h_{e0}} \right)^2 \quad (4.11)$$

В цьому випадку відносна потужність, що витрачається на утворення сателітів (4.11), які виникають в каналі зв'язку, виявляється в межах $0 \leq q \leq 0,5$ (50%).

4.2. Допустиме ослаблення потужності сигналу в антенах гелікоптера

Відносні пульсації ефективних висот $\frac{\Delta l_e}{l_{e0}}$ і $\frac{\Delta h_e}{h_{e0}}$ антен гелікоптерів проявляються в пульсаціях напруженості електричного поля антени, що знаходиться в режимі передачі, і в пульсаціях напруги (4.1) утворюється на

затискачах антени, яка знаходиться в режимі прийому. Тому пульсації ефективних висот антен викликають пульсації їх діаграм спрямованості (ДС).

ДС антен, встановлених на літальних апаратах (ЛА), нерівномірні. Ступінь нерівномірності оцінюється коефіцієнтом розподілу нерівномірності ДС в горизонтальній площині. Цей коефіцієнт обчислюється як співвідношення максимального значенням ДС в площині азимутального кута φ_j до мінімального значення, яке спостерігається під кутом φ_i [1]:

$$k = \frac{F_{j \max}(\varphi_j)}{F_{i \min}(\varphi_i)} \quad (4.12)$$

Для не напрямлених бортових антен, що використовуються в системах радіозв'язку і автоматичних залежних спостережень (ADS) в діапазонах метрових і дециметрових хвиль, допустимим є значення $k_{per} = 4$ (12 дБ) [1]. Тому, на підставі співвідношення (4.1), будемо вважати допустимими такі значення відносних пульсацій ефективних висот антени, які не перевищують рівня $(\Delta l_e / l_{e0})_{per} = (\Delta h_e / h_{e0})_{per} = 0,25$ (-12 дБ) для будь-якого напрямку $[\theta, \varphi]$ на інтервалі часу спостереження T_N .

Зіставляючи співвідношення (4.7) та (4.8), можна в логарифмічному масштабі визначити коефіцієнт параметричного ослаблення потужності корисного сигналу в каналі радіозв'язку:

$$d_0 = 10 \lg \frac{P_{\Sigma av}}{P_{av}} = -10 \lg(1 - q) \text{ дБ} \quad (4.13)$$

Якщо обмін інформацією здійснюється між двома гелікоптерами, то допустимі відносні втрати потужності на продукти параметричного перетворення в каналі радіозв'язку на підставі (4.10) складуть $q_{per} = 0,055$ або 5,5%, що відповідає допустимому ослабленню спектральних складових корисного сигналу (4.13) на $d_{0 per} = 2,5$ дБ (в 1,8 рази). Максимально можливому значенню втрат $q_{max} = 0,875$ відповідає ослаблення на $d_{0 max} = 9$ дБ (в 8 разів).

Якщо обмін інформацією здійснюється між гелікоптером і об'єктом іншого типу, то допустимі відносні втрати потужності на продукти параметричного

перетворення, що виникають в каналі радіозв'язку, визначаються на підставі співвідношення (4.11) і складають $q_{per} = 0,031$ або 3,1%. Ця величина відповідає значенню допустимого ослаблення спектральних складових корисного сигналу на $d_{0\ per} = 1,25$ дБ (в 1,3 рази). Максимально можливим втратам $q_{max} = 0,5$ відповідає ослаблення спектральних складових корисного сигналу на $d_{0\ max} = 3$ дБ (в 2 рази).

З цих прикладів випливає, що допустимі рівні послаблень спектральних складових корисного сигналу в каналах зв'язку для розглянутих ситуацій відрізняються на 1,25 дБ (в 1,3 рази), а неприпустимі ослаблення відрізняються на 6 дБ (в 4 рази) [50].

4.3. Оцінка імовірності виникнення бітової помилки в цифровому каналі передачі даних

Сателіти зменшують середню потужність своїх енергетичних донорів і середню потужність корисного сигналу в цілому, збільшуючи при цьому потужність загальної завади, що впливає на антенну систему. Зовнішня завада, яка надходить на вхід приймального пристрою гелікоптера, піддається аналогічним параметричним перетворенням. Однак перерозподіл енергії завади між існуючими і виникаючими в ній новими спектральними складовими не впливає на величину її середньої потужності [50, 51]. Зниження потужності сигналу при одночасному збільшенні середньої потужності об'єднаної завади на вході приймального пристрою супроводжується погіршенням якісних показників цифрового каналу передачі даних. Тому в цифровому каналі, наприклад, перспективної системи автоматизованих залежних спостережень (ADS-B), що реалізує принцип: «кожен бачить кожного», імовірність виникнення бітової помилки (BER) може перевищити величину допустимого некоректованого значення, рівного 10^{-4} [1]. При цьому в повітряному просторі зростуть ризики можливих зіткнень ПС. Ситуація ускладнюється, якщо в спільному повітряному

просторі функціонування бортових систем ADS-B виявиться, наприклад, два гелікоптери. У цьому випадку сигнали систем ADS-B, що циркулюють в цифрових радіоканалах формату VDL-4 або інших форматів, модулюються по амплітуді двічі, послаблюючись в ще більшій мірі. Імовірність виникнення бітової помилки при цьому зростає. У зв'язку з відсутністю в відомих літературних джерелах відомостей про особливості функціонування системи ADS-B, встановленої на борту гелікоптера, і можливостей оцінки BER в відповідних радіоканалах, виникає необхідність в розробці методу оцінки якості параметричного каналу передачі цифрових даних.

Для чого необхідно встановити функціональну залежність значень BER від рівня пульсацій ДС, які можуть бути виявлені та виміряні.

