

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»

Факультет радіоелектроніки, комп'ютерних систем та інфокомунікацій

Кафедра аерокосмічних радіоелектронних систем

Пояснювальна записка
до дипломної роботи
(тип кваліфікаційної роботи)

Магістра

(освітнійступінь)

на тему « Моделювання та дослідження моноімпульсного пеленгатора »

ХАІ. 501.566М.172.**1505086** ПЗ

Виконав: студент (ка) б курсу групи № 566 М
Спеціальність 172 «Телекомунікації та
радіотехніка»

(код та найменування)

Освітня програма «Радіоелектронні
пристрої, системи та комплекси»

(найменування)

Котляр Д.О.

(прізвище та ініціали студента (ки))

Керівник: Баришев І.В.

(прізвище та ініціали)

Рецензент: Костенко П.Ю.

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»

Факультет радіоелектроніки, комп'ютерних систем та інфокомунікацій
(повне найменування)

Кафедра аерокосмічних радіоелектронних систем
(повне найменування)

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код та найменування)

ЗАТВЕРДЖУЮ

**Завідувач кафедри аерокосмічних
радіоелектронних систем, к.т.н.**

Жила С.С.

(підпис)

(ініціали та прізвище)

« ____ » _____ 2020 р.

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Котляру Денису Олександровичу
(прізвище, ім'я та по батькові)

1. Тема дипломної роботи «Моделювання та дослідження моноімпульсного пеленгатора»

керівник дипломної роботи професор.каф 501, д.т.н. Баришев І.В.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом Університету від « 19 » жовтня 2020 року № 1706-уч

2. Термін подання студентом дипломної роботи 14 грудня 2020 р

3. Вихідні дані до роботи: амплітуда несучої – 1 В; частота несучої – 10 кГц; порядок вихідного ФНЧ – 5; Період маніпуляції – 0,05 с; частота генерації – 11 кГц; коефіцієнт підсилення – 0,6.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік завдань, які потрібно розв'язати) : Огляд літератури з питання моноімпульсних пеленгаторів, аналіз існуючих рішень, вивчення матеріалів самонаведення, моделювання в середовищі Simulink, знаходження плюсів на недоліків таких пеленгаторів, порівняння з аналогами, отримання графіків, економічний розрахунок, висновки.

5. Перелік графічного матеріалу: 1 – Титульний лист, 2 – Реферат, 3 – 5 постановка задачі, 6 – 10 вирішення задачі, 11 – 15 – Наслідки моделювання, 16 – 17 побудова приймального тракту різницевого АМП, 18 – Економічна частина, 19 – Висновки.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна	Баришев І.В. д.т.н., проф.к.501		
Додаткова	Баришев І.В. д.т.н., проф.к.501		
Економічна	Хлівна І.В. д.е.н., проф.к. 601		

Нормоконтроль Бей О.І. « » 2020 р.
(підпис) (ініціали та прізвище)

7. Дата видачі завдання « 16 » жовтня 2020р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	ОГЛЯД СИСТЕМ САМОНАВЕДЕННЯ	19.10-23.10	виконано
2	ПРИНЦИП РОБОТИ ТА АНАЛІЗ РОБОТИ ІСНУЮЧИХ ПЕЛЕНГАТОРІВ	23.10-12.11	виконано
3	МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ПРИЙМАЛЬНОГО ТРАКТУ РІЗНИЦЕВОГО АМП	12.11-23.11	виконано
4	РОЗРАХУНОК СОБІВАРТОСТІ ПРОЕКТУ «МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МОНОІМПУЛЬНОГО ПЕЛЕНГАТОРА»	23.11-1.12	виконано
5	ОФОРМЛЕННЯ РОЗРАХУНКОВО ПОЯСНЮВАЛЬНОЇ ЗАПИСКИ	01.12-09.12	виконано
6	ЗАХИСТ РОБОТИ	17.12.2019	виконано

Студент _____ Котляр Д.О.
(підпис) (ініціали та прізвище)

Керівник роботи _____ Баришев І.В.
(підпис) (ініціали та прізвище)

РЕФЕРАТ

Дипломна робота: 90 с., 47 рис., 15 табл., 10 джерел.

Об'єкт дослідження – моноімпульсний пеленгатор.

Предмет дослідження – оптимізаційні алгоритми в модуляційному радіометрі.

Мета роботи – імітаційне моделювання, порівняння з іншими пеленгаторами, дослідження та обробка доступного матеріалу.

Методи дослідження – порівняльний аналіз та імітаційне моделювання оптимізаційної моделі моноімпульсного пеленгатора.

В роботі розглянуті системи самонаведення які розрізняють за ознакою місцезнаходження джерела енергії, а та ж за видом енергії, за методом наведення, за складом апаратури тощо. У системах самонаведення снарядів використовується в основному енергія електромагнітних хвиль. Залежно від діапазону застосовуваних волі розрізняють теплові та радіотехнічні системи. Теплові системи самонаведення працюють на тепловому випромінюванні, джерело якого знаходиться на цілі. Зазвичай таким джерелом є двигун або інша енергетична установка цілі.

Системою самонаведення називають таку систему управління, яка забезпечує наведення снаряда на ціль за допомогою апаратури, встановленої на снаряді. При цьому використовується енергія того чи іншого виду, що надходить від цілі до снаряда і уловлюється бортовим приймачем. Команда управління в системі самонаведення формується на основі інформації про взаємне положення снаряда і цілі, яка міститься в сигналі на вході приймача. На відміну від інших способів управління при самонаведенні пункт управління відіграє допоміжну роль: забезпечує старт снаряда, вибір цілі, іноді несе джерело енергії, опромінюючий ціль.

РІДОВИЗИР, ПЕЛЕНГАТОР, СИСТЕМИ САМОНАВДЕННЯ, ПРИЙМАЛЬНИЙ ТРАКТ, ШВИДКОРУХОМА ЦІЛЬ, МАЛОРУХОМА ЦІЛЬ, СКАНУЮЦА АНТЕНА.

THE ABSTRACT

Master's degree work: 90 p., 47 Fig., 15 Table., 10 sources.

The object of the study is a monopulse direction finder.

The subject of the study is optimization algorithms in a modulation radiometer.

The purpose of the work is simulation modeling, comparison with other direction finders, research and processing of available material.

Research methods - comparative analysis and simulation of the optimization model of the monopulse direction finder.

In work we show homing systems are distinguished by the location of energy sources, as well as by the type of energy, by the guidance method, by the composition of equipment and the like. In the homing systems of shells, the energy of electromagnetic waves is mainly used. Depending on the range of used wills, thermal and radio systems are distinguished. Thermal homing systems operate on thermal radiation, the source of which is located on the target. Typically, such a source is an engine or other target power plant.

A homing system is called a control system that provides a projectile to a target using equipment mounted on a projectile. In this case, energy of one or another kind coming from the target to the projectile and captured by the on-board receiver is used. Control command in homing system is formed on the basis of information on mutual position of projectile and target, which is contained in signal at receiver input.

Unlike other homing control methods, the control point plays an auxiliary role: it ensures the launch of the projectile, selects the target, sometimes carries a source of energy irradiating the target.

RADIO VIEWFINDER, DIRECTION FINDER, HOMING SYSTEMS, RECEIVING TRACT, FAST MOVING TARGET, SEDENTARY TARGET, SCANNING ANTENNA.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	9
1 САМОНАВЕДІННЯ НА МАЛОРУХЛИВУ ЦІЛЬ.....	11
1.1 Постанова задачі.....	11
1.2 Кінематичні співвідношення при самонаведенні.....	14
1.3 Структурна схема керування.....	17
2 САМОНАВЕДІННЯ НА ШВИДКОРУХОМУ ЦІЛЬ.....	19
2.1 Постанова задачі	19
2.2 Способи формування командного сигналу	21
2.3 Структурні схеми керування при різних способах формування командного сигналу.....	25
3 РАДІОВІЗИР ЗІ СКАНУЮЧОЮ АНТЕНОЮ	29
4 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ РАДІОСИСТЕМ ВІЗУВАННЯ ЦІЛІ ПРИ МОНОІМПУЛЬСНОМУ ПЕЛЕНГУВАННЯ	33
5 ФАЗОВИЙ МОНОІМПУЛЬСНИЙ РАДІОВІЗИР ЦІЛІ	40
6 АМПЛІТУДНО-ФАЗОВИЙ МОНОІМПУЛЬСНИЙ РАДІОВІЗИР ЦІЛІ.....	44
6.1 Блок-схема і принцип дії радіовізора	44
6.2 Дія шумової перешкоди на радіовізор цілі	49
7 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МОНОІМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА.....	54
8 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	78
1.1 Розрахунок собівартості виконання науково-дослідницької роботи (перший варіант)	78
1.2 Розрахунок собівартості виконання науково-дослідницької роботи (другий варіант).....	84
ВИСНОВОК.....	89
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	90

