

УДК 621.396.969

DOI: 10.31673/2412-9070.2026.049608

І. Л. КОВАЛЕНКО, PhD, аспірант;

ORCID: 0009-0003-3417-5271

А. В. МОВЧАНЮК, канд. техн. наук, професор,

ORCID: 0000-0003-2901-0424

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДВОКАНАЛЬНОГО АМПЛІТУДНОГО ПЕЛЕНГАТОРА ДЛЯ ОЦІНКИ ВПЛИВУ ШИРИНИ ДІАГРАМИ СПРЯМОВАНOSTІ ТА КУТА РОЗВЕДЕННЯ ОСЕЙ АНТЕН НА ТОЧНІСТЬ ПЕЛЕНГАЦІЇ

У статті побудовано математичну модель двоканального амплітудного пеленгатора для оцінки впливу ширини діаграми спрямованості антени та кута розведення осей антен на точність пеленгації сигналів з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти у субгігерцовому діапазоні. Актуальність роботи зумовлена необхідністю створення простих і технологічно доступних засобів визначення азимутального напрямку на джерела ППРЧ-сигналів для бортових і наземних систем радіомоніторингу та наведення. У вступі обґрунтовано зв'язок дослідження з попередніми роботами авторів, присвяченими виявленню ППРЧ-сигналів та оцінці їх амплітуди. У постановці задачі визначено основні припущення: розгляд лише азимутальної координати, дальню зону джерела, діапазон відстаней 500–5000 м, умови прямої видимості та використання двоканального відкаліброваного приймача. В огляді публікацій показано, що для амплітудно-порівняльних систем у субгігерцовому діапазоні недостатньо дослідження залишається вплив параметрів антенної системи на точність оцінки напрямку. У результатах дослідження обґрунтовано вибір степеневі косинусної апроксимації головної пелюстки діаграми спрямованості та виконано її порівняння з гаусовою і параболічною моделями. Встановлено зв'язок параметра моделі з паспортною шириною головної пелюстки серійних антен HG909Y і PE51YA1013, для яких отримано значення $n \approx 6$ та $n \approx 20$. Отримано аналітичні вирази для нормованого різницевого сигналу, коефіцієнта чутливості та середньоквадратичної похибки оцінки азимуту. Чисельне моделювання показало, що вузька діаграма спрямованості забезпечує вищу точність, але звужує робочий сектор. Для обох конфігурацій найбільш збалансованим виявився кут розведення осей антен 20° . У висновках зазначено, що конфігурація на основі HG909Y є доцільною для бортового варіанта, а на основі PE51YA1013 – для наземного варіанта підвищеної точності.

Ключові слова: ППРЧ, амплітудний пеленгатор, діаграма спрямованості антени, оцінка азимуту.

Вступ

Сучасний розвиток малорозмірних безпілотних літальних апаратів супроводжується широким використанням бортових радіоелектронних засобів, зокрема систем зв'язку та обміну даними, що працюють із застосуванням сигналів з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти (ППРЧ). Такі сигнали характеризуються підвищеною завадостійкістю, низькою ймовірністю перехоплення та складністю виявлення, що істотно ускладнює задачі їх радіомоніторингу, локалізації та подальшого впливу на джерело випромінювання 0, 0.

У попередніх роботах авторів було запропоновано непараметричний амплітудний метод виявлення ППРЧ-сигналів 0, а також його модифікований варіант 0, придатний для роботи

© Коваленко І. Л., Мовчанюк А. В., 2026

в умовах часткового заповнення каналу та багатосигнального середовища. Отримані результати створюють основу для переходу від задачі виявлення до задачі визначення напрямку приходу сигналу, тобто до побудови системи пеленгації, яка може бути інтегрована у контур автоматичного наведення.

Для практичної реалізації таких систем у субгігагерцовому діапазоні особливий інтерес становлять двоканальні амплітудні схеми, у яких напрям на джерело сигналу оцінюється за різницею рівнів сигналу, прийнятого двома спрямованими антенами. Порівняно з фазовими та інтерферометричними методами, такі системи мають простішу апаратну реалізацію, не потребують високоточної фазової синхронізації каналів і можуть бути побудовані на основі доступних двоканальних SDR-приймачів 0, 0. Водночас їх точність істотно залежить від параметрів антенної системи, насамперед від ширини головної пелюстки діаграми спрямованості та кута розведення осей антен.

У зв'язку з цим актуальною є задача побудови математичної моделі двоканального амплітудного пеленгатора, яка дозволяє кількісно оцінити вплив зазначених параметрів на точність визначення азимуту. Особливого значення така постановка набуває у випадку використання реальних серійних антен, коли модель має бути узгоджена з їх паспортними характеристиками та придатна для подальшого чисельного аналізу.

Метою даної роботи є побудова математичної моделі двоканального амплітудного пеленгатора для оцінки впливу ширини діаграми спрямованості та кута розведення осей антен на точність пеленгації ППРЧ-сигналів у субгігагерцовому діапазоні. У роботі розглядаються дві реальні антенні конфігурації на основі серійних антен HG909Y та PE51YA1013, для яких виконується прив'язка параметрів аналітичної моделі до паспортної ширини головної пелюстки та проводиться чисельне моделювання точності системи.