На основі співвідношень (4.10) та (4.11) розроблений графоаналітичний метод оцінювання BER в цифровому каналі передачі даних з борту і на борт гелікоптера. Значення BER при інших рівних умовах залежать від виду модуляції корисного сигналу і відношення (сигнал (S)) / (шум (I)) на вході радіоприймального пристрою. У каналі, що містить антену, це відношення можна представити у вигляді:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{S\,av} - \Delta P_{av}}{Q + \Delta P_{av}}, \quad (4.14)$$

де Q - потужність завади в лінії радіозв'язку, I - потужність завади в радіоканалі. Припустимо, що відомо захисне відношення приймача $q = (S/Q)_{\min}$ [17], при якому $BER \leq 10^{-4}$. Тоді для можливого найгіршого випадку формулу (4.14) можна представити у вигляді:

$$\frac{S}{I} = \frac{1 - \frac{\Delta P_{av}}{P_{S\,av}}}{\frac{1}{q} + \frac{\Delta P_{av}}{P_{S\,av}}} \quad (4.15)$$

У співвідношенні (4.15) відомості про класи можливих сигналів S і перешкод Q, що надходять на вхід приймального пристрою, містяться в неявному вигляді. З формули (4.15) випливає, що відношення S/I зменшуються при зростанні значень $\Delta P_{av}/P_{S\,av}$ (4.10) і зниженні значень захисних

відношень q . Графіки відповідних функціональних залежностей (4.15) зображені на нижньому правому полі рис. 4.1. Вісь аргументів градуїрована в лінійному масштабі, а значення S/I відображені в логарифмічних одиницях $(S/I)_0 = 10 \log S/I$, дБ. Такий спосіб графічного представлення функціональних залежностей (4.15) обумовлений спрощенням процедури подальшого їх використання. При $\Delta P_{av}/P_{S av} = 0$ значення $(S/I)_0 = q_0 = 10 \log q$ дБ. З графіків випливає, що значення $q > 100$ (20 дБ) практично не впливають на рівень відношення $(S/I)_0$.

При розрахунках BER в цифрових каналах по співвідношеннях, наведених, наприклад, в [23] і [26] під моделлю завади I, яка практично складається з адитивною суміші безлічі вузькосмугових і широкосмугових випадкових процесів, з метою спрощення математичного аналізу мають на увазі білий гаусівський шум. Прийняття такої моделі завади дозволяє без будь-яких спеціальних розрахунків скористатися вже відомими для деяких видів маніпуляції графіками залежностей $BER = f\left(\frac{E_b}{G}\right)$. Тут: E_b - енергія, необхідна для передачі одного біта інформації, G - спектральна щільність потужності білого шуму в каналі передачі даних. Значення S/I і відповідні їм значення E_b/G_0 пов'язані відомим співвідношенням:

$$\frac{E_b}{G} = \frac{B}{R} \frac{S}{I} \quad (4.16)$$

У співвідношенні (4.16) B - ширина смуги частот цифрового каналу, R - бітова швидкість (частота проходження бітів).

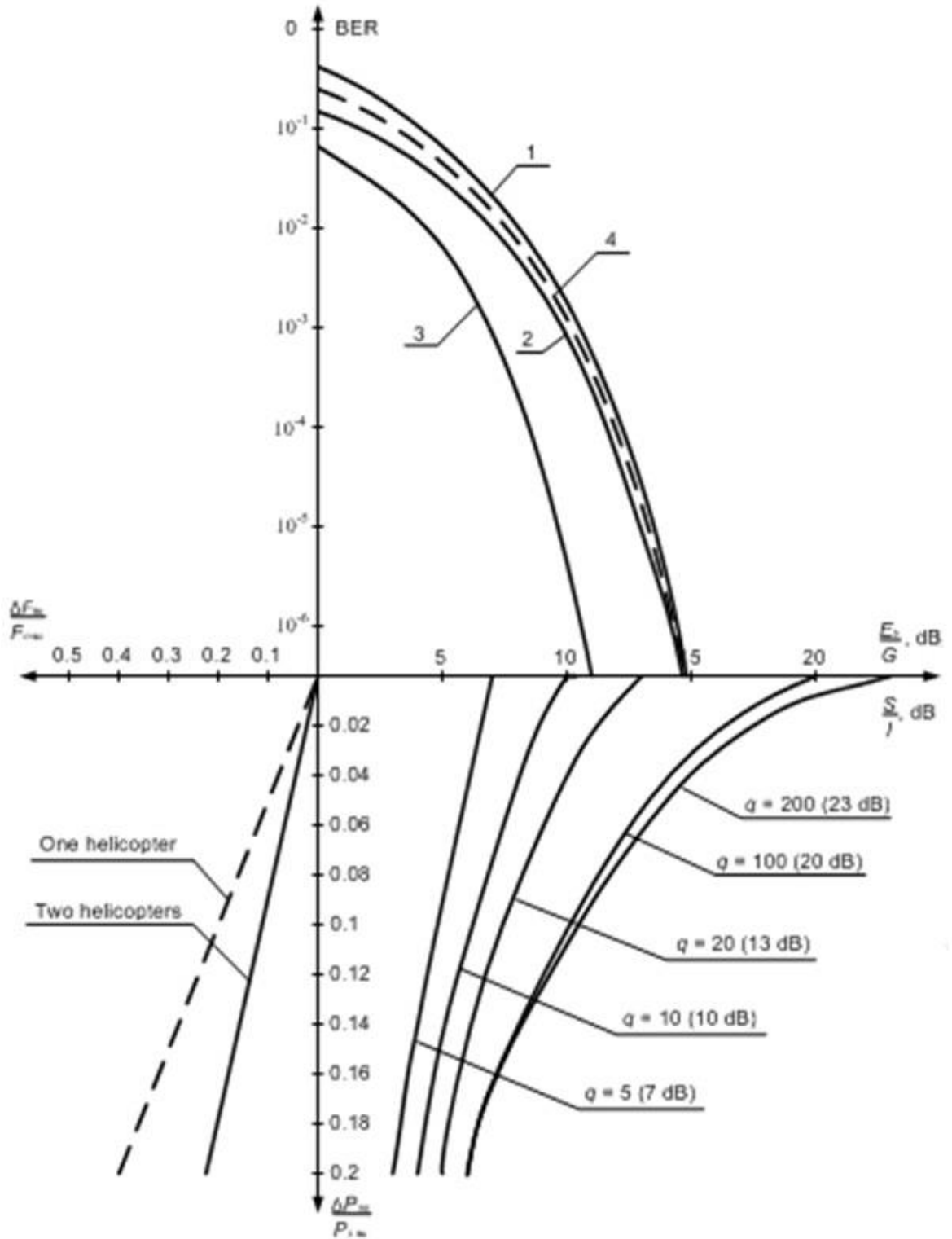


Рис. 4.1. Графіки опосередкованої залежності BER від $\frac{\Delta P_{av}}{P_{S av}}$

На верхньому полі рис.4.1 наведені графіки залежностей BER від значень $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0$, дБ для різних видів маніпуляції сигналів [26]: криві 1 і 2 - частотна маніпуляція (FSK) з некогерентним і когерентним виявленням

відповідно, крива 3 - квадратурна фазова маніпуляція (QPSK). Порівнюючи криві між собою, відзначимо їх явну геометричну схожість. Якщо всі криві сфокусувати в одній точці, наприклад, для $BER = 10^{-4}$, нормуючи їх по осі $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0$ (Рис. 4.2), то можна виявити, що для $BER < 10^{-2}$ незалежно від виду маніпуляції сигналу зменшення відношення $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0$ на 2 дБ (1, 6 рази) супроводжується зростанням BER принаймні на порядок, а збільшення його на ту ж величину призводить до зменшення BER на два порядки. При зменшенні гранично допустимого значення BER, наприклад, до величини 10^{-6} , цей ефект стає більш помітним. Подібна закономірність характерна практично для всіх видів маніпуляції сигналів, оскільки в основі відомих і ще не виявлених розрахункових співвідношень BER знаходиться загальний для них гаусів інтеграл помилок.