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- c - швидкість поширення електромагнітної енергії, м/с;
 $\Delta f_{\text{нч}}$ - ефективна смуга УПЧ, Гц;
 ΔF_c - еквівалентна смуга пропускання замкнутого контуру радіозвена, Гц;
 K - коефіцієнт посилення катодного повторювача у фазовому комутаторі;
 K_R - коефіцієнт загасання в пристроях складання сигналів;
 K_v - коефіцієнт передачі детектора;
 K_p - коефіцієнт передачі пристрою;
 K_{φ_k} - коефіцієнт передачі датчика похідного кута рискання;
 $K_{\text{вх}}$ - коефіцієнт передачі вхідної частини тракту;
 K_{φ_k} - коефіцієнт передачі датчика;
 $K_{\delta\phi}$ - коефіцієнт передачі перемножителя;
 $K_{\text{пг}}$ - коефіцієнт передачі потенційного датчика;
 κ_{ϕ} - коефіцієнт посилення підсилювача сигналу помилки;
 $m_{\text{АМ}}$ - глибина амплітудної модуляції радіоімпульсів на вході приймача;
 $R_{\text{ц}}$ - відстань пункт управління – ціль, м;
 R_c - відстань пункт управління – снаряд, м;
 $R_y(\tau)$ - кореляційна функція процесу $u_{\text{ш}}(t)$, тобто шуму на виході підсилювача проміжної частоти;
 $r_{\text{ц}}$ - відстань снаряд – ціль, м;
 $r_y(\tau)$ - повільна мінлива функція τ , характер якої визначається формою частотної характеристики УПЧ, м;
 $U_{0\text{ш}}$ - середня амплітуда імпульсів на виході детектора сигналу помилки, В;
 $U_{\text{Ви}}$ - амплітуда імпульсу, В;
 U_0 — обмежена амплітуда на виході підсилювачів, В;
 $u_{\text{ш}}(t)$ - напруга перешкод на виході одного каналу, В;
 $U_{\text{шн}}$ - амплітуда імпульсів сигналу на виході УПЛ, величина якої стабілізується системою АРУ, В;
 $U_{\text{Ви}}$ - амплітуда імпульсу сигналу, що приходить з напрямку рівносигнальної зони, В;
 v_c - вектори швидкості, м/с;
 $w_{\text{п}}$ – вектор поперечного прискорення керованого снаряда, м/с²;
 $X_{\text{СН}}$ - напрямок поздовжньої осі снаряда;
 x_0x_0 - нерухома в просторі вісь координат;
 φ_K - кут повороту корпусу снаряда, град;
 $\Phi_{\text{фл}}(p)$ - передавальна функція флюгерного вимірювального пристрою;

$\Phi_{nl}(p)$ - передавальна функція контуру слідчого приводу;
 φ_{ψ} - кутова координата цілі в площині, перпендикулярній осі x_{pz} і відповідно фаза модуляції, град;
 φ - змінне фазове зрушення, град;
 α_A - кут повороту платформи радіовізира щодо корпусу снаряда, град;
 ω_{HC} - несуча частота радіолінії, рад/с;
 ω_{nc} - проміжна частота, рад/с;
 Ψ_{AH_0} - ширина головної пелюстки за точками нульової потужності, град;
 λ - довжина робочої хвилі радіосигналу, м;
 $\Delta\varepsilon_K$ - проекції кута $\Delta\varepsilon$ на площину;
 $\Delta\varepsilon_T$ - проекції кута $\Delta\varepsilon$ на площину;
 $\Delta\xi$ - фазовий зсув за рахунок неоднаковості фазово-частотних характеристик УПЛ, град;
 $\Delta\xi_y$ - фазове зрушення через відмінність фазових характеристик підсилювачів, град;
 $\Delta\xi_z$ - фазове зрушення сигналу в каналі «z» щодо опорного сигналу, град;
 ТС - траєкторія польоту снаряда у вертикальній площині;
 УС - керований снаряд;
 Ц - ціль.

ВСТУП

Радіотехнічні системи використовують радіохвилі відбиті або випромінювані цілі. Джерело радіохвиль входить до складу апаратури снаряда або пункту управління (активне і напівактивне самонаведення). У приватних випадках джерелами енергії можуть бути різні радіопередавачі, встановлені на цілі (пасивне самонаведення).

Теплова система має ряд переваг порівняно з радіотехнічною. Апаратура теплової системи простіша, кутова дозволяюча здатність і точність вище. Однак фактична дальність дії теплової системи залежить від метеорологічних умов. За сприятливих умов дальність може сягати 20 - 30 км. Крім того, інтенсивність теплового випромінювання у багатьох цілей різна в різних напрямках. Тому дальність дії може сильно змінюватися також і в залежності від напрямку атаки.

Характеристики радіотехнічних систем самонаведення практично не залежать від атмосферних умов. Подібні системи дозволяють вести атаку з будь-якого напрямку. Нижча точність і менша дозволяюча здатність радіотехнічних систем самонаведення пояснюється тим, що в таких системах відношення розмірів антени до довжини хвилі значно менше, ніж відношення розмірів об'єктива до довжини хвилі у теплових систем. Отже, діаграма спрямованості антени в радіотехнічній системі за інших рівних умов буде значно ширшою від діаграми спрямованості в тепловій системі.

Для підвищення дозволяючої здатності радіотехнічних систем може бути застосовано додаткове селектування цілей по дальності. Введення селекції по дальності ускладнює апаратуру.

Перевага активної системи самонаведення полягає в повній автономності керованого снаряда. Пункт управління після пострілу в процесі наведення не використовується. Активні системи іноді застосовуються також і в тих випадках, коли самонаведення здійснюється тільки на кінцевій ділянці траєкторії.

Дальність дії напівактивних систем самонаведення більша, ніж активних, якщо самонаведення починається безпосередньо після старту. Це пояснюється тим, що передавач, встановлений на пункті управління, може бути зроблений більш потужним, а передавальна антена може мати більше посилення.

При активному самонаведенні деяка частина прийманої енергії втрачається в антенному перемикачі. Зате в напівактивній системі труднощі стабілізації частоти змушують розширювати смугу пропускання бортового приймача.

У системах самонаведення можуть застосовуватися всі методи наведення, які не потребують наявності пункту управління, тобто методи двокрапкового наведення (наведення по кривій погоні і різні варіанти пропорційного зближення). Самонаведення по кривій погоні практично придатне в разі нерухомих або повільно рухомих цілей. Самонаведення методом пропорційного зближення дозволяє успішно атакувати швидкодушні цілі, в тому числі і такі, швидкість яких перевищує швидкість руху снаряда.

Склад апаратури системи самонаведення може бути різним залежно від того, які параметри траєкторії повинні бути вимірені для вироблення команди управління. У найпростішому випадку достатньо виміряти кут між поздовжньою віссю або вектором швидкості снаряда і лінією снаряд - ціль, тобто напрямком на ціль у пов'язаній з корпусом снаряда або поточній системі координат. У більш складних випадках потрібно також визначити напрямком лінії снаряд - ціль у нерухомій системі координат, а також дальність до цілі.

До складу бортової апаратури радіотехнічної системи самонаведення обов'язково входить радіовізор цілі, що визначає напрямком на ціль. Крім того, може бути передбачена допоміжна апаратура, що забезпечує селекцію обраної мети по дальності або по швидкості.

Принцип дії селектора мети залежить від характеру випромінювання, який може бути імпульсним або безперервним. При імпульсному випромінюванні селекція по дальності виробляється за допомогою стробуючих імпульсів, що відкривають приймач в момент приходу імпульсів, відображених від мети на заданій дальності.

При безперервному випромінюванні може використовуватися селекція цілей за швидкістю. Ця селекція заснована на доплерівському зміщенні частоти відбитого сигналу по відношенню до частоти випромінюваного сигналу. Величина доплерівського зміщення при активному самонаведенні визначається швидкістю зближення снаряда і цілі. При напівактивному самонаведенні для виділення доплерівської частоти на снаряді повинно проводитися порівняння прямого сигналу з пункту управління і сигналу, відображеного від цілі. Налаштовані фільтри пропускають у канал вимірювання кута тільки ті сигнали, які відбилися від цілі, що рухається з певною швидкістю відносно снаряда. Така селекція може також використовуватися для захисту радіовізору цілі від прямого випромінювання пункту управління.

1 САМОНАВЕДІННЯ НА МАЛОРУХЛИВУ ЦІЛЬ

1.1 Постановва задачі

Розгляньмо процес самонаведення снаряда на корабель (рисунок 1.1). Самонаведення починається при відстані між снарядом і метою, рівному $r_{ц\max}$ (рисунок 1.1 а). Оскільки в даному випадку швидкість цілі значно менше швидкості керованого снаряда, то ціль можна вважати нерухомою. У найпростішому випадку система самонаведення повинна керувати снарядом у площині курсу, тобто досить розглянути рух снаряда в горизонтальній площині.

Прийmemo також, що висота польоту h_c підтримується постійною за допомогою автономного висотоміра. Будемо вважати, що робота системи самонаведення припиняється при підході до цілі на відстань $r_{мз}$, що відповідає мертвій зоні цієї системи. Після цього снаряд переходить у пікірування.

Для наведення достатньо вектор швидкості снаряда v_c безперервно направляти на мету, що буде відповідати руху по кривій погоні. У цьому випадку апаратура самонаведення, встановлена на снаряді, повинна, поперше, вимірювати кут між вектором швидкості v_c і лінією візування цілі $r_{ц}$, тобто кут β_c (рисунок 1.1 б);

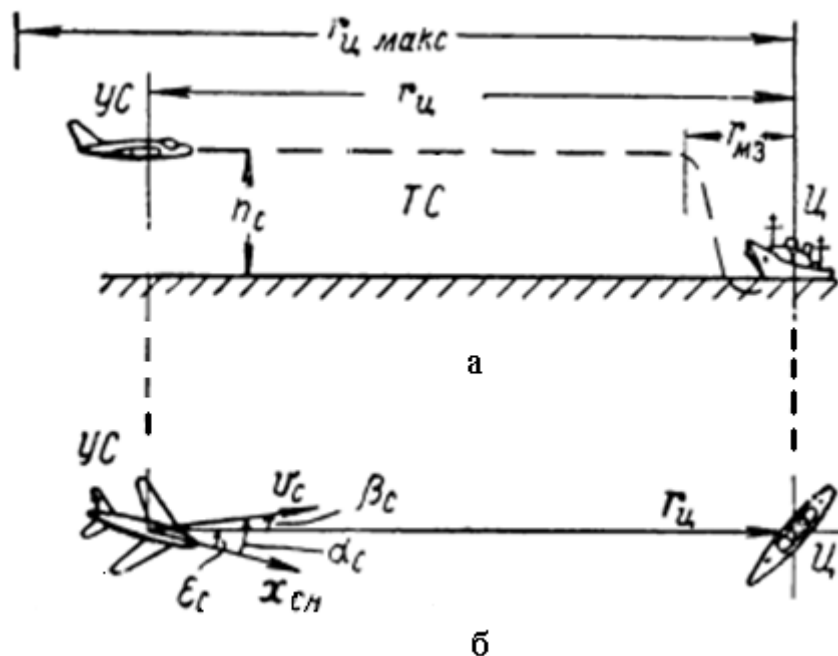


Рисунок 1.1 - Самонаведення снаряда на корабель:

а - вертикальна площина; б - горизонтальна
площина

по-друге, виробляти керуючі сигнали на рулі, які будуть повертати снаряд таким чином, щоб безперервно виконувалася умова

$$\beta_c \rightarrow 0 \quad (1.1)$$

У найпростішому випадку замість кута β_c можна вимірювати кут ε_c (рисунок 1.1 б), тобто кут між лінією візування цілі r_c і поздовжньою віссю снаряда $x_{сн}$. Подібний вимір є технічно простішим завданням, ніж вимірювання кута β_c , оскільки тут не потрібно контролювати величину кута ковзання α_c . Керуючі сигнали, що подаються на рулі, при цьому повинні вироблятися таким чином, щоб безперервно виконувалася умова

$$\varepsilon_c \rightarrow 0 \quad (1.2)$$

Кут ε_c , вимірюється радіотехнічним вугломерним пристроєм - радіовізором цілі, який встановлюється на снаряді (рисунок 1.2). На виході цього радіовізора маємо напругу u_{ε_c} - аналог кута ε_c , яке і буде напругою командного сигналу.

Система самонаведення, що працює згідно з умовою (1.2), була названа системою прямого самонаведення. Систему, що працює за умовою (1.1), будемо називати системою флюгерного самонаведення. Дійсно, для вимірювання кута β_c , крім радіовізора цілі, на снаряді необхідно мати ще флюгер, який вимірює кут α_c , після чого можна визначити кут β_c як

$$\beta_c = \alpha_c - \varepsilon_c. \quad (1.3)$$

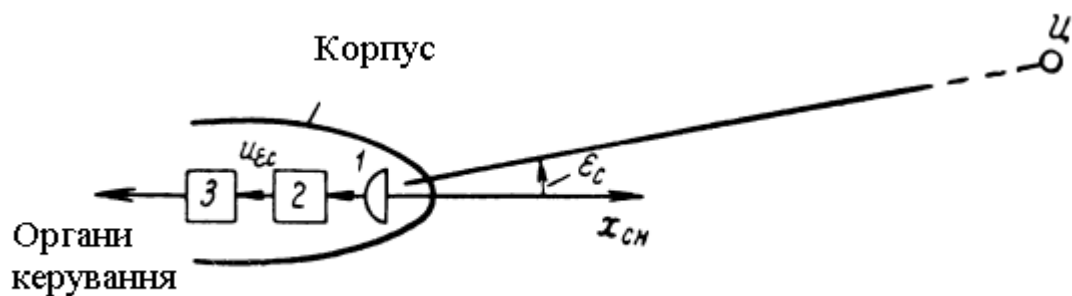


Рисунок 1.2 - Блок-схема апаратури прямого самонаведення:

- 1 - антена радіовізора цілі; 2 - радіовізор цілі, закріплений на корпусі снаряда; 3 - автопілот

Система флюгерного самонаведення забезпечує більшу точність, але вимагає і більш складної апаратури, ніж система прямого самонаведення.

Поправка на кут α може вводитися різними способами.

У першому випадку датчик кута ковзання, до складу якого входить флюгер, видає напругу u_{α_c} , пропорційну куту α_c (рисунок 1.3). Ця напруга підсумовується в автопілоті з сигналом u_{ε_c} , пропорційним куту ε_c , який знімається з радіовизера. В результаті виробляється керуючий, сигнал, пропорційний куту β_c .

Функціональна схема системи самонаведення з силовим флюгером наведена на рисунку 1.4. У такій системі радіовізор цілі встановлюється на рухомій платформі 2, яка може повертатися щодо корпусу снаряда. У цьому випадку радіовізор вимірює

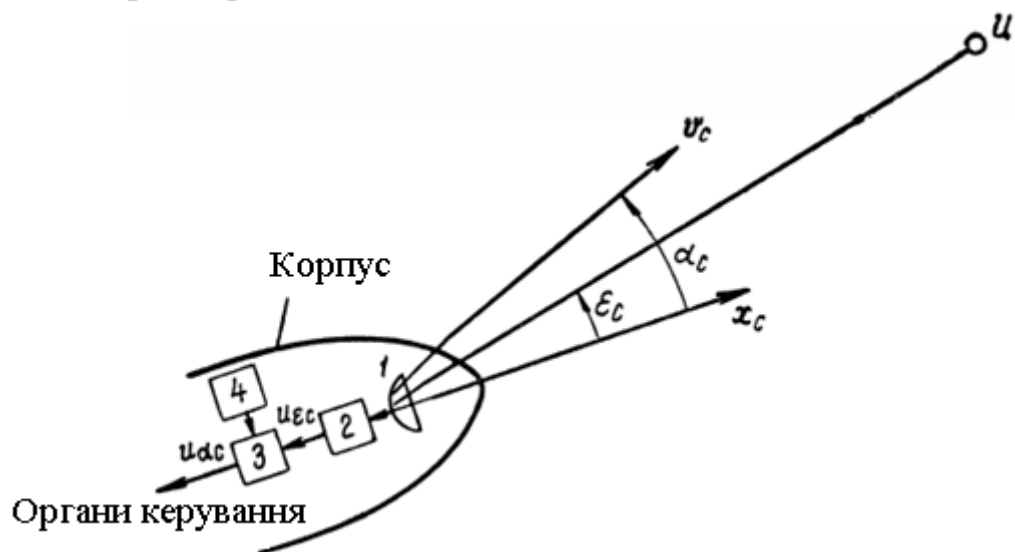


Рисунок 1.3 - Блок-схема апаратури флюгерного самонаведення:

1 - антена радіовізора цілі; 2 - радіовізор цілі, закріплений на корпусі снаряда; 3 - автопілот; 4 - флюгерний датчик кута ковзання

кут ε_A , що визначає напрямок на ціль щодо платформи (рисунок 1.4), причому

$$\varepsilon_A = \varepsilon_c - \alpha_A, \quad (1.4)$$

де α_A - кут повороту платформи радіовізора щодо корпусу снаряда, град.

Приладовим аналогом кута ε_A в схемі рисунок 1.4 є напруга u_K , що являє собою командний сигнал.

Сигнал датчика кута ковзання u_{α_c} , порівнюється з сигналом датчика кута повороту платформи u_{α_A} і різниця напружень

$$\Delta u_{\alpha} = u_{\alpha_c} - u_{\alpha_A}.$$

надходить на силовий привід слідчої системи. Цей привід впливає на платформу радіовізира, повертаючи її таким чином, щоб виконувалася рівність

$$\alpha_A = \alpha_c. \quad (1.5)$$

Отже, при ідеальній роботі флюгерного вимірювального пристрою та слідчої системи буде справедливо рівність

$$\varepsilon_A = -\beta_c. \quad (1.6)$$

Система з силовим флюгером порівняно з системою з вимірювальним флюгером конструктивно є більш складною.



Рисунок 1.4 - Функціональна схема, системи самонаведення з силовим флюгером:

1 - датчик кута ковзання α_c ; 2 - платформа, положення якої управляється флюгером; 3 - датчик кута α_A ; 4. радіовізор цілі, встановлений на платформі; 5 - антена радіовізира; 6 - силовий привід слідчої системи, що змінює положення платформи; 7- автопілот; 8 – флюгер; 9 - електрична схема датчика

1.2 Кінематичні співвідношення при самонаведенні

Розгляньмо рисунок 1.5, на якому показано геометричні співвідношення, що визначають рух центру тяжкості розглянутого самонавідного снаряда. Через точку розташування цього центру тяжкості (УС) проведена нерухома в просторі координатна лінія x_0x_0 . Вектори v_c і $w_{п}$

визначають швидкість і поперечне прискорення снаряда, а $x_{сн}$ - напрямок його поздовжньої осі. Швидкість руху снаряда v_c будемо вважати постійною.

З розгляду рисунку 1.5 випливає, що в разі нерухомої мети буде справедливо рівність

$$\vartheta_c \sin(\gamma_c - \eta_r) = -r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} \quad (1.7)$$

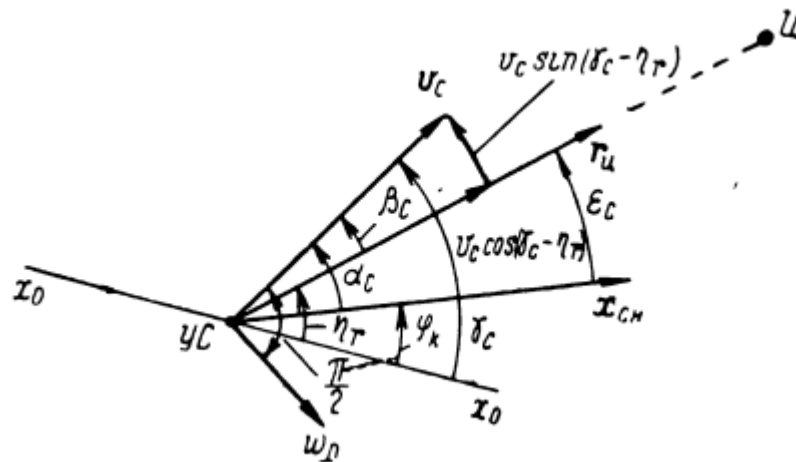


Рисунок 1.5 - Геометричні співвідношення при самонаведенні на нерухому цілі

На рисунку 1.5 наведені наступні скорочення: v_c ; w_p - вектори швидкості і поперечного прискорення керованого снаряда; $x_{сн}$ - напрямок поздовжньої осі снаряда; $r_{ц}$ - вектор напрямку снаряд-ціль; x_0x_0 - нерухома в просторі вісь координат; УС - керований снаряд; Ц - ціль.