Постановка задачі

Задача, що розглядається у роботі, полягає у побудові математичної моделі двоканального амплітудного пеленгатора, призначеного для визначення азимутального напрямку на джерело ППРЧ-сигналу у субгігагерцовому діапазоні. На відміну від загальної задачі побудови повноцінної системи пеленгації, у даному дослідженні увага зосереджується саме на кількісному оцінюванні впливу параметрів антенної системи на точність визначення напрямку приходу сигналу.

Вихідною інформацією для пеленгатора є оцінки амплітуди сигналу, отримані в кожному з двох приймальних каналів після попереднього виявлення ППРЧ-сигналу. Передбачається, що на попередньому етапі обробки вже виконано селекцію сигналів і пеленгації підлягає джерело з максимальним рівнем серед виявлених. Таким чином, задача зводиться до оцінки горизонтальної кутової координати домінуючого джерела випромінювання за різницею амплітуд у двох каналах.

У роботі приймається одновимірна постановка задачі, у якій визначається лише азимутальний напрям. Джерело сигналу вважається розташованим у дальній зоні відносно антенної системи, що дозволяє використовувати припущення про плоский фронт хвилі. Розглядається діапазон відстаней до джерела від 500 м до 5000 м, що відповідає характерним умовам застосування систем наведення та радіомоніторингу малорозмірних БПЛА.

Середовище поширення сигналу приймається однорідним, без урахування багатопроменевості та відбиттів від поверхонь. Таке спрощення використовується для того, щоб зосередити аналіз на основних закономірностях формування різницевого сигналу та впливі параметрів антенної системи. Крім того, передбачається, що канали приймача є попередньо відкаліброваними, а їх амплітудні характеристики узгоджені між собою.

Основними параметрами, вплив яких підлягає дослідженню, є ширина головної пелюстки діаграми спрямованості антени та кут розведення осей двох антен. Для того, щоб пов'язати аналітичну модель із реальними технічними рішеннями, у роботі розглядаються дві серійні антени типу Уда-Ягі, що відповідають двом характерним сценаріям застосування. Перша,

HG909Y, розглядається як бортовий компактний варіант із ширшою діаграмою спрямованості. Друга, PE51YA1013, розглядається як наземний варіант підвищеної точності з вузькою головною пелюсткою.

Якість роботи пеленгатора оцінюється за двома взаємопов'язаними показниками. Першим є кутова похибка визначення азимуту, яка характеризує точність оцінки напрямку приходу сигналу. Другим є еквівалентне лінійне відхилення на заданій дальності, яке дозволяє інтерпретувати результати з точки зору практичної задачі наведення.

Отже, задача дослідження полягає у побудові математичної моделі двоканального амплітудного пеленгатора, прив'язці її параметрів до реальних серійних антен та кількісному аналізу впливу ширини діаграми спрямованості і кута розведення осей антен на точність пеленгації. Розв'язання цієї задачі дозволяє сформулювати обґрунтовані рекомендації щодо вибору параметрів антенної системи для бортового і наземного варіантів реалізації.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Проблема визначення напрямку приходу сигналу традиційно розв'язується із застосуванням скануючих, амплітудно-порівняльних, моноімпульсних, фазових та інтерферометричних підходів 0–0. Для систем, орієнтованих на швидке формування оцінки азимуту у реальному масштабі часу, особливий інтерес становлять двоканальні амплітудні схеми, у яких напрям визначається за співвідношенням рівнів сигналу у двох просторово рознесених спрямованих антенах 0. Такі системи є привабливими завдяки відносній простоті апаратної реалізації та можливості використання нормованого різницевого сигналу як безпосереднього сигналу помилки у контурі автоматичного наведення.

У роботах, присвячених визначенню напрямку приходу сигналу, показано, що точність амплітудно-порівняльних методів істотно залежить від форми діаграми спрямованості антени, крутизни різницевої характеристики в околі робочого напрямку та точності оцінки амплітуди сигналу у кожному з каналів 0, 0. Водночас значна частина відомих публікацій орієнтована або на класичні радіолокаційні та моноімпульсні системи 0, або на ширококутові фазові та інтерферометричні рішення 0, 0, що потребують точного фазового узгодження каналів та складнішої апаратної реалізації.

Окремий напрям досліджень пов'язаний із вибором антен для систем оцінки напрямку приходу сигналу. Для субгігагерцового діапазону в літературі та технічній документації розглядаються панельні, логоперіодичні та антени типу Уда-Ягі 0. Панельні антени характеризуються компактністю, але зазвичай мають широку головну пелюстку, що обмежує кутову чутливість амплітудного пеленгатора. Логоперіодичні антени забезпечують широку смугу робочих частот, однак їх діаграма спрямованості є менш зручною для побудови простої аналітичної моделі. У той же час антени Уда-Ягі поєднують достатню спрямованість, конструктивну простоту та доступність у серійному виконанні, що робить їх доцільними для побудови двоканальної амплітудної системи пеленгації.

Практичний інтерес для даного дослідження становлять серійні антени HG909Y та PE51YA1013, які представляють два характерні варіанти діаграми спрямованості у частотному діапазоні, який розглядається. Антена HG909Y має ширшу головну пелюстку і може бути розглянута як компактний бортовий варіант 0, тоді як PE51YA1013 є більш вузькоспрямованою і тому цікава з точки зору підвищення точності наземної системи 0.