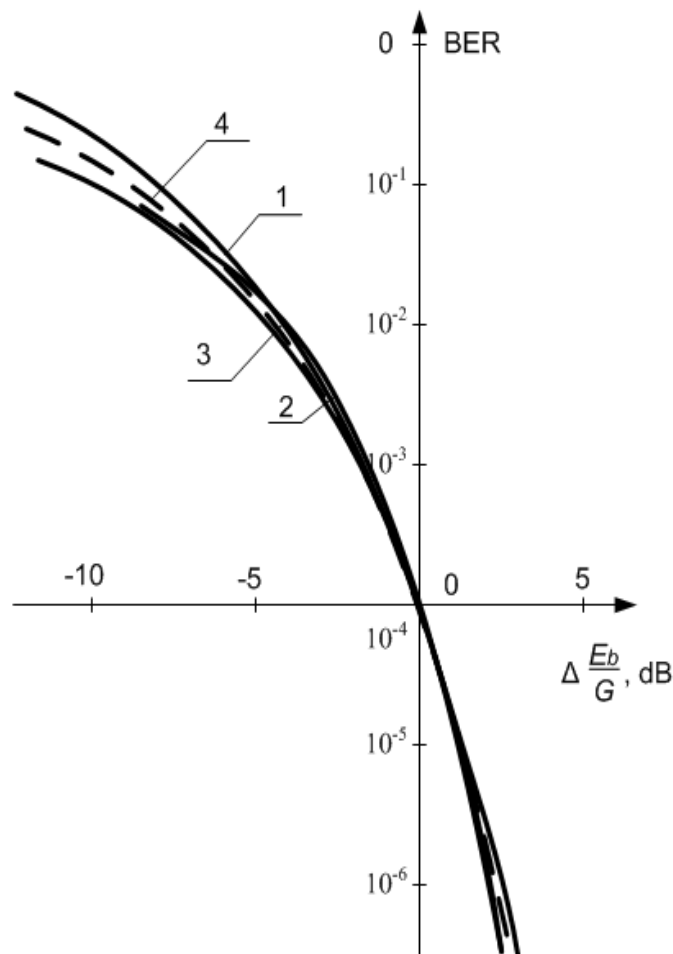


Рис. 4.2. Нормовані показники BER

При реалізації системи ADS-B, що функціонує в форматі протоколу VDL - 4, використовується гаусівська двійкова частотна маніпуляція сигналу (GFSK). Для такого сигналу теоретична залежність $BER = f\left(\frac{E_b}{G}\right)$ невідома. Тим паче з поправкою на параметричні перетворення в антенних пристроях гелікоптера. Однак, на підставі вищевикладеного, можна припустити, що відповідна таким сигналам гіпотетична крива залежності BER від відносини $\frac{E_b}{G}$ впишеться в область, зайняту кривими 1 і 2, зображеними на рис. 4.2., або буде до неї прилягати. Криві перетинаються в точці допустимого некоректованого значення $BER = 10^{-4}$, яке визначене документом [16].

Для оцінки BER в каналі системи ADS-B використовуємо криву 4, побудовану на основі кривих 1 і 2, зображених на рис.4.1, при однакових значеннях ймовірностей бітових помилок шляхом усереднення відповідних аргументів $\frac{E_b}{G}$. З цією кривою практично збігається і нормована крива 3, характерна для QPSK - квадратурної фазової маніпуляції.

Перехід від графіків, зображених на нижньому правому полі рис. 4.1., до графіка 4, наведеному на верхньому полі, здійснюється на основі співвідношення (4.16) після його логарифмування відповідно до правила:

$$\left(\frac{E_b}{G}\right)_0 = \left(\frac{S}{I}\right)_0 + \left(\frac{B}{R}\right)_0, \text{ дБ} \quad (4.17)$$

Для системи ADS-B в форматі VDL-4 $B = 25$ кГц і $R = 1920$ бит/с, що відповідає значенню бази сигналу $\frac{B}{R} = 1,32$. У формулі (4.17) база $\left(\frac{B}{R}\right)_0 = 1$ дБ дБ. Значенням абсциси $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0$ на графіку кривої 4 відповідає конкретне значення BER, відображених на осі ординат.

Відносні пульсації ефективних висот антен $\frac{\Delta h_e}{h_e}$ і $\frac{\Delta l_e}{l_{e0}}$ у формулі (4.10) і, отже, в формулах (4.15) ÷ (4.17), не можуть бути виміряні прямими методами. Тому для практичного використання вищенаведених графіків для оцінки BER необхідно відносні пульсації ефективних висот антен замінити відповідними

відносними пульсаціями ДН антен $\frac{\Delta F_{av}}{F_{max}}$, усередненими по потужності на інтервалі часу T_N для кожного відлікового кута ДС і в азимутальній площині повного кута 2π .

Пульсації нерівномірної ДС можуть бути визначені стандартними методами на етапі оснащення ЛА антенно-фідерними пристроями з використанням можливостей фізичного або математичного моделювання [1].

Однозначний зв'язок відносних пульсацій ефективної висоти антени $\frac{\Delta h_e}{h_e}$ і пульсацій ДС $\frac{\Delta F_{av}}{F_{max}}$ встановлюється на основі формули ідеальної радіопередачі і може бути представлений у формі:

$$\frac{\Delta h_e}{h_e} = \frac{\Delta F_{av}^{(h)}}{F_{max}^{(h)}}, \quad (4.18)$$

При цьому співвідношення (4.10) перетворюється в формулу, яку можна використати для побудови графіків, зображених на рис. 4.1:

$$\frac{\Delta P_{av}}{P_{av}} = 0,5 \left(\left(\frac{\Delta F_{av}^{(h)}}{F_{max}^{(h)}} \right)^2 + \left(\frac{\Delta F_{av}^{(l)}}{F_{max}^{(l)}} \right)^2 - 0,25 \frac{\Delta F_{av}^{(h)}}{F_{max}^{(h)}} \frac{\Delta F_{av}^{(l)}}{F_{max}^{(l)}} \right) \quad (4.19)$$

Елементи правої частини формули (4.19) відомі. Графіки містять вихідні дані, необхідні для подальшої опосередкованої оцінки BER.