У системі керування, що працює досить точно, кут $\gamma_c - \eta_r$ можна вважати невеликим. Отже, рівність (1.7) може бути перетворена до такого виду:

$$\vartheta_c (\gamma_c - \eta_r) \approx -r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} \quad (1.8)$$

З рисунка 1.5 також видно, що

$$\vartheta_c \cos(\gamma_c - \eta_r) = -r_{ц} \frac{dr_{ц}}{dt}$$

або враховуючи малість кута $\gamma_c - \eta_r$, отримуємо

$$\vartheta_c \approx -r_{ц} \frac{dr_{ц}}{dt} \quad (1.9)$$

Вирішуючи рівняння (1.8) та (1.9) спільно, маємо

$$r_{\text{ц}} \frac{d\eta_r}{dt} + \eta_r \frac{dr_u}{dt} \approx - g_c \gamma_c \quad (1.10)$$

або

$$\frac{d(\eta_r r_u)}{dt} \approx - g_c \gamma_c \quad (1.11)$$

Позначимо

$$\eta_r r_u = S. \quad (1.12)$$

Зі співвідношень (1.11) та (1.12) отримаємо рівняння операторній формі

$$S = (\eta_r r_u) \approx - \frac{g_c}{p} \gamma_c. \quad (1.13)$$

Кут γ_c , пов'язаний з поперечним прискоренням снаряда співвідношенням

$$\omega_{\text{п}} = g_c \frac{d\gamma_c}{dt}. \quad (1.14)$$

Перепишемо це рівняння в операторній формі

$$\gamma_c = \frac{1}{g_c p} \omega_{\text{п}}. \quad (1.15)$$

Вирішуючи спільно рівняння (1.14) та (1.15), знаходимо

$$S = (\eta_r r_u) \approx - \frac{1}{p^2} \omega_{\text{п}}. \quad (1.16)$$

Встановлений на снаряді радіовізор вимірює кут ε_c , який визначається як:

$$\varepsilon_c = \eta_r - \varphi_K, \quad (1.17)$$

де φ_K - кут повороту корпусу снаряда, град.

Кут η_r , знаходиться з (1.10). Отже,

$$\varepsilon_c = \frac{S}{r_u} - \varphi_K. \quad (1.18)$$

Формули (1.16) і (1.18) визначають кінематичні співвідношення, що дають зв'язок між параметрами руху снаряда ω_{Π} , φ_K і величиною ε_c , вимірюваною радіоланкою.

1.3 Структурна схема керування

Структурна схема контуру управління системи прямого самонаведення (рисунку 1.2) представлена на рисунку 1.6.

Командний сигнал $U_K = U_{\varepsilon_c}$, з виходу радіоланки надходить в автопілот. Під дією командного сигналу

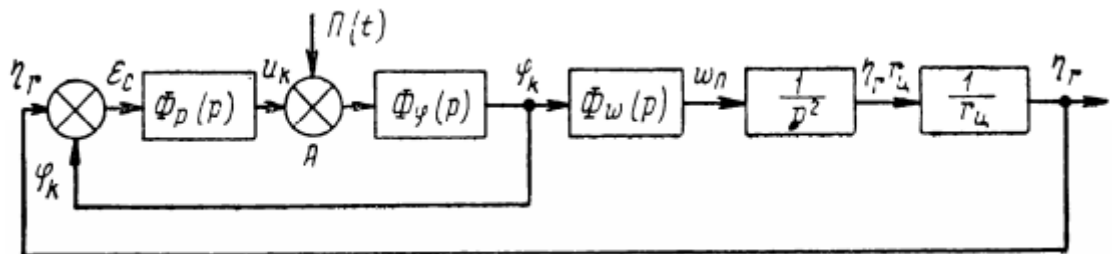


Рисунок 1.6 - Структурна схема керування під час прямого самонаведення

корпус керованого снаряда повертається, тобто змінюється кут φ_K . Зв'язок між величиною u_K і φ_K задається ланкою з передавальною функцією $\phi_\varphi(p)$. Ця ланка являє собою керований снаряд. Використовуючи кінематичні співвідношення (1.16) і (1.18), складаємо структурну схему контуру управління.

У структурній схемі (рисунок 1.6) є ланка зі змінним коефіцієнтом $1/r_u$. Передавальна функція контура може бути знайдена, якщо "заморозити" коефіцієнт, вважаючи, що $r_u = \text{const}$. Заморожування коефіцієнта дозволяє дослідити систему при порівняно великих дальностях до мети. Поблизу точки зустрічі $r_u \rightarrow 0$ і дослідження за допомогою передавальних функцій може призвести до великих помилок.

Якщо на виході радіодзвену, крім корисного командного сигналу u_K , є перешкода, то вона може розглядатися як зовнішній вплив на контур управління $\Pi(t)$, доданий в точці А.

Розгляньмо тепер, як зміниться контур управління у разі застосування флюгерного самонаведення. У цьому випадку до складу апаратури входить

вимірювач (датчик) кута ковзання α_c - флюгер. Сигнал на виході такого датчика u_{α_c} може бути описаний таким рівнянням в операторній формі:

$$u_{\alpha_c} = \Phi_{\text{фл}}(p) \alpha_c, \quad (1.19)$$

де $\Phi_{\text{фл}}(p)$ - передавальна функція флюгерного вимірювального пристрою.

У системі з вимірювальним флюгером сигнал флюгера u_{α_c} , складається з сигналом радіоланки u_{ε_c} , в результаті чого утворюється напруга командного сигналу u_k .

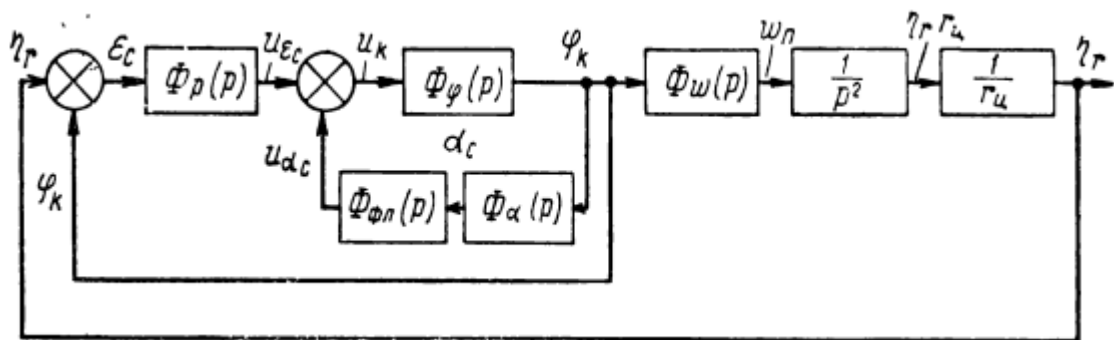


Рисунок 1.7 - Структурна схема керування під час флюгерного керування самонаведенні (система з вимірювальним флюгером).

При цьому контур управління може бути представлений у вигляді структурної схеми, наведеної на рисунку 1.7. На цьому зображенні ланка з передавальною функцією $\Phi_{\alpha}(p)$ визначає зв'язок між кутом ковзання α_c , і поворотом корпусу снаряда, тобто кутом φ_k . Для передавальної функції цієї ланки безпосередньо слідує вираз

$$\Phi_{\alpha}(p) = \frac{p}{p+a}.$$

Нагадаємо, що значення коефіцієнта a визначається аеродинамічними характеристиками снаряда, його масою і швидкістю польоту. Інші ланки такі ж, як на рисунку 1.6.

Подібно може бути складена структурна схема контуру управління для випадку застосування силового флюгера.

2 САМОНАВЕДІННЯ НА ШВИДКОРУХОМУ ЦІЛЬ

2.1 Постановка задачі

Розглянемо випадок самонаведення снаряда на літак. Припустимо, що атака літака відбувається ззаду, причому керований снаряд і ціль знаходяться весь час в одній площині (рисунку 2.8). Геометричні співвідношення, що визначають взаємний рух двох точок КС (керований снаряд) і Ц (ціль), показані на рисунку 2.9. На цьому малюнку x_0x_0 нерухома в просторі лінія, що визначає початок відліку кутів.

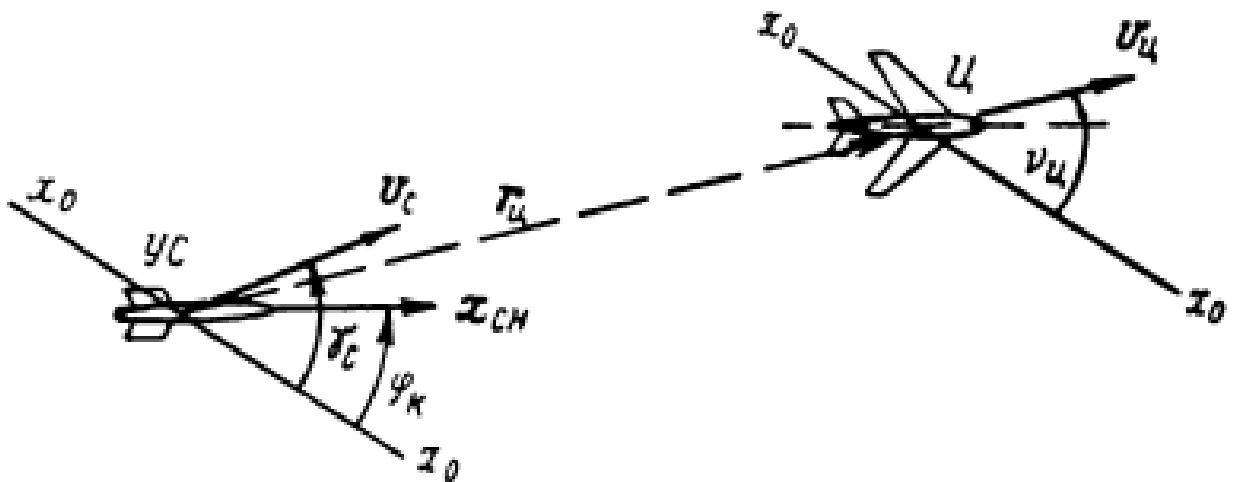


Рисунок 2.8 - Самонаведення снаряда (КС) на літак (ціль)

Швидкості польоту керованого снаряда і цілі будемо вважати постійним.