У попередніх роботах авторів було розв'язано задачу виявлення ППРЧ-сигналів та отримання їх амплітудних оцінок 0, 0. Саме ці результати створюють передумови для переходу до наступного етапу – побудови моделі двоканального амплітудного пеленгатора, в якій амплітудна інформація використовується для оцінки азимутального напрямку. Водночас аналіз наявних публікацій показує, що для даної прикладної постановки залишається недостатньо дослідженим питання кількісного впливу ширини головної пелюстки та кута розведення осей антен на точність пеленгації при використанні реальних серійних антен у субгігагерцовому діапазоні.

Мета і задачі дослідження

Метою даної роботи є побудова математичної моделі двоканального амплітудного пеленгатора для оцінки впливу ширини діаграми спрямованості антени та кута розведення осей антен на точність пеленгації ППРЧ-сигналів у субгігагерцовому діапазоні.

Для досягнення поставленої мети у роботі розв'язуються такі задачі:

- обґрунтування вибору аналітичної моделі головної пелюстки діаграми спрямованості;
- отримання аналітичних виразів для нормованого різницевого сигналу, коефіцієнта чутливості та похибки оцінки азимутального напрямку;
- чисельне моделювання для реальних антенних конфігурацій та оцінка впливу кута розведення осей антен на форму різницевої характеристики і точність пеленгації;
- аналіз залежності кутової та лінійної похибки від похибок амплітудної оцінки і відстані до джерела сигналу.

Результати дослідження**Вибір аналітичної моделі головної пелюстки діаграми спрямованості**

Побудова математичної моделі двоканального амплітудного пеленгатора потребує аналітичного опису діаграми спрямованості антени, оскільки саме її форма визначає залежність рівня прийнятого сигналу від кутового положення джерела випромінювання. У загальному випадку діаграма спрямованості реальної антени має складну структуру, що включає головну та бічні пелюстки, а також можливі асиметрії, пов'язані з конструктивними особливостями. Однак для задачі оцінки азимутального напрямку доцільно використовувати спрощену аналітичну модель, яка адекватно описує поведінку антени в межах головної пелюстки, тобто в області, що є визначальною для формування різницевого сигналу пеленгатора.

За умов прямої видимості у діапазоні дальностей даного дослідження прямий промінь сигналу домінує над відбитими компонентами, а вплив бічних пелюсток є значно меншим через їх нижчий рівень підсилення та обмежену просторову протяжність. У зв'язку з цим у моделі враховується лише головна пелюстка діаграми спрямованості, що дозволяє суттєво спростити подальший аналітичний опис.

Для вибору форми аналітичної апроксимації було розглянуто декілька типових моделей головної пелюстки – гаусову, параболічну та степеневу косинусну. Порівняння показало, що степенева косинусна апроксимація забезпечує кращий компроміс між точністю опису, фізичною інтерпретованістю та зручністю подальших аналітичних перетворень. Тому як базова модель у роботі приймається вираз:

$$g(\theta) = \cos^n(\theta), \quad |\theta| \leq \frac{\pi}{2}, \quad (1)$$

де θ – кутове відхилення від осі антени, а параметр n визначає ширину головної пелюстки. Функція $g(\theta)$ нормована таким чином, що $g(0) = 1$.

Обрана модель забезпечує гладку та монотонну залежність рівня сигналу від кута в околі головної пелюстки, що є необхідною умовою для однозначного зв'язку між амплітудою сигналу та напрямом приходу. Зі збільшенням параметра n головна пелюстка звужується, а крутизна спаду сигналу зростає, що безпосередньо підвищує чутливість амплітудного пеленгатора до малих кутових відхилень.

Параметр n може бути безпосередньо пов'язаний із шириною головної пелюстки за рівнем -3dB . Нехай $\theta_{3\text{dB}}$ – половина кута ширини головної пелюстки, для якої виконується умова:

$$g(\theta_{3\text{dB}}) = \frac{1}{2}. \quad (2)$$

Тоді для степеневі косинусної моделі отримуємо співвідношення:

$$n = \frac{\ln(1/2)}{\ln(\cos \theta_{3\text{dB}})}. \quad (3)$$

Це співвідношення дозволяє безпосередньо прив'язати параметри аналітичної моделі до паспортних характеристик серійних антен.

Для бортового варіанту у даній роботі пропонується антена HG909Y, для якої паспортна ширина головної пелюстки в горизонтальній площині становить $54^\circ 0$.

Підставляючи половинний кут у співвідношення (3), отримуємо:

$$n = \frac{\ln(1/2)}{\ln(\cos 27^\circ)} \approx 6. \quad (4)$$

Для наземного варіанта підвищеної точності розглядається антена PE51YA1013, для якої ширина головної пелюстки становить $30^\circ 0$. Відповідно:

$$n = \frac{\ln(1/2)}{\ln(\cos 15^\circ)} \approx 20. \quad (5)$$

Отримані значення мають важливе практичне значення, оскільки дозволяють використовувати єдину аналітичну модель для двох реальних конфігурацій системи – бортової та наземної – з різними характеристиками діаграми спрямованості. У подальшому чисельному моделюванні значення $n = 6$ та $n = 20$ використовуються як параметри, що відповідають серійним антенам HG909Y та PE51YA1013 відповідно.