Співвідношення (4.19) спрощується для двох гелікоптерів одного типу, обладнаних системами ADS-B (суцільна лінія на нижньому лівому полі рис. 4.1.), або для одного гелікоптера (пунктирна лінія).

Приклади і результати математичного моделювання пульсуючої ДС ненаправленої антени, встановленої на провідному корпусі гіпотетичного гелікоптера, наведені в роботах [38, 52].

Оцінка умов, що забезпечують задане значення BER [53]. На верхньому графіку рис. 4.3. відзначаємо задане значення ймовірності бітової помилки, наприклад, $BER = 10^{-4}$. За кривою 4 визначаємо відповідне йому значення $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0 = 12,4$ дб.

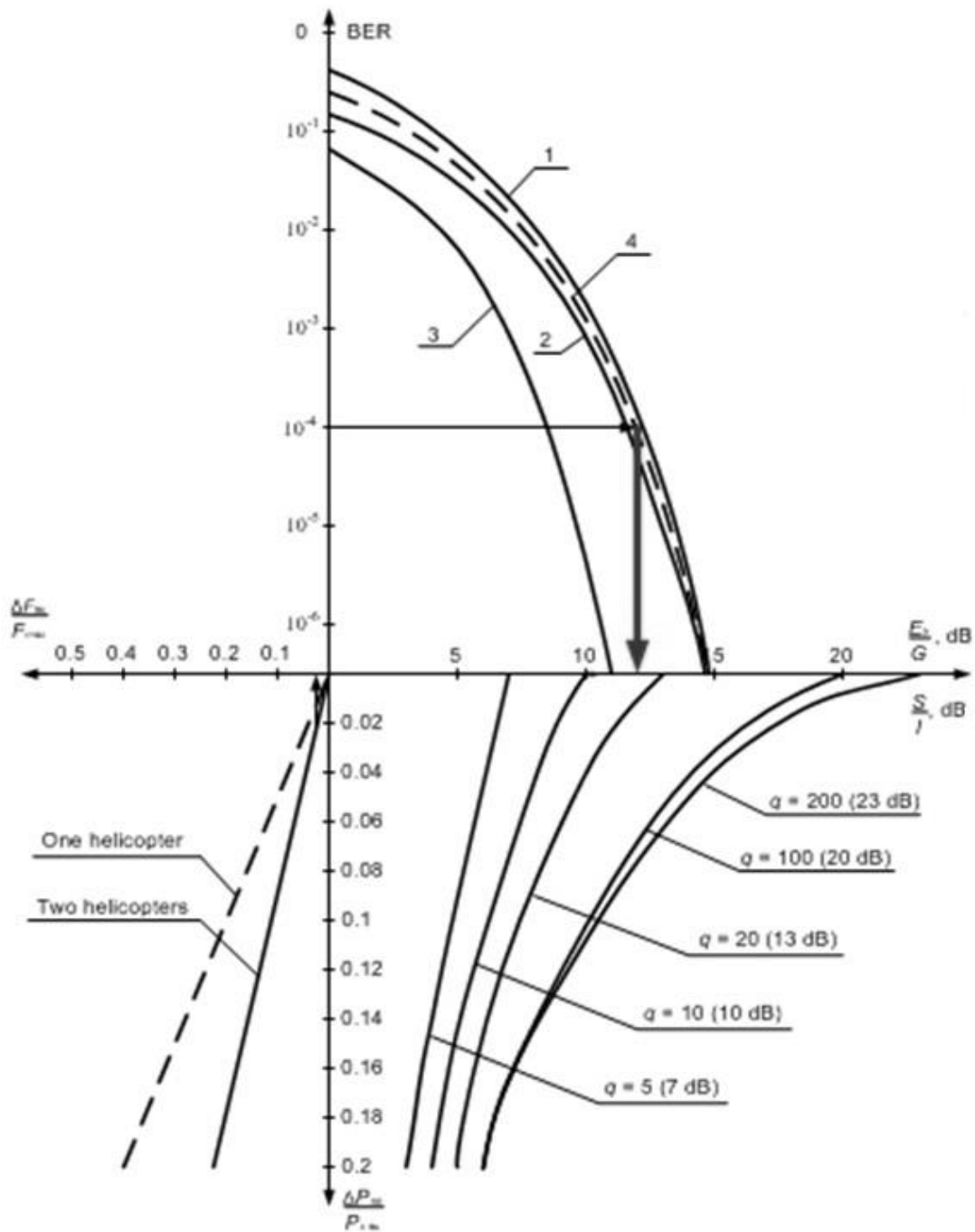


Рис. 4.3. Графіки залежності BER від $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0$

Зменшуємо його на $\left(\frac{B}{R}\right)_0 = 1$ дБ і переходимо до значення $\left(\frac{S}{I}\right)_0 = 11,4$ дБ. Пряма, проведена з цієї точки паралельно осі $\frac{\Delta P_{av}}{P_{S av}}$, перетинає три криві, що відповідають різним значенням захисних відносин: $q = 20$ (13 дБ); $q = 100$ (20 дБ); $q = 200$ (23 дБ). Опускаючи з цих точок перпендикуляри на вісь $\frac{\Delta P_{av}}{P_{S av}}$, визначаємо значення відносних потужностей сателітів рис. 4.4.