З рисунку 2.9 випливає

$$\frac{dr_u}{dt} = -g_c \cos(\gamma_c - \eta_r) + g_u \cos(v_u - \eta_r), \quad (2.1)$$

$$r_u \frac{d\eta_r}{dt} = -g_c \sin(\gamma_c - \eta_r) + g_u \sin(v_u - \eta_r). \quad (2.2)$$

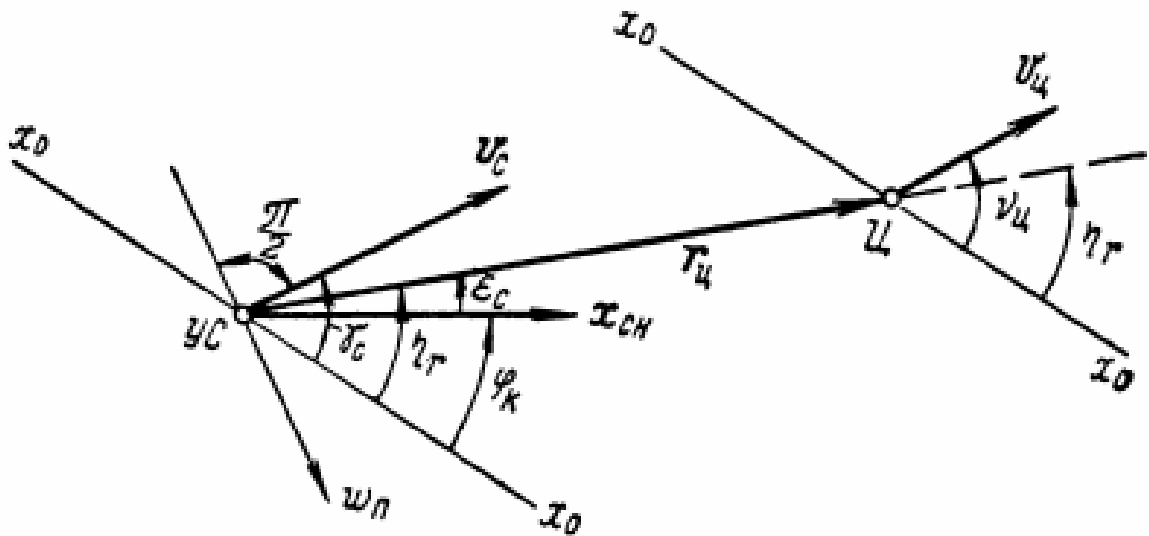


Рисунок 2.9 - Геометричні співвідношення при наведенні на рухому ціль

Проведемо розгляд для випадку, коли кути $\gamma_c - \eta_r$ і $\nu_u - \eta_r$ можна вважати малими. При цьому рівності (2.1) і (2.2) спрощуються і приймають вигляд

$$\frac{dr_u}{dt} \approx \vartheta_u - \vartheta_c, \quad (2.3)$$

$$r_u \frac{d\eta_r}{dt} \approx -\vartheta_c(\gamma_c - \eta_r) + \vartheta_u(\nu_u - \eta_r). \quad (2.4)$$

Перетворивши останнє співвідношення, знаходимо

$$r_u \frac{d\eta_r}{dt} + (\vartheta_w - \vartheta_c)\eta_r \approx -\vartheta_c\gamma_c + \vartheta_u\nu_u.$$

Підставивши сюди значення різниці про $\vartheta_u - \vartheta_c$, з виразу (2.3), отримаємо

$$r_u \frac{d\eta_r}{dt} + \frac{dr_u}{dt}\eta_r \approx -\vartheta_c\gamma_c + \vartheta_u\nu_u$$

або

$$\frac{d(r_u\eta_r)}{dt} \approx -\vartheta_c\gamma_c + \vartheta_u\nu_u \quad (2.5)$$

Рівність (2.5) в операторній формі записується таким чином:

$$r_u \eta_r \approx -\frac{1}{p} \mathcal{G}_c \gamma_c + \frac{1}{p} \mathcal{G}_u v_u . \quad (2.6)$$

Враховуючи співвідношення (1.14), маємо:

$$r_u \eta_r \approx -\frac{1}{p^2} \omega_{II} + \frac{1}{p} \mathcal{G}_u v_u \quad (2.7)$$

Для атаки швидкорухомих цілей зазвичай використовуються методи самонаведення з випередженням. Зокрема, може бути використаний метод паралельного зближення.

Кінематичні співвідношення, що визначаються рівністю (2.7), залишаються справедливими для будь-якого методу наведення, в тому числі і для паралельного зближення, якщо тільки вектори швидкості снаряда і цілі незначно відхиляються від лінії снаряд - ціль. У більш загальному випадку лінеаризація рівнянь (2.1) і (2.2) може виконуватися шляхом переходу до рівнянь у відхиленнях.

Для здійснення паралельного зближення необхідно виробляти командний сигнал u_k пропорційний швидкості обертання лінії снаряд - ціль, тобто пропорційний величині $d\eta_r/dt$. Для отримання такого сигналу і керованому снаряді необхідно мати нерухому систему координат $O; x_0; y_0; z_0$. Таку систему координат зазвичай отримують за допомогою гіроскопів. Напрямок лінії снаряд - ціль, як і раніше, вимірюється радіовізором, встановленим на снаряді.

2.2 Способи формування командного сигналу

Радіовізор цілі, яким забезпечено самонавідний снаряд, вимірює кут між напрямком на ціль і віссю платформи, на якій він встановлений, тобто кут ε_A (рисунок 1.6). Для формування командного сигналу при наведенні методом паралельного зближення необхідно вимірювати кутову швидкість $d\eta_r/dt$.

Розглянемо два можливих способи формування командного сигналу на основі даних, що отримуються з радіовізору цілі. Перший з цих способів заснований на складанні сигналів радновізора, платформа якого нерухомо закріплена на корпусі снаряда і датчика швидкості змін кута рискання φ_K . З рисунку 2.9 випливає:

$$\frac{d\eta_r}{dt} = \frac{d\varphi_K}{dt} + \frac{d\varepsilon_c}{dt} . \quad (2.8)$$

Отже, командний сигнал курсу їх при наведенні методом паралельного зближення можна сформувавши як суму двох напружень

$$u_K = u_{\varphi_K} + u_{\varepsilon_c}, \quad (2.9)$$

де

$$u_{\varepsilon_c} = K_P \frac{d\varepsilon_c}{dt}, \quad (2.10)$$

$$u_{\varphi_K} = K_{\varphi_K} \frac{d\varphi_K}{dt}. \quad (2.11)$$

де K_P - коефіцієнт передачі пристрою, що вимірює похідну кута;

K_{φ_K} - коефіцієнт передачі датчика похідного кута рискання.

На рис. 2.10 наведена функціональна схема системи, в якій формування командного сигналу здійснюється згідно зі співвідношеннями (2.8).

Оскільки радіовізор цілі 1 встановлено на платформі 4, а остання жорстко закріплена на корпусі снаряда, то матиме місце рівність

$$\varepsilon_c = \varepsilon_A. \quad (2.12)$$

З виходу радіовізора знімається напруга u_p , яка в ідеальному випадку має бути пропорційною похідній кута ε_A , тобто

$$u_p = u_{\varepsilon_A} = u_{\varepsilon_c}.$$

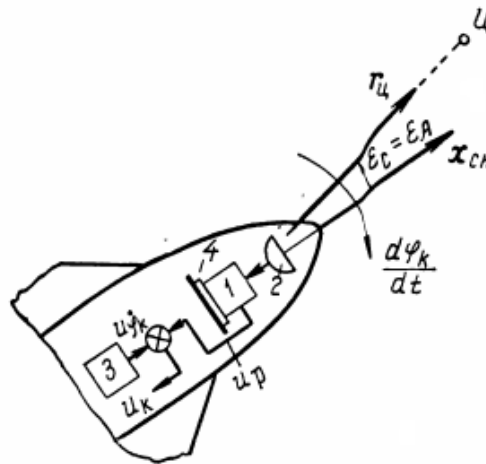


Рисунок 2.10 - Система з вимірювальним швидкісним гіроскопом:
1 - радіовізор цілі; 2 - антена радіовізора цілі; 3 - датчик похідного кута рискання зі швидкісним гіроскопом; 4 - платформа радіовізора цілі, встановлена на корпусі керованого снаряда

Вираз для передавальної функції ідеальної радіоланки повинен мати такий вигляд:

$$\Phi_p(p) = K_p p. \quad (2.13)$$

Практично, однак, радіовізир видає напругу u_p , яка пов'язана з кутом ε_A , через передавальну функцію радіоланки.

Диференційна ланка входить до складу пристрою з'їму даних з радіовізиру (рисунок 2.9) або вираз (2.10). У цьому випадку його передавальна функція буде

$$\Phi_{сд}(p) = K_{сд} p. \quad (2.14)$$

Напруга u_{φ_k} (пропорційна швидкості обертання корпусу снаряда відносно його центру тяжкості) формується в датчику похідної кута рискання 3 (рисунок 2.10). Основним елементом цього датчика є вимірювальний швидкісний гіроскоп, встановлений на корпусі снаряда. Тому систему формування командного сигналу можна назвати системою з вимірювальним швидкісним гіроскопом.