Формування різницевого сигналу та чутливість двоканального амплітудного пеленгатора

Розглянемо двоканальну систему, що складається з двох однакових спрямованих антен, осі яких симетрично розгорнуті на кути $-\alpha$ та $+\alpha$ відносно поздовжньої осі пеленгатора. Нехай φ – азимутальний напрям на джерело сигналу відносно цієї осі. Тоді рівні сигналу в каналах визначаються значеннями діаграми спрямованості у відповідних кутових положеннях і можуть бути записані у вигляді:

$$P_1(\varphi) = P_0 g(\varphi + \alpha), P_2(\varphi) = P_0 g(\varphi - \alpha), \quad (6)$$

де P_0 – максимальний рівень сигналу, що відповідає напрямку осі антени.

Підставляючи вибрану модель головної пелюстки (1), отримаємо:

$$P_1(\varphi) = P_0 \cos^n(\varphi + \alpha), P_2(\varphi) = P_0 \cos^n(\varphi - \alpha). \quad (7)$$

У даній постановці просторове рознесення антен не входить безпосередньо до виразів для рівнів сигналу, оскільки інформація про напрям приходу формується за рахунок різниці амплітуд, зумовленої формою діаграми спрямованості та взаємною орієнтацією осей антен, а не за рахунок фазової або часової різниці між каналами.

Для оцінки напрямку приходу сигналу використовується нормований різницевий сигнал

$$\eta(\varphi) = \frac{P_1(\varphi) - P_2(\varphi)}{P_1(\varphi) + P_2(\varphi)}. \quad (8)$$

Використання нормованої форми є доцільним, оскільки вона зменшує залежність результату від абсолютного рівня прийнятого сигналу та дозволяє зосередитися на відносній різниці між каналами. Після підстановки виразів для P_1 та P_2 отримаємо:

$$\eta(\varphi) = \frac{\cos^n(\varphi + \alpha) - \cos^n(\varphi - \alpha)}{\cos^n(\varphi + \alpha) + \cos^n(\varphi - \alpha)}. \quad (9)$$

Отримана залежність визначає аналітичну форму різницевого сигналу двоканального амплітудного пеленгатора. Вона є непарною відносно $\varphi = 0$ і задовольняє умову $\eta(0) = 0$. Це означає, що при співпадині напрямку на джерело з поздовжньою віссю системи рівні сигналу в обох каналах є однаковими. Отже, нульове значення різницевого сигналу відповідає точному наведенню пеленгатора на джерело випромінювання. Знак функції $\eta(\varphi)$ визначає сторону кутового відхилення, а її абсолютне значення – величину цього відхилення.

Найбільший інтерес становить поведінка функції $\eta(\varphi)$ в околі нульового напрямку, оскільки саме ця область визначає точність оцінки азимуту та придатність сигналу для використа-

ння у контурі автоматичного наведення. Для малих кутових відхилень можна виконати лінеаризацію залежності, представивши її у вигляді:

$$\eta(\varphi) \approx K\varphi, \quad (10)$$

де K – коефіцієнт чутливості пеленгатора, який дорівнює похідній функції $\eta(\varphi)$ у точці $\varphi = 0$:

$$K = \left. \frac{d\eta}{d\varphi} \right|_{\varphi=0}. \quad (11)$$

Для прийнятої моделі головної пелюстки отримуємо:

$$K = n \cdot \tan(\alpha). \quad (12)$$

Цей результат має важливе фізичне значення. Він показує, що чутливість двоканального амплітудного пеленгатора зростає як зі звуженням головної пелюстки антени, так і зі збільшенням кута розведення осей антен α . Отже, підвищення спрямованості антенної системи або збільшення кута її геометричного розведення призводить до зростання крутизни різницевої характеристики в околі нульового напрямку. Водночас надмірне збільшення кута α матиме і зворотний ефект: хоча локальна чутливість зростає, область кутів, у межах якої залежність $\eta(\varphi)$ залишається близькою до лінійної, звужується. Саме це зумовлює компроміс між високою точністю в околі напрямку точного наведення та шириною робочого сектора пеленгатора. Для бортових систем, де можливі більші початкові відхилення, цей фактор є особливо важливим.

У лінійному наближенні оцінка азимутального кута за вимірним значенням різницевого сигналу може бути записана як:

$$\hat{\varphi} = \frac{\eta}{K}. \quad (13)$$

Таким чином, задача пеленгації зводиться до вимірювання нормованого різницевого сигналу та подальшого масштабування з урахуванням коефіцієнта чутливості системи. Отримана модель є основою як для оцінки напрямку, так і для формування сигналу помилки в системі автоматичного наведення, а також створює підґрунтя для подальшого аналізу впливу похибок амплітудної оцінки на точність пеленгації.

Оцінка впливу похибок амплітудної оцінки на точність визначення азимуту

У реальній системі рівні сигналу в кожному з каналів визначаються з певною похибкою, що безпосередньо впливає на точність оцінки азимуту. Нехай істинні значення сигналів у каналах задаються як $P_1(\varphi)$ та $P_2(\varphi)$, а їх вимірні значення містять випадкову похибку. Для аналізу впливу такої похибки доцільно використати мультиплікативну модель:

$$\tilde{P}_1 = P_1(1 + \delta_1), \tilde{P}_2 = P_2(1 + \delta_2), \quad (14)$$

де δ_1 та δ_2 – незалежні випадкові величини з нульовим математичним сподіванням, що описують відносні похибки оцінки амплітуди у кожному з каналів. Така модель є природною для аналізу амплітудних вимірювань, оскільки характеризує саме відносну невизначеність оцінювання рівня сигналу.