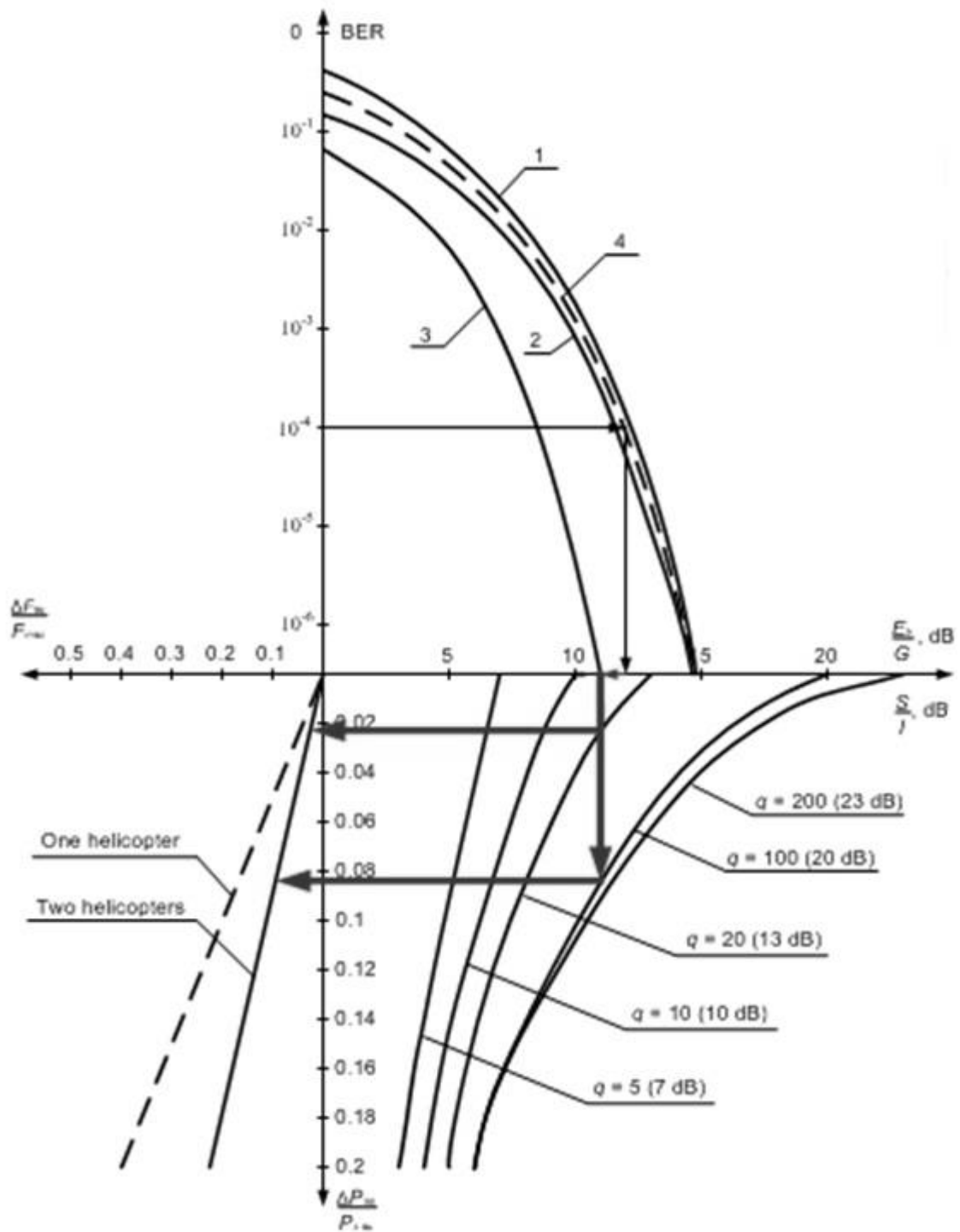


Рис. 4.4. Перехід від $\left(\frac{E_b}{G}\right)_0$ до $\frac{\Delta P_{av}}{P_{S av}}$

За цим значенням, спираючись на точки перетину з прямими, зображеними на суміжному малюнку, визначаємо допустимі значення відносних пульсацій ДС АС і відповідні їм відносні пульсації ефективних висот антен гелікоптерів (4.18) рис. 4.5.

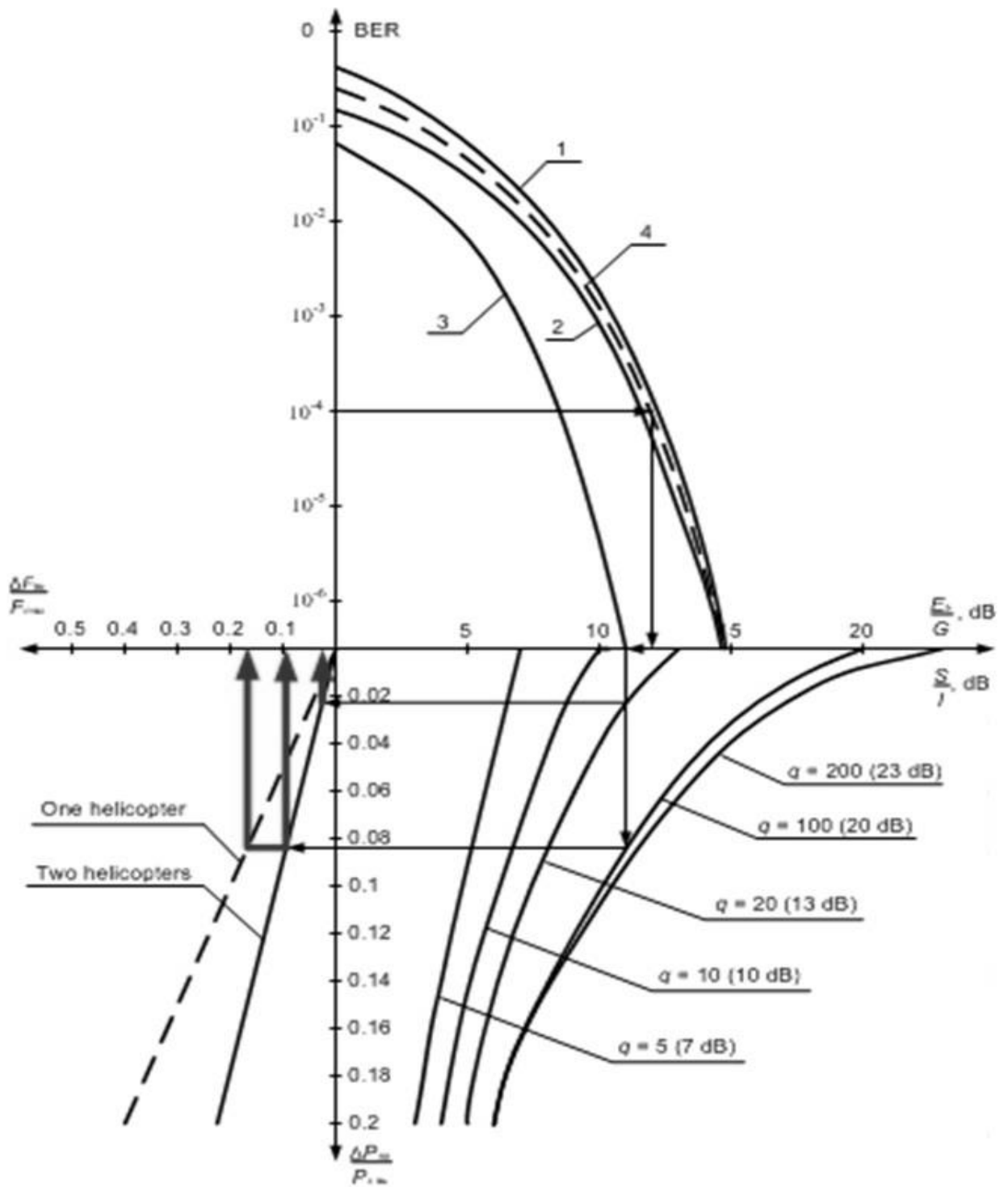


Рис. 4.5. Перехід від $\frac{\Delta P_{av}}{P_{av}}$ до допустимих значення відносних пульсацій $\frac{\Delta F_{av}}{F_{max}}$

Використовуючи систему цих же графіків в зворотному порядку, можна по відомим або передбачуваним значенням відносних пульсацій $\frac{\Delta F_{av}}{F_{max}}$ ДС антени визначити значення BER в цифровому каналі передачі даних [54, 55].