Вираз для передавальної функції датчика похідного кута рискання при ідеальному диференціюванні повинен мати наступний вигляд:

$$\Phi_{\varphi_k}(p) = \frac{u_{\varphi_k}(p)}{\varphi_k(p)} = K_{\varphi_k} p, \quad (2.15)$$

де K_{φ_k} - коефіцієнт передачі датчика.

Таким чином, у системі з вимірювальним швидкісним гіроскопом командний сигнал формується згідно з наступним рівнянням:

$$u_K = u_{\varphi_k} + u_p \quad (2.16)$$

або

$$u_K = \Phi_{\varphi_k}(p)\varphi_k + \Phi_p(p)\varepsilon_c.$$

Другий можливий спосіб формування командного сигналу полягає в гіростабілізації в просторі платформи, на якій встановлено радіовізир цілі. Подібну стабілізацію можна забезпечити за допомогою гіродатчика, основним елементом якого є вільний гіроскоп. Таку систему називають системою з радіовізиром, встановленим на стабілплаті (тобто на гіростабілізованій платформі). Функціональна схема, що пояснює принцип здійснення системи зі стабілплатою, наведена на рисунку 2.11. Ця схема відповідає плоскому завданню і складена для випадку використання радіоланки 1 зі слідкуючою антеною 2.

Вхідною величиною радіоланки є кут ε_A між віссю x_A гіростабілізованої платформи 4 і напрямком на ціль $r_{ц}$. Значення цього кута дорівнює згідно з рисунком 2.11

$$\varepsilon_A = \varepsilon_c - \alpha_A, \quad (2.17)$$

де α_A - кут повороту платформи радіовізора щодо корпусу снаряда, град.

Платформа радіовізора повертається щодо корпусу снаряда за допомогою силового приводу 6. Напряга, що керує цим приводом $u_{сп}$, знімається з потенційного датчика 3. Корпус датчика встановлено на платформі радіовізора, що стабілізується.

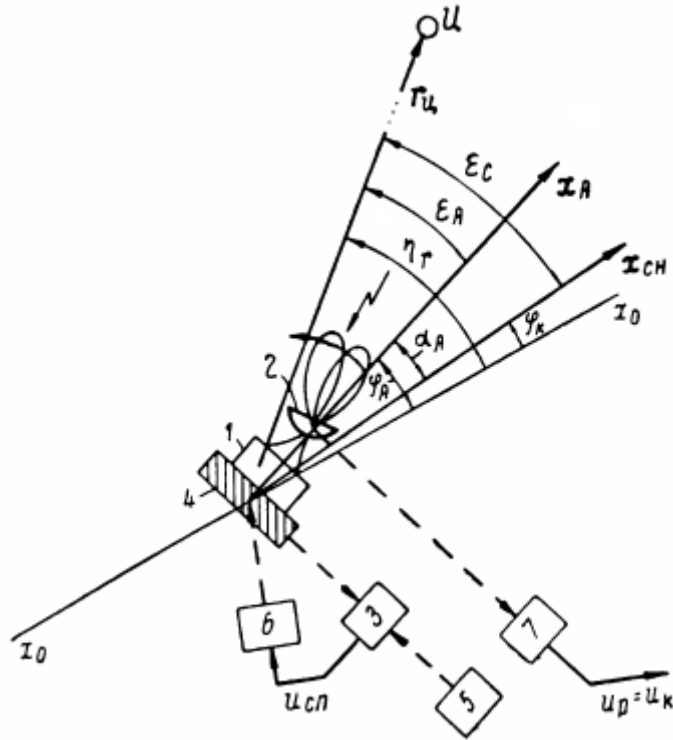


Рисунок 2.11 - Система з гіростабілізованою платформою:
1 - радновізер цілі; 2 - антенія радіовізора співали; 3 - потенційний датчик кута φ_A ; 4 - гіростабілізована платформа (стабіплата); 5 - гіродатчик з вільними гіроскопами; 6 - силовий привід системи гіростабілізації платформи; 7 – диференційна ланка

Повзунок потенціометра з'єднаний з віссю вільного гіроскопа, що визначає нерухому в просторі координатну лінію x_0x_0 . Напряга $u_{сп}$, що знімається з такого потенціометричного датчика, буде пропорційна кута φ_A між віссю стабіплати x_A і координатною лінією x_0x_0 :

$$u_{сп} = K_{пг} \varphi_A, \quad (2.18)$$

де $K_{пг}$ - коефіцієнт передачі потенційного датчика.

Коли корпус снаряда повертається (змінюється кут φ_K), спостерігаюча система повертає платформу, що змінює кут α_A . Ці кути представляють собою вхідну і вихідну величини контуру регулювання і пов'язані наступним співвідношенням:

$$\alpha_A(p) = \varphi_K(p)\Phi_{nl}(p), \quad (2.19)$$

де $\Phi_{nl}(p)$ - передавальна функція контуру слідчого приводу.

Вхідна величина радіоланки - кут $\varepsilon_A(p)$ тепер визначиться як

$$\varepsilon_A = \varepsilon_c - \alpha_A = \varepsilon_c - \varphi_K \Phi_{nl}(p). \quad (2.20)$$

Отже, командний сигнал у системі з радіовізором, встановленим на стабілплаті, формується згідно з наступним рівнянням:

$$\varepsilon_A = \varepsilon_c \Phi_p(p) = [\varepsilon_c - \varphi_K \Phi_{nl}(p)] \Phi_p(p). \quad (2.21)$$

Гіростабілізаційний привід підтримує кут φ_A в ідеальному випадку, рівним нулю. При цьому вісь гіростабілізованої платформи x_A буде спрямована вздовж нерухокої в просторі координатної лінії $x_0 x_0 (\alpha_A = -\varphi_K)$ і, отже,

$$\varepsilon_A = \eta_r. \quad (2.22)$$

У цьому випадку диференційна ланка 7, пов'язана зі стежачою антеною 2, видає командний сигнал u_K , пропорційний похідній куті η_r .

З формули (2.11) видно, що ідеальний випадок відповідає рівності (2.10) і $\Phi_{nl}(p) = -1$.

2.3 Структурні схеми керування при різних способах формування командного сигналу

На рисунку 2.12 наведена структурна схема контуру управління при самонаведенні методом паралельного зближення для випадку використання системи з вимірювальним швидкісним гіроскопом (рисунок 2.10).

Передавальні функції кінематичних ланок контуру управління повинні відповідати співвідношенню (2.12). Позначимо перше і друге додані в правій частині цього співвідношення відповідно через

$$S_c = \frac{\omega_n}{p^2}, \quad (2.23)$$

$$S_c = \frac{g_u}{p} v_u. \quad (2.24)$$

Відповідні передавальні функції кінематичних ланок будуть, отже, мати значення $1/p^2$ та g_u/p (рисунок 2.12).

Зовнішнім впливом на розглянутий контур керування є кут вектора швидкості цілі ϑ_u .

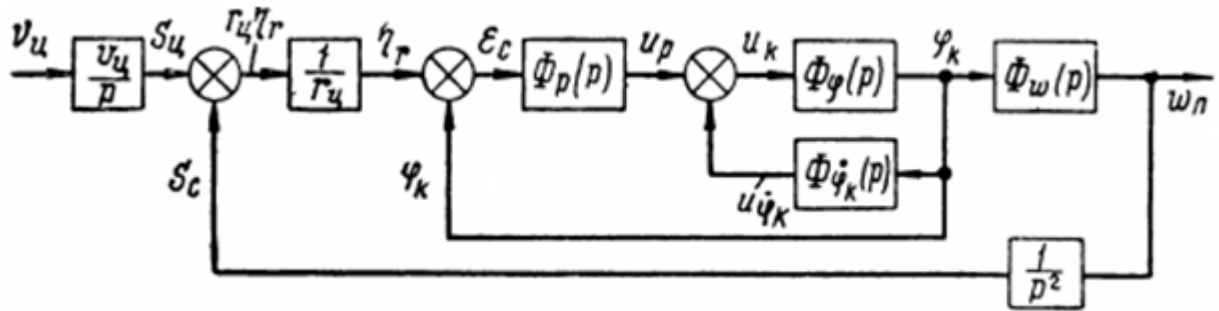


Рисунок 2.12 - Структурна схема керування при самонаведенні методом паралельного зближення з використанням системи з вимірювальними швидкісними гіроскопами

Цей кут - це незалежна змінна, визначена рухом цілі.

Передавальні функції снаряда $\Phi_\varphi(p)$ і $\Phi_\omega(p)$, що визначають зв'язок між командним сигналом u_k і величинами φ_k ; ω_n можуть бути отримані методом. Командний сигнал u_k формується згідно з виразом (2.8) як сума напружень u_{φ_k} та u_p , які, своєю чергою, визначаються кутами φ_k і ε_c , через передавальні функції $\Phi_{\varphi_k}(p)$ і $\Phi_p(p)$ в формулі (2.13).

Передавальна функція радіозвона $\Phi_p(p)$ була визначена вище. Вхідною величиною цієї ланки є кут ε_A , рівний в даному випадку куту ε_c .

Кут η_r , що є вихідною величиною кінематичної ланки, виходить шляхом множення величини $S = \eta_r r_u$ на змінний коефіцієнт $1/r_u$. Кут ε_c знаходиться згідно з рисунка 2.12 як різниця $\eta_r - \varphi_k$.

На рисунку 2.13 зображено структурну схему контуру управління при самонаведенні для випадку використання системи з радіовізором, встановленим на стабілплаті (рисунок 2.11).