На основі вимірних значень $\tilde{P}_1$ та $\tilde{P}_2$ обчислюється оцінка нормованого різницевого сигналу:

$$\tilde{\eta} = \frac{\tilde{P}_1 - \tilde{P}_2}{\tilde{P}_1 + \tilde{P}_2}. \quad (15)$$

Для малих похибок можна виконати лінеаризацію цього виразу. У першому наближенні варіація різницевого сигналу визначається як:

$$\delta\eta \approx \frac{\partial\eta}{\partial P_1} \Delta P_1 + \frac{\partial\eta}{\partial P_2} \Delta P_2, \quad (16)$$

де $\Delta P_1 = P_1 \delta_1$, $\Delta P_2 = P_2 \delta_2$. Після обчислення частинних похідних отримуємо:

$$\frac{\partial \eta}{\partial P_1} = \frac{2P_2}{(P_1 + P_2)^2}, \frac{\partial \eta}{\partial P_2} = -\frac{2P_1}{(P_1 + P_2)^2}. \quad (17)$$

Тоді варіація різницевого сигналу може бути записана у вигляді:

$$\delta \eta \approx \frac{2P_1 P_2}{(P_1 + P_2)^2} (\delta_1 - \delta_2). \quad (18)$$

Особливий інтерес становить режим роботи поблизу напрямку точного наведення, тобто при $\varphi \approx 0$, коли виконується наближення $P_1 \approx P_2 \approx P$. У цьому випадку вираз (18) спрощується до:

$$\delta \eta \approx \frac{1}{2} (\delta_1 - \delta_2). \quad (19)$$

Отриманий результат показує, що в околі нульового напрямку похибка різницевого сигналу визначається головним чином різницею відносних похибок оцінки амплітуди у двох каналах. Це означає, що точність визначення азимуту безпосередньо залежить як від шумових властивостей приймального тракту, так і від якості алгоритму оцінювання амплітуди.

З урахуванням лінійної моделі (10), похибка оцінки кута може бути визначена як:

$$\delta \varphi \approx \frac{\delta \eta}{K}, \quad (20)$$

враховуючи (12) впливає, що:

$$\delta \varphi \approx \frac{\delta_1 - \delta_2}{2n \cdot \tan(\alpha)}. \quad (21)$$

Якщо припустити, що δ_1 і δ_2 є незалежними випадковими величинами з однаковою дисперсією σ_δ^2 , то середньоквадратична похибка оцінки азимуту може бути оцінена як:

$$\sigma_\varphi \approx \frac{\sigma_\delta}{\sqrt{2} n \cdot \tan(\alpha)}. \quad (22)$$

Отриманий вираз показує, що похибка пеленгації прямо пропорційна похибці амплітудної оцінки в каналах. По-друге, вона обернено пропорційна параметру n , тобто покращується зі звуженням головної пелюстки антени. По-третє, збільшення кута розведення осей антен також зменшує похибку за рахунок зростання чутливості системи. Таким чином, аналітична модель встановлює безпосередній зв'язок між характеристиками антенної системи та точністю визначення напрямку.

Одержані результати створюють основу для подальшого чисельного моделювання, у якому можуть бути кількісно оцінені відмінності між бортовою та наземною конфігураціями, а також визначений вплив кута розведення осей антен на форму різницевого сигналу, чутливість та кінцеву точність пеленгації.

Чисельне моделювання для реальних антенних конфігурацій

Для кількісної перевірки отриманих аналітичних співвідношень та оцінки практичної придатності запропонованої моделі було виконано чисельне моделювання для двох антенних конфігурацій, що відповідають серійним антенам HG909Y та PE51YA1013. Цим антенам у межах ступеневої косинусної моделі відповідають параметри $n = 6$ (4) і $n = 20$ (5) відповідно. Таким чином, чисельний аналіз виконується не для абстрактних значень параметра спрямованості, а для двох конкретних технічних варіантів, що пропонуються для бортової та наземної реалізації системи.

На першому етапі моделювання досліджувалась форма нормованого різницевого сигналу $\eta(\varphi)$ (10) для значень кута розведення осей антен: $\alpha = 10^\circ$, $\alpha = 20^\circ$ та $\alpha = 30^\circ$, рис. 1.

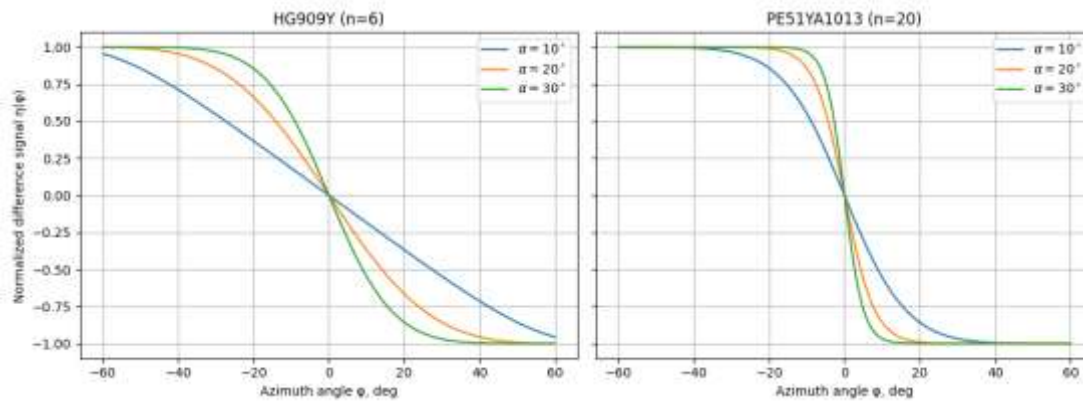


Рис. 1. Порівняльний аналіз форми нормованого різницевого сигналу для антени HG909Y (зліва) та PE51YA1013 (справа)