З вищевикладеного випливає, щодо заходів, по зменшенню BER в каналі передачі даних з борту або на борт гелікоптера можна віднести:

- Вибір відповідної точки розміщення штатної антени на етапі проектування ПС;
- Заміну частотної маніпуляції типу FSK (криві 1, 2, 4) фазової маніпуляцією типу PSK (крива 3) - компетенція ICAO;
- Використання в конструкції лопатей несучого гвинта непровідних матеріалів.

За умови, що $\frac{\Delta F_{av}}{F_{max}} = 0$, на основі наведеної сукупності графіків можна оцінити BER для випадку, коли всі ЛА - літаки або наземні об'єкти, обладнані системами ADS-B.

4.4. Висновки

1. При збільшенні амплітуди пульсацій ефективної висоти антени середня потужність, що витрачається сигналом на утримання сателітів, зростає, що тягне за собою відповідне ослаблення середньої потужності кожної спектральної складової корисного сигналу, що надходить на вхід приймального пристрою.

2. Сателіти, що виникають на виході антени, розташовані дуже близько від відповідних спектральних складових-донорів і формально є їх бічними компонентами на комбінаційних частотах. Вони не можуть бути відфільтровані за жодних обставин.

3. Радикальним способом зменшення втрат середньої потужності сигналу в антені гелікоптера є розміщення штатної антени в такій точці його фюзеляжу, щодо якої глибина провалів діаграми спрямованості антени виявляється мінімальною. При цьому мінімальною виявляється і амплітуда пульсацій ефективної висоти антени.

4. В радіоканалі, що утворюється між гелікоптером і об'єктом іншого типу, максимальне ослаблення потужності сигналу, обумовлене параметричним

ефектом в його антені, може досягати 3 дБ при допустимих 1,25 дБ.

5. В радіоканалі, що утворюється між двома гелікоптерами, максимальне ослаблення потужності сигналу, обумовлене параметричними ефектами в їх антенах, може досягати 9 дБ при допустимих 2,5 дБ.

6. Всі вищенаведені співвідношення є оригінальними і можуть бути використані на практиці для кількісних оцінок втрат середньої потужності в антенах гелікоптерів.

7. Якість бортового цифрового каналу передачі даних для гелікоптера при інших рівних умовах завжди нижча, ніж для літака.

8. Зменшення відношення $\text{сигнал} / \text{шум}$ на вході бортового трансивера ADS-B на півтора децибела супроводжується збільшенням імовірності бітової помилки приблизно на порядок.

9. Рівень відношення $\text{сигнал} / \text{шум}$ на вході бортового трансивера ADS-B залежить від точки розміщення штатної слабоспрямованої антени на провідному корпусі гелікоптера.

10. Гранично допустиме значення $\text{BER} = 10^{-4}$ забезпечується при захисних відношеннях трансивера $q_0 = 13 \div 23$ дБ ($q = 20 \div 200$ разів). Подальше збільшення захисного відношення малоефективне.

11. Для забезпечення гранично допустимого значення $\text{BER} = 10^{-4}$ рівень усереднених відносних пульсацій ДС системи «штатна антена - корпус гелікоптера» при $q_0 = 13$ дБ не повинен перевищувати величини 0,02 (-16 дБ), а при $q_0 = 23$ дБ - величини 0,18 (-7 дБ). Такі незначні середні рівні пульсацій ДС важко забезпечити.

12. Загальні нормативи якості каналу формату VDL-4 і системи ADS-B, можуть виявитися такими, що неможливо виконати стосовно гелікоптерів (гелікоптер - не літак).

13. Розроблений графоаналітичний метод можна використовувати для опосередкованої оцінки BER в системі ADS-B, що функціонує в цифровому радіоканалі формату 1090 ES, в якому реалізується завадостійка фазова маніпуляція на основі процедури PSK.

Список публікацій здобувача за матеріалами четвертого розділу

1. Zadorozhniy A. S. // Parametric effects in not directed antennas, installed on the helicopter fuselage / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE IX International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2013. – P. 378 – 380. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).

Особистий внесок здобувача: Описаний причинно-наслідкові зв'язки між пульсаціями діаграми спрямованості антенної системи гелікоптера та збагаченням спектрів радіосигналів, що приймаються та передаються антеною.

2. Задорожний О. С. // Енергетичні втрати та спотворення спектру сигналу на виході антенної системи вертольоту / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми навігації та управління рухом: Всеукраїнська науково-практична конференція молодих учених та студентів. – Київ, 2013. – с. 75.

Особистий внесок здобувача: аналіз енергетичних співвідношень для випадку ведення зв'язку між двома гелікоптерами та гелікоптером і об'єктом іншого типу.

3. Zadorozhniy A. S. Attenuation average signal power in the helicopter antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.2 (44). – P. 11 – 15.

Особистий внесок здобувача: аналіз енергетичних співвідношень допустимих послаблень середньої потужності сигналу

4. Задорожний О. С. // Вплив обертань несучого гвинта гелікоптера на збільшення бітової похибки в цифровому каналі передачі даних / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації,

спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2014. – С. 109.

Особистий внесок здобувача: розроблений графо-аналітичний метод оцінки імовірності виникнення бітової помилки.

5. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.

Особистий внесок здобувача: вплив кількості лопатей та конструкції несучого гвинта на форму діаграми спрямованості антени.

6. Zadorozhniy A. S. The quality assessment of the digital communication channel with the helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2016. – No.2 (48). – P. 37 – 42.

Особистий внесок здобувача: запропонована методика оцінки допустимих пульсацій діаграми спрямованості антенної системи гелікоптера при фіксованому значенні імовірності виникнення бітової.

7. Zadorozhniy A. S. // Radio signal distortion assessment by non directional antennas of the helicopter / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE XI International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2017. – P. 383 – 385. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).

Особистий внесок здобувача: запропонована методика знаходження мінімально можливого значення імовірності виникнення бітової при відомих пульсацій діаграми спрямованості антенної системи гелікоптера.