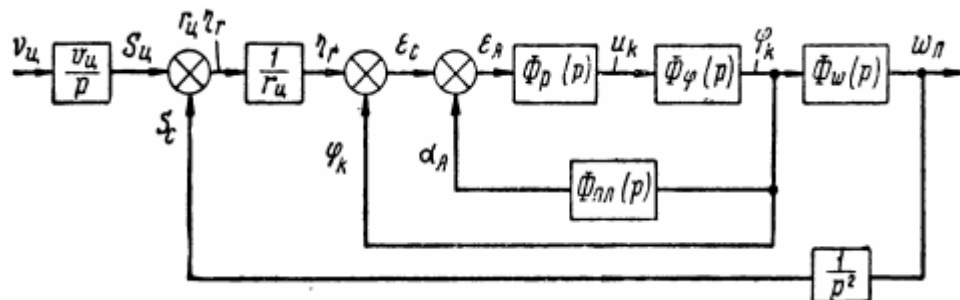


Рисунок 2.13 - Структурна схема керування при самонаведенні паралельного зближення з використанням системи з гіростабілізованою платформою

Частина структурної схеми рисунка 2.13, що відображає кінематичні зв'язки величин ω_{II} і η_r , аналогічна схемі рисунка 2.12.

Ланкою з передавальною функцією $\Phi_{III}(p)$ у схемі рисунка 2.13 враховується система гіростабілізації платформи 4 (рисунок 2.11), на якій встановлено радіовізир цілі.

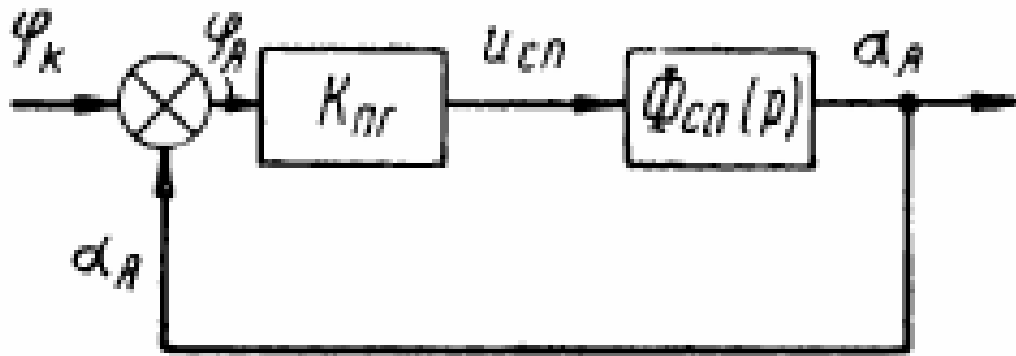


Рисунок 2.14 - Структурна схема системи гіростабілізації платформи радіовізиру цілі

Вхідною величиною цієї ланки є кут рискання φ_K . Вихідний величиною є кут α_A (кут між віссю снаряда і віссю стабілплати). З розгляду рисунка 2.14 маємо

$$\alpha_A = \varphi_A - \varphi_K. \quad (2.25)$$

Структурна схема ланки гіростабілізації представлена окремо на рисунку 2.14. На цій схемі ланка з передавальною функцією $\Phi_{сн}(p)$ відповідає силовому приводу 6 (рисунок 2.11), взятій спільно з гіростабілізованою платформою 4; $K_{пр}$ - коефіцієнт передачі датчика 3.

З розгляду структурної схеми рисунка 2.14 отримуємо:

$$\Phi_{III}(p) = \frac{\alpha_A(p)}{\varphi_K(p)} = \frac{K_{не} \Phi_{сн}(p)}{1 + K_{не} \Phi_{сн}(p)}. \quad (2.26)$$

Командний сигнал u_K формується відповідно до рівняння (2.21).

З розгляду структурних схем (рисунок 2.12) і (рисунок 2.13) можна зробити висновок, що формування командного сигналу в гіростабілізованій системі координат в кінцевому підсумку забезпечується шляхом введення додаткового ланцюга зворотного зв'язку. У структурній схемі (рисунок 2.15) цей зворотній зв'язок охоплює тільки керований снаряд, тобто ланку з передавальною функцією $\Phi_{\varphi}(p)$.

У структурній схемі (рисунок 2.13) додатковим зворотним зв'язком охоплюється як керований снаряд, так і радіозвено (ланки з передавальними функціями $\Phi_\varphi(p)$ і $\Phi_p(p)$). Якщо система гіростабілізації платформи радіовізира є безінерційною (ідеальною), то

$$\Phi_{nl}(p) = -1, \quad \alpha_A = -\varphi_K$$

і, отже, виконується умова (2.8)

$$\varepsilon_A = \eta_r.$$

У подібних умовах зворотний зв'язок по куту φ_K , через корпус снаряда в замкнутому контурі управління зникає. Зауважимо, що у структурній схемі (рисунок 2.12) також можна забезпечити аналогічні умови роботи. Для цього необхідно, щоб передавальна функція радіозвена $\Phi_p(p)$ і передавальна функція датчика похідного кута рискання $\Phi_{\varphi_K}(p)$ відповідали ідеальним диференціюючим ланкам (формули (2.3) і (2.5) з однаковими коефіцієнтами передачі $K_p = K_{\varphi_K}$).

На рисунку 2.15 наведена структурна схема контуру управління, що відповідає випадку ідеальної системи стабілізації платформи радіовізира.

У загальному випадку самонаведення снаряда на швидкорухому ціль (літак) відбувається не в одній площині і управління повинно здійснюватися одночасно за двома координатами, наприклад, за курсом і за тангажем. При цьому слід розрізнити і два відповідних контури управління. При попередньому розгляді, для спрощення завдання, роботу обох контурів управління в першому наближенні можна вважати незалежною.

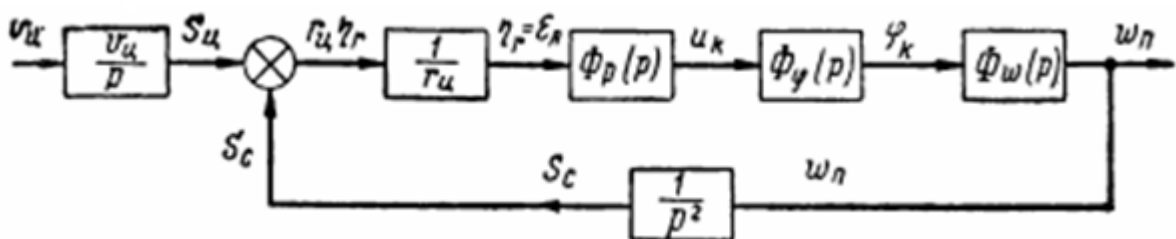


Рисунок 2.15 - Структурна схема керування при самонаведенні методом паралельного зближення при ідеальній гіростабілізації платформи радіовізира цілі

Контур управління з тангажу може розглядатися також, як контур управління за курсом.

3 РАДІОВІЗІР ЗІ СКАНУЮЧОЮ АНТЕНОЮ

Розгляньмо випадок напівактивного самонаведення. У цьому випадку радіовізір цілі, розташований на снаряді, не містить передавального пристрою. У комплекс апаратури радіовізіра входять: радіолінія для вимірювання напрямку на ціль і допоміжні пристрої, призначені для селекції обраної мети.

Блок-схема бортової апаратури подібного радіовізіру цілі показана на рисунку 3.16. Діаграма спрямованості антени 1 обертається з частотою $\Omega_{СК}$ внаслідок обертання вібратора, поміщеного всередині рефлектора антени. При цьому утворюється рівносигнальна зона, спрямована по осі $x_{рз}$. Сукупність блоків 5, 6, 7, 8, 9 утворює радіоприймальний тракт, характерний для методу модуляції АІМ-АМ. На фазові детектори (або фазові комутатори) 10 і 11 подається сигнал помилки, пропорційний

$$m_{AM} U_{0u} (\Omega_{СК} t + \varphi_u),$$

де m_{AM} - глибина амплітудної модуляції радіоімпульсів на вході приймача;

U_{0u} - середня амплітуда імпульсів на виході детектора сигналу помилки, В;

φ_u - кутова координата цілі в площині, перпендикулярній осі $x_{рз}$ і відповідно фаза модуляції, град.

Опорна напруга знімається з генератора опорних напружень 4, який пов'язаний з мотором 2 через редуктор 3. На виході фазових детекторів утворюються напруги u'_y і u''_y .

Ці напруги залежно від типу радіодзвену використовуються або для керування положенням антени, або безпосередньо надходять в автопілот.

При радіотехнічному методі самонаведення через малі габарити антени не можна забезпечити високу дозволяючу здатність по куту. Тому, як вже зазначалося на початку справжньої глави, тут доводиться вводити додаткову селекцію мети по дальності. Для цього приймач стробується імпульсами, що відкривають підсилювач проміжної частоти 5 (рисунок 3.16). Оскільки відстань до цілі в процесі самонаведення снаряда змінюється, то, відповідно, повинен змінюватися момент відпирання приймача. Це досягає автоматичного стеження стробуючого імпульсу за тимчасовим положенням імпульсу мети.