Отримані результати підтверджують, що для обох конфігурацій симетричне розведення осей антен забезпечує формування непарної різницевої характеристики з нульовим значенням при $\varphi = 0$, що відповідає точному наведенню системи на джерело сигналу. Встановлено, що для конфігурації з $n = 6$, різницева характеристика є більш плавною, а робочий сектор – ширшим. У випадку $n = 20$ характеристика стає значно крутішою, що свідчить про вищу кутову чутливість, однак одночасно вказує на звуження робочої області.

На наступному етапі виконано аналіз лінійності різницевої характеристики в околі нульового напрямку, рис. 2.

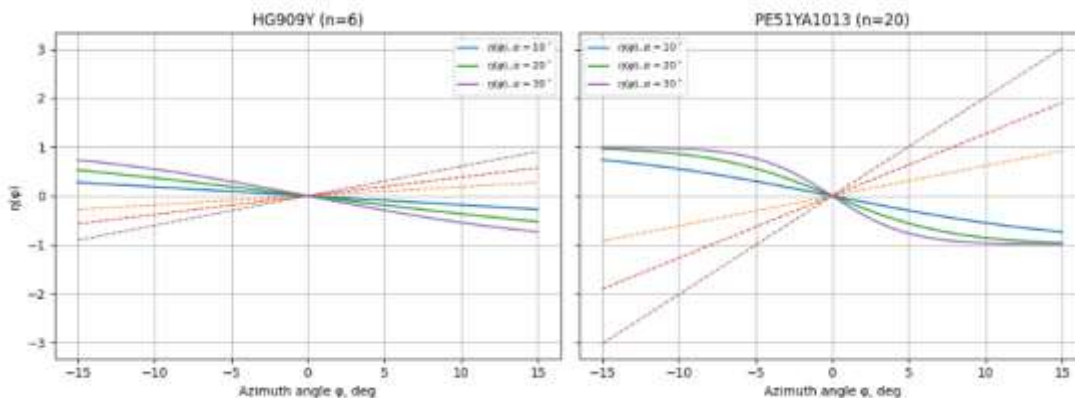


Рис. 2. Порівняльний аналіз лінійності різницевої характеристики в околі нульового напрямку для антени HG909Y (зліва) та PE51YA1013 (справа)

Порівняння реальної залежності $\eta(\varphi)$ з її лінійною апроксимацією показало, що для обох антенних конфігурацій у межах малих кутових відхилень така апроксимація є прийнятною. При цьому для антени HG909Y область задовільної лінійності є ширшою, що є перевагою для бортового застосування, де можливі більші початкові кутові відхилення. Для PE51YA1013 лінійна ділянка є вузкою, однак крутизна характеристики істотно вища, що забезпечує кращу локальну точність поблизу напрямку точного наведення. Встановлено також, що збільшення кута α від 10° до 30° призводить до зростання крутизни різницевої характеристики для обох антен, однак супроводжується звуженням області лінійності. За сукупністю ознак найбільш збалансованим визначено значення $\alpha \approx 20^\circ$.

Окремо було досліджено вплив похибок амплітудної оцінки на точність визначення азимуту, рис. 3. Для цього використовувалася модель, у якій у кожному з каналів вводилася випадкова відносна похибка оцінки амплітуди, а потім чисельно визначалась середньоквадратична похибка оцінки кута.

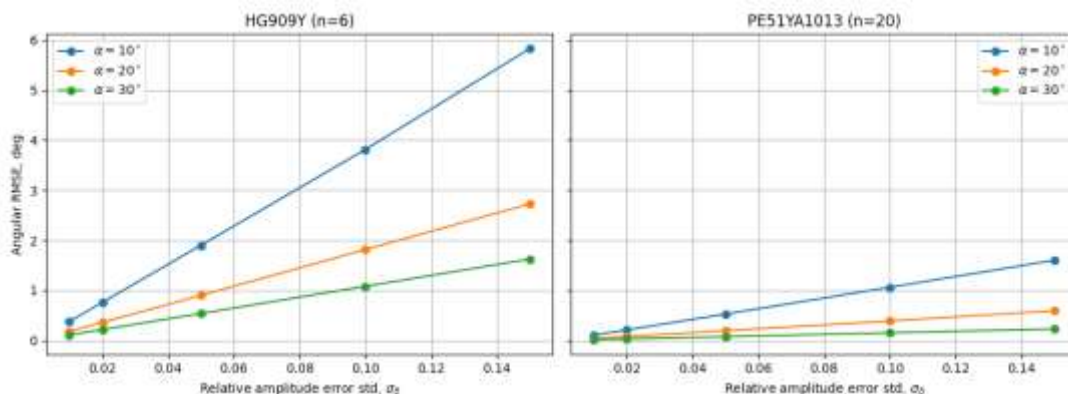


Рис. 3. Порівняльний аналіз впливу похибки на визначення азимуту для антени HG909Y (зліва) та PE51YA1013 (справа)

Результати моделювання підтвердили аналітичний висновок про те, що похибка визначення азимуту зростає зі збільшенням невизначеності амплітудної оцінки. Водночас для антени PE51YA1013 за однакових значень похибки в каналах отримується менша кутова похибка, ніж для HG909Y, що пояснюється більшою крутизною різницевої характеристики і, відповідно, вищим коефіцієнтом чутливості.