ВИСНОВКИ

1. На основі методу математичного моделювання (ММ) досліджений вплив несучого гвинта на форму діаграми спрямованості антени гелікоптера. Виявлені залежності нерівномірності та пульсацій діаграми спрямованості антени гелікоптера від кількості лопатів несучого гвинта, його кінематичної схеми, місця розміщення на фюзеляжі, матеріалу виготовлення. Виявлені точки розміщення штатної антени, в яких пульсації ефективної висоти антени мінімальні. Запропоновано метод кількісної оцінки нерівномірності пульсуючої діаграми спрямованості антени.

2. Вперше створена математична модель системи «антена – корпус гелікоптера» з параметричними властивостями, яка дозволила дослідити спотворення структури корисного сигналу будь-якого типу та вузькосмугової радіозавади на її виході. В результаті було виявлено, що на виході такої системи з параметричними властивостями спектр корисного сигналу збагачується складовими-сателітами, які не можливо відфільтрувати, що в свою чергу споживають енергію корисного сигналу, послаблюючи його. При цьому радіозавада також спотворюється, однак її загальна енергія не змінюється, при цьому до неї також додається енергія складових-сателітів. Таким чином відношення *сигнал/шум* на виході антени суттєво зменшується.

3. Виявлена залежність рівня пульсацій ефективної висоти бортової антени гелікоптера на рівень спектральних складових спотвореного сигналу та вузькосмугової завади, яка дозволила обґрунтувати рівень максимального та допустимого послаблення середньої потужності сигналу в радіоканалі.

4. Вперше розроблений графоаналітичний метод оцінки імовірності виникнення бітової помилки в цифровому каналі передачі даних з борту і на борт гелікоптера, на прикладі системи ADS-B з лінією передачі даних VDL-4 та урахуванням наявності декількох об'єктів, який дозволяє знайти допустимий рівень пульсацій ДС при заданій імовірності виникнення бітової помилки, та знаючи пульсації ДС знайти мінімально можливе значення BER.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. ГОСТ Р 50860-96 Самолеты и вертолеты. Устройства антенно-фидерные связи, навигации, посадки и УВД. Общие технические требования, параметры, методы измерений, 1996. – 88 с.
2. Пригода Б. А. Антенны летательных аппаратов / Б. А Пригода, Б. С. Кокунько – М.: Воениздат, 1979. – 160 с.
3. Volakis J. J. Antenna engineering handbook / J. J. Volakis McGraw – Hill, 2007. – p. 1755.
4. Моисейкин Д. А. Автореферат «Повышение эффективности использования спутниковой радионавигации на транспортных вертолетах» / Д. А. Моисейкин, Самара, 2005 – 16 с.
5. Митра. Р. Вычислительные методы в электродинамике /под ред. Р. Митра. – М.: Мир, 1977. – 488 с.
6. Захарія Й. А. Методи прикладної електродинаміки / Захарія Й. А. – Львів: Бескид Біт, 2003. – 352 с. – (Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів України). (МОНУ; Національний університет «Львівська політехніка»).
7. Математичне моделювання впливу металевих конструкцій на характеристики вимірювальних антен / Науковий керівник Іванов В.О. Звіт про НДР, № держреєстрації 0101U002727. – К.: Видавництво НАУ, 2003. – 88 с.
8. Барабанов Ю. М. Поле штирової антени, встановленої на корпусі літака / Ю. М. Барабанов, В. О. Іванов, І. І. Чернявський, О. А. Моргун // Електроніка та системи управління. – 2007. – №3 (13). – С. 88 – 95.
9. Уфимцев П. Я. У88 Основы физической теории дифракции / П. Я. Уфимцев ; пер. с англ. – 2-е изд. (эл.). – М. : БИНОМ, 2013. – 351 с.
10. Карташкин А.С. Авиационные радиосистемы, – 2-е изд., А.С. Карташкин, РадиоСофт, 2006. – 304 с.

11. Bygate J. E. Aircraft Electrical Systems for Single & Twin Engines, J. E. Bygate, 1990. – p.128.
12. . Unmanned Aircraft Systems (UAS) Roadmap / USA : Office of the Secretary of Defense. – 2005. – 33 с. – (Joint Land Attack Elevated Netted Sensor).
13. Шумихин В.А. (под ред. Лебедева А.А.). Основы авиационной техники. Ч.II. Авиационное оборудование. Радиоэлектронное оборудование, В.А Шумихин, А.А. Лебедева, М.: Воениздат, 1978 – 683 с.
14. Закон: Про радіочастотний ресурс України
<http://consultant.parus.ua/?doc=00IJCB48CE>
15. Оценка наблюдения с использованием систем ADS-B и мультилатерации в целях обеспечения обслуживания воздушного движения и рекомендации по их внедрению. Cir 326 AN/188. – ICAO.
16. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том III. Системы связи. - Монреаль: ИКАО. – 2007. – 266 с.
17. Справочник по управлению использованием спектра на национальном уровне. – Женева: Бюро радиосвязи МСЭ. – 2005. – 340 с.
18. Stacey D. Aeronautical Radio Communication Systems and Networks D. Stacey, John Wiley & Sons, England, 2008 – p.349
19. Assessment of VDL Mode 4 Frequency, Capacity and Performances V4.0 2010 <https://www.eurocontrol.int>
20. Richard W. R. Boeing aero quarterly. 2 Retrieved, W. R. Richard, O. Kathleen, M. Dean, 2010. – p. 2014. http://www.boeing.com/commercial/aeromagazine/articles/qtr_02_10/pdfs/AERO_Q2-10_article02.pdf
21. Денисенко А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 704 с.
22. Томаси У. Электронные системы связи. - М.: Техносфера, 2007. – с. 1360.
23. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