На завершальному етапі було проаналізовано вплив відстані до джерела сигналу на кутову та лінійну похибку наведення, рис. 4. Для цього використовувалась модель зменшення потужності прийнятого сигналу відповідно до закону обернених квадратів у діапазоні дальностей від 500 м до 5000 м.

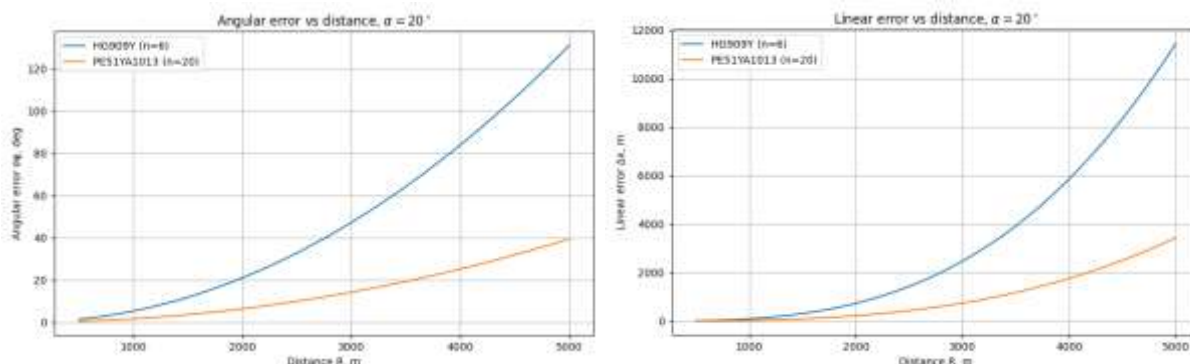


Рис. 4. Порівняльний аналіз зростання кутової (зліва) та лінійної (справа) похибки для антени HG909Y (синій графік) та PE51YA1013 (помаранчевий графік)

Моделювання показало, що для обох конфігурацій кутова похибка зростає зі збільшенням відстані, а еквівалентне лінійне відхилення на дальності зростає ще швидше. При цьому використання вузькоспрямованої антени дозволяє суттєво зменшити як кутову, так і лінійну похибку на всьому розглянутому інтервалі дальностей.

Таким чином, результати чисельного моделювання підтверджують основні аналітичні висновки та дозволяють сформулювати практичні рекомендації щодо параметрів системи.

Висновки та перспективи подальших досліджень

У роботі побудовано математичну модель двоканального амплітудного пеленгатора, призначеного для оцінки впливу ширини діаграми спрямованості антени та кута розведення осей антен на точність пеленгації ППРЧ-сигналів у субгігагерцовому діапазоні.

Встановлено зв'язок між параметром моделі n та паспортною шириною головної пелюстки реальних серійних антен. Отримано аналітичний вираз для нормованого різницевого сигналу двоканального амплітудного пеленгатора та показано, що його чутливість у лінійному наближенні визначається співвідношенням (12). Встановлено, що зі збільшенням параметра n , тобто зі звуженням головної пелюстки антени, а також зі збільшенням кута розведення осей антен α , чутливість системи зростає. Разом з тим таке підвищення чутливості супроводжується звуженням області лінійності різницевої характеристики.

На основі аналітичного та чисельного аналізу показано, що точність визначення азимуту істотно залежить від похибки амплітудної оцінки в каналах, параметрів антенної системи та відстані до джерела сигналу. Для бортового варіанта доцільним є використання антени HG909Y з параметром моделі $n = 6$, яка забезпечує ширший сектор робочої лінійності. Для наземного варіанта підвищеної точності більш доцільною є антена PE51YA1013 з параметром $n = 20$, яка забезпечує вищу чутливість і меншу похибку визначення напрямку. Для обох конфігурацій найбільш збалансованим значенням кута розведення осей антен є $\alpha = 20^\circ$, оскільки саме воно забезпечує раціональний компроміс між чутливістю системи та шириною її робочого сектора.

За результатами моделювання встановлено, що для обох розглянутих конфігурацій найбільш збалансованим значенням кута розведення осей антен є $\alpha = 20^\circ$, оскільки саме воно забезпечує раціональний компроміс між крутизною різницевої характеристики та шириною робочого сектора.

Перспективи подальших досліджень пов'язані з експериментальною перевіркою запропонованої моделі на реальному SDR-приймачі, оцінкою впливу неідеальності калібрування каналів. Окремий інтерес становить розробка експериментального зразка двоканального амплітудного пеленгатора для інтеграції в систему наведення БПЛА-перехоплювача.

Внесок авторів

Ігор КОВАЛЕНКО – аналіз джерел, підготовка теоретичних основ дослідження, концептуалізація, розробка програмного забезпечення та проведення дослідження; Андрій МОВЧАНЮК – науковий керівник, методика дослідження, аналіз та інтерпретація результатів.

Декларація про штучний інтелект

Автори не використовували штучний інтелект при створенні матеріалів статті.

Конфлікт інтересів

Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів та підтверджує, що під час підготовки цієї роботи не існувало жодних комерційних, фінансових або інших взаємовідносин, які могли б бути розцінені як такі, що здатні вплинути на результати дослідження або їх інтерпретацію. Робота виконана відповідно до принципів академічної доброчесності, етичних норм проведення наукових досліджень та вимог редакційної політики щодо запобігання конфлікту інтересів.

Список використаної літератури

1. Коваленко, І. Л., Мовчанюк, А. В., Зінгер, Я. Л., & Адаменко, В. О. Непараметричний амплітудний метод виявлення сигналів з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти з низькими обчислювальними витратами. *Вісті вищих учбових закладів. Радіоелектроніка*, 68(1), 41–55. 2025. URL: <https://doi.org/10.20535/S0021347024090012>
2. Коваленко, І. Л., Мовчанюк, А. В. Модифікований амплітудний метод виявлення сигналів з псевдовипадковим перелаштуванням робочої частоти з низькими обчислювальними витратами. *Зв'язок*. 2026. URL: <https://doi.org/10.31673/2412-9070.2026.025307>
3. Rohde & Schwarz. An introduction to direction finding methodologies. White paper. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/am/us/campaigns_2/a_d/Intro-to-direction-finding-methodologies.pdf
4. An, D.-J., & Lee, J.-H. Performance analysis of amplitude comparison monopulse direction-of-arrival estimation. *Applied Sciences*, 10(4), 1246. 2020. URL: <https://doi.org/10.3390/app10041246>
5. CRFS. Angle of arrival / direction finding techniques. White paper. 2023. URL: <https://pages.crfs.com/hubfs/whitepapers/Angle%20of%20Arrival-Direction%20Finding.pdf?hsLang=en>

6. Analog Devices. AD9363: RF agile transceiver (Rev. D). Data sheet. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9363.pdf>
7. L-com. HyperLink HG909Y: 900 MHz 9 dBi Yagi antenna. Data sheet. URL: https://www.l-com.com/Images/Downloadables/Datasheets/ds_HG909Y-NM.pdf
8. Pasternack. PE51YA1013: 900 MHz 13 dBi SS Yagi antenna. Data sheet. URL: <https://www.mouser.com/datasheet/2/1641/1/PE51YA1013-3671263.pdf>
9. Kandregula, V. R., Zaharis, Z. D., Ahmed, Q., Khan, F., Loh, T. H., Schreiber, J., Serres, A. J. R., & Lazaridis, P. I. A review of unmanned aerial vehicle based antenna and propagation measurements. *Sensors*, 24(22), 7395. 2024. URL: <https://doi.org/10.3390/s24227395>
10. Mototolea, D., Youssef, R., Radoi, E., & Nicolaescu, I. Non-cooperative low-complexity detection approach for FHSS-GFSK drone control signals. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1, 401–412. 2020. URL: <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2020.2984312>
11. Ye, J., Zou, J., Gao, J., Zhang, G., Kong, M., Pei, Z., & Cui, K. A new frequency hopping signal detection of civil UAV based on improved K-means clustering algorithm. *IEEE Access*, 9, 53190–53204. 2021. URL: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3070491>

I. Kovalenko, A. Movchaniuk

MATHEMATICAL MODEL OF A TWO-CHANNEL AMPLITUDE-BASED DIRECTION FINDER FOR ASSESSING THE INFLUENCE OF ANTENNA BEAMWIDTH AND ANTENNA AXIS OFFSET ANGLE ON DIRECTION-FINDING ACCURACY

The paper presents a mathematical model of a two-channel amplitude-based direction finder for assessing the influence of antenna beamwidth and antenna axis offset angle on the direction-finding accuracy of frequency-hopping spread-spectrum signals in the sub-GHz range. The relevance of the study is determined by the need for simple and practically implementable solutions for estimating the azimuth direction to FHSS signal sources in airborne and ground-based radio monitoring and guidance systems. The introduction establishes the relationship between the present work and the authors' previous studies devoted to FHSS signal detection and amplitude estimation. The problem statement defines the main assumptions of the study, including one-dimensional azimuth estimation, far-field source conditions, a source distance range of 500–5000 m, line-of-sight propagation, and the use of two calibrated receiver channels. The review of recent publications shows that, for amplitude-comparison systems in the sub-GHz range, the quantitative influence of antenna parameters on direction-finding accuracy remains insufficiently studied. In the results section, the cosine-power approximation of the antenna main lobe is justified and compared with Gaussian and parabolic models. The model parameter is linked to the datasheet beamwidths of the commercially available antennas HG909Y and PE51YA1013, resulting in $n \approx 6$ and $n \approx 20$, respectively. Analytical expressions are derived for the normalized difference signal, the sensitivity coefficient, and the root-mean-square azimuth estimation error. Numerical simulations demonstrate that a narrower radiation pattern provides higher angular accuracy but reduces the operating sector. For both considered antenna configurations, the most balanced antenna axis offset angle is found to be 20° . The conclusions state that the HG909Y-based configuration is more suitable for the airborne case, whereas the PE51YA1013-based configuration is preferable for a higher-accuracy ground-based implementation.

Keywords: FHSS, direction finding, DF, DoA, amplitude-based method, SDR, UAV.

Надійшла до редакції: 09.06.2026

Прийнята до друку: 23.06.2026

Опубліковано: 17.08.2026

© 2026 Коваленко І. Л., Мовчанюк А. В.

Цей матеріал ліцензовано за умовами CC BY 4.0. <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>