24. Freeman R. L. Fundamentals of Telecommunications R. L. Freeman John Wiley & Sons, 1999 – p.651
25. Kalivas G. Digital Radio System Design G. Kalivas John Wiley & Sons, 2009 – p.458
26. Ивлев Д.Н. Цифровые каналы передачи данных. Учебно-методическое пособие. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет. – 2013. – 53 с.
27. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение . Изд. 2-е, тспр.: Пер. с англ. – М. : Издательский дом „Вильямс”, 2007. – 1104 с.
28. Коржик В.И. и др. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н.: Под ред. Л.М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
29. Резников Г. Б. Антенны летательных аппаратов, Г. Б. Резников М.: Советское радио, 1967. – 416 с.
30. Иванов В.О. Технічна електродинаміка. Антени та поширення радіохвиль: Конспект лекцій. / Иванов В.О., Габрусенко Є.І. – К.: НАУ, 2006. –72 с.
31. Ільницький Л.Я. Антени та пристрої надвисоких частот./ Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. – К.: Укртелеком, 2003. – 496 с.
32. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник / За ред. Мазора Ю.А., Мачуського Є.А., Правди В.І. – К.: Вища школа, 1989. – 838 с.
33. Монзиго Р.А., Миллер Т.У. адаптивные антенные решетки: Введение в теорию /Под ред. Лексаченко В.А. –М.: Радио и связь, 1985. – 535 с.
34. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. Коротковолновые антенны /Под ред. Айзенберга Г.З. – М.: Радио и связь, 1985. – 535 с.
35. Лавров А. С. Антенно - фидерные устройства. Учебное пособие для вузов / А. С. Лавров, Г. Б. Резников – М.: «Сов. радио», 1974. – 368 с
36. Барабанов Ю. М. Поле штирової антени, встановленої на корпусі літака / Ю. М. Барабанов, В. О. Иванов, І. І. Чернявський, О. А. Моргун // Електроніка та системи управління. – 2007. – №3 (13). – С. 88 – 95.

37. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет излучаемых структур с помощью ФЕКО – М., ЗАО «НПП «РОДНИК», 2008. – 246 с.
38. Zadorozhniy A. S. Pulsation coefficient directivity diagram pin antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.3 (45). – P. 11 – 17.
39. Задорожний О. С. // Спотворення сигналів в радіосистемах гелікоптера // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/АТМ. – Київ, 2014. – Р. 32.
40. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.
41. Zadorozhniy A. S. The distortion of radio signals spectra by parametric system "basic antenna - the fuselage of helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.1 (35). – P. 35 – 40.
42. Задорожний О. С. // Спотворення сигналів в радіосистемах гелікоптера // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/АТМ. – Київ, 2014. – Р. 32.
43. Zadorozhniy A. S. Signal distortion in helicopters antenna system / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.2 (36). – P. 21 – 27
44. Бунин С. Г. , Справочник радиолобителя-коротковолновика С. Г. Бунин, Л. П. Яйленко. – Киев, Техника, 1978 с. 198.
45. Прокис, Дж. Цифровая связь / Пер. с англ. Кловский Д. Д.. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
46. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход М.: ИД “Вильямс”, 2004. – 992 с.
47. Zadorozhniy A. S. Additive mixes of narrowband signal and noise parametrically ransformations in not directional antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.4 (38). – P. 19 – 24.

48. Zadorozhniy A. S. // Parametric effects in not directed antennas, installed on the helicopter fuselage / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE IX International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2013. – P. 378 – 380. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).

49. Задорожний О. С. // Енергетичні втрати та спотворення спектру сигналу на виході антенної системи вертольоту / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми навігації та управління рухом: Всеукраїнська науково-практична конференція молодих учених та студентів. – Київ, 2013. – с. 75.

50. Zadorozhniy A. S. Attenuation average signal power in the helicopter antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.2 (44). – P. 11 – 15.

51. Задорожний О. С. // Вплив обертань несучого гвинта гелікоптера на збільшення бітової похибки в цифровому каналі передачі даних / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2014. – С. 109.

52. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.

53. Zadorozhniy A. S. The quality assessment of the digital communication channel with the helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2016. – No.2 (48). – P. 37 – 42.

54. Zadorozhniy A. S. // Radio signal distortion assessment by non directional antennas of the helicopter / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE XI International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2017. – P. 383 – 385. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).

55. Звіт про науково-дослідну роботу “ Система зв'язку безпілотного літального апарата ” №102/22.01.07 2016р.

56. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. (Том 5 – Использование авиационного радиочастотного спектра), ИКАО, 2014.

57. Справочник по спектру радиочастот для нужд гражданской авиации с изложением утвержденной политики ИКАО. – Doc. 9718 – AN/957, ИКАО, 2010.

58. ESARR 4. Оценка и понижение риска при ОрВД. – Европейская организация по безопасности воздушной навигации. Регламентирующее требование евроконтроля по безопасности полетов (ESARR), 2001.

59. Приложение 19 к Конвенции о международной гражданской авиации. Управление безопасностью полетов, ИКАО, 2013.

60. Національна таблиця розподілу смуг радіочастот України. Постанова КМУ №1208, 2005.

ДОДАТОК А

Список публікацій здобувача та відомості про апробацію
результатів дисертації

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати:

1. Zadorozhniy A. S. The distortion of radio signals spectra by parametric system "basic antenna - the fuselage of helicopter" / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.1 (35). – P. 35 – 40.
2. Zadorozhniy A. S. Signal distortion in helicopters antenna system / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.2 (36). – P. 21 – 27.
3. Zadorozhniy A. S. Helicopter screw rotation influence on form directional diagram onboard antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2014. – No.1 (39). – P. 71 – 76.
4. Zadorozhniy A. S. Additive mixes of narrowband signal and noise parametrically ransformations in not directional antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2013. – No.4 (38). – P. 19 – 24.
5. Zadorozhniy A. S. Pulsation coefficient directivity diagram pin antenna helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.3 (45). – P. 11 – 17.
6. Zadorozhniy A. S. Attenuation average signal power in the helicopter antenna / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2015. – No.2 (44). – P. 11 – 15.
7. Zadorozhniy A. S. The quality assessment of the digital communication channel with the helicopter / Ivanov V. A., Zadorozhniy A. S. // Journal «Electronics and Control Systems», 2016. – No.2 (48). – P. 37 – 42.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

6. Zadorozhniy A. S. // Parametric effects in not directed antennas, installed on the helicopter fuselage / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE IX International

conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2013). – Odessa, 2013. – P. 378 – 380. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).

7. Задорожний О. С. // Енергетичні втрати та спотворення спектру сигналу на виході антенної системи вертольоту / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми навігації та управління рухом: Всеукраїнська науково-практична конференція молодих учених та студентів. – Київ, 2013. – с. 75.

8. Задорожний О.С. // Спотворення сигналів в радіосистемах гелікоптера // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2014. – С. 32.

9. Задорожний О. С. // Вплив обертань несучого гвинта гелікоптера на збільшення бітової похибки в цифровому каналі передачі даних / В. О. Іванов, О. С. Задорожний // Проблеми розвитку глобальної системи зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху CNS/ATM. – Київ, 2016. – С. 109.

10. Zadorozhniy A. S. // Radio signal distortion assessment by non directional antennas of the helicopter / V. A. Ivanov, A. S. Zadorozhniy // IEEE XI International conference on Antenna Theory and techniques (ICAT-2017). – Kyiv, 2017. – P. 383 – 385. (праці міжнародної конференції, індексовані рейтингом SCOPUS).