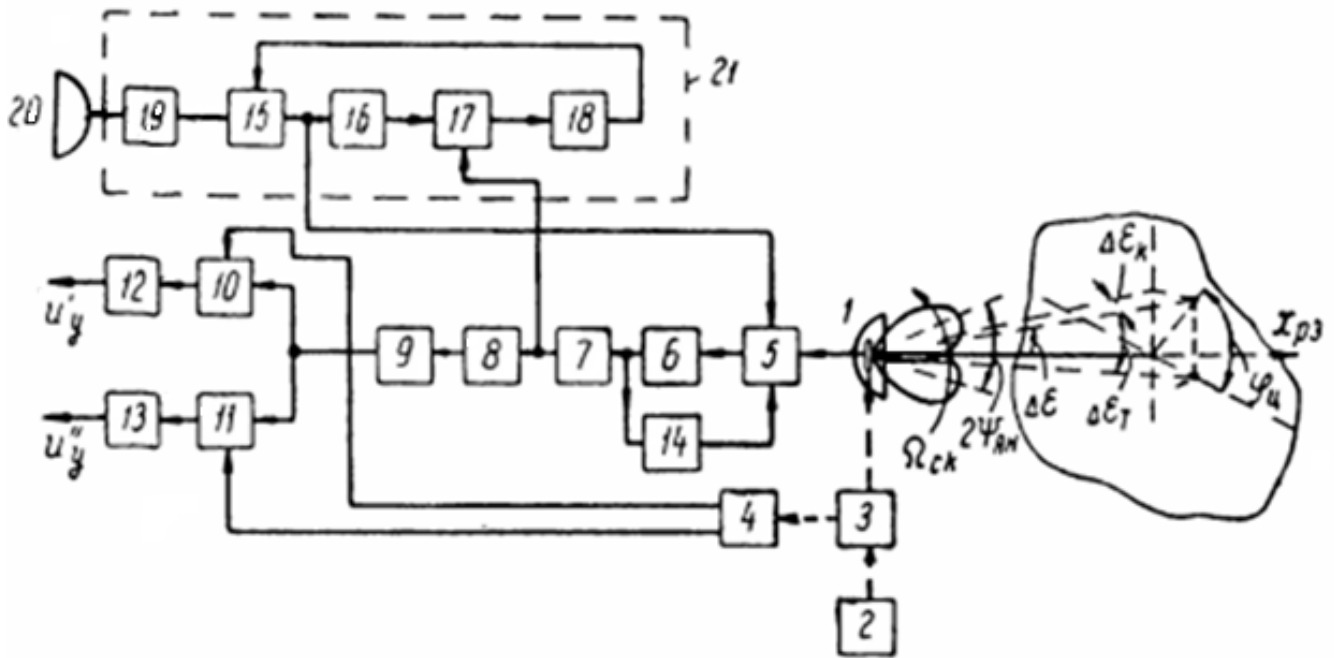


Рисунок 3.16 - Блок-схема радіовізора зі скануючою антеною:

1 - антена; 2 - мотор, обертальний приймальний вібратор; 3 - редуктор; 4 - генератор опорних напружень; 5 - перетворювач і УПЧ; 6-амплітудний детектор; 7 - відеопідсилювач; 8 - детектор сигналу помилки; 9 підсилювач сигналу помилки; 10, 11 - фазові детектори; 12, 13 вихідні фільтри; 14 - автоматичне регулювання посилення; 15 - генератор стробуючих імпульсів; 16 - генератор "напівімпульсів" тимчасового дискримінатор; 18 - блок управління тимчасовою затримкою; 19 - приймач сигналів синхронізації; 20 - антена каналу синхронізації; 21 - бік-схема системи селекції цілі по дальності

Один з можливих варіантів системи стеження аналогічний застосовуваному в радіолокаційних станціях. Однак оскільки в напівактивній системі самонаведення передавач розташований на пункті управління, то для отримання опорних імпульсів на борту снаряда повинен бути встановлений додатковий приймач сигналів синхронізації, що передаються з пункту управління (як передавальний пристрій цих сигналів використовується передавальний пристрій "підсвічування" цілі). Такий приймач з антеною показаний на схемі (рисунок 3.16) (блок 19) і (блок 20). Опорні імпульси запускають імпульсний генератор (блок 15), який видає затримані відносно опорних стробуючі імпульси, що відкривають приймач сигналів, відображених від цілі. Час затримки T_z регулюється напругою, що надходить на (блок 15) з блоку управління (блок 18). Величина цієї напруги визначається тимчасовим розголошенням стробуючого імпульсу та імпульсу відображеного від цілі. Елементи тимчасового дискримінатора (блок 16) і

(блок 17), в яких відбувається порівняння тимчасових положень двох імпульсів. Час затримки T_3 має становити величину:

$$T_3 = \frac{1}{c}(R_u + r_u - R_c), \quad (3.1)$$

де r_u - відстань снаряд – ціль, м;

R_u - відстань пункт управління – ціль, м;

R_c - відстань пункт управління – снаряд, м;

c - швидкість поширення електромагнітної енергії, м/с.

Перед початком роботи необхідно захопити імпульс мети системою стеження. Захоплення виконується за допомогою автомата захоплення, що входить в (блок 18). З автомата захоплення на генератор (блок 15) подається пілоподібна напруга, що переміщує стробуючий імпульс до тих пір, поки він не співпаде в часі з імпульсом, відображеним від цілі. Після цього вмикається система стеження.

Визначимо тепер коефіцієнти передачі радіолінії K_ε і K_Π для розглянутого випадку, вважаючи, що застосовується радіозвено зі стежачою антеною. Параметр електричного сигналу у даному випадку визначається як $x_K = m_{AM} \cos \varphi_u$ і $x_T = m_{AM} \sin \varphi_u$ для двох каналів управління (курсу і тангажу). Тут φ_u може розглядатися як кутова координата цілі, що відображається фазовим зрушенням сигналу помилки щодо опорної напруги. Вираз для коефіцієнта передачі K_ε згідно з визначенням матиме такий вигляд:

$$K_\varepsilon = \left(\frac{m_{AM} \cos \varphi_u}{\Delta \varepsilon_K} \right)_{\Delta \varepsilon_T \rightarrow 0} = \left(\frac{m_{AM} \sin \varphi_u}{\Delta \varepsilon_T} \right)_{\Delta \varepsilon_T \rightarrow 0}, \quad (3.2)$$

де $\Delta \varepsilon_K$; $\Delta \varepsilon_T$, - проекції кута $\Delta \varepsilon$ на дві взаємно перпендикулярні площини (рисунок 3.19).

Величина K_ε визначається формою і шириною діаграми спрямованості антени 1 (рисунок 3.16) і кутом між крайніми напрямками максимального випромінювання $2\Psi_{AH}$. Для косинусоїдальної апроксимації діаграми спрямованості має місце наступна рівність:

$$K_\varepsilon = \frac{\pi}{\Psi_{AH_0}} \operatorname{tg} \left(\pi \frac{\Psi_{AH}}{\Psi_{AH_0}} \right), \quad (3.3)$$

де Ψ_{AH_0} - ширина головної пелюстки за точками нульової потужності, град.

Коефіцієнт передачі приймача K_u при методі модуляції АІМ-АМ вже був визначений для лінії управління по радіолучу. Вираз для цього коефіцієнта було отримано у вигляді формули:

$$K_{II} = \frac{2}{\pi} \kappa \kappa_{\phi} U_{0u},$$

де K - коефіцієнт посилення катодного повторювача у фазовому комутаторі;
 κ_{ϕ} - коефіцієнт посилення підсилювача сигналу помилки;
 U_{0u} - середня амплітуда імпульсів на вході підсилювача сигналу помилки,
 В.

Аналіз дії перешкод в каналі радіовізування цілі визначається використанням методом модуляції.

Розглянута система візування цілі чутлива до флюктуацій амплітуди сигналу, відображеного від цілі. Це пояснюється тим, що в даній системі напрямок визначається шляхом порівняння амплітуд відображених від цілі сигналів в різні моменти часу. Якщо амплітуда сигналів внаслідок зміни умов відображення змінюється, причому в спектрі подібної паразитної модуляції є частоти, близькі до частоти сканування, то при порівнянні буде виникати помилка. Ця помилка є причиною хаотичних коливань положення слідчої антени. Помилка через флюктуації сигналу, відображеного від цілі, є найбільш значною складовою загальної помилки радіовізира зі скануючою антеною.

4 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ РАДІОСИСТЕМ ВІЗУВАННЯ ЦІЛІ ПРИ МОНОІМПУЛЬСНОМУ ПЕЛЕНГУВАННЯ

Моноімпульсне пеленгування є одним із способів, що дозволяють виключити вплив флюктуацій амплітуди відбитого від цілі сигналу, оскільки тут порівнюються амплітуди сигналів, прийнятих одночасно на різні антени.

Спрощена загальна блок-схема радіовізору цілі з моноімпульсним пеленгуванням приведена на рисунку 4.17. Антенна система для пеленгування в одній площині повинна складатися принаймні з двох приймалень антен.

Блок-схема (рисунок 4.17) відповідає цій нагоді. Можливі два основних принципи здійснення моноімпульсного пеленгування: амплітудний і фазовий.

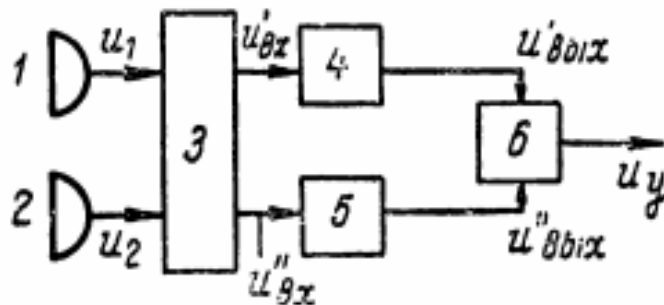


Рисунок 4.17 - Блок-схема моноімпульсного радіовізора:

1 – антена сигналу u_1 ; 2- антена сигналу u_2 ; 3 - вхідний пристрій; 4 - канал посилення у $u'_{вх}$; 5- канал посилення у $u''_{вх}$; 6 - чутливий елемент

Розгляньмо обидва ці принципи для випадку пеленгування в площині. При амплітудному принципі діаграми спрямованості антен 1 і 2 зрушені на кут $2\Psi_{ан}$ (рисунок 4.18 а). При цьому утворюється рівносигнальна зона, що на рисунку 4.21 збігається з площиною $Ox_{pз}y_{pз}$. При малих відхиленнях цілі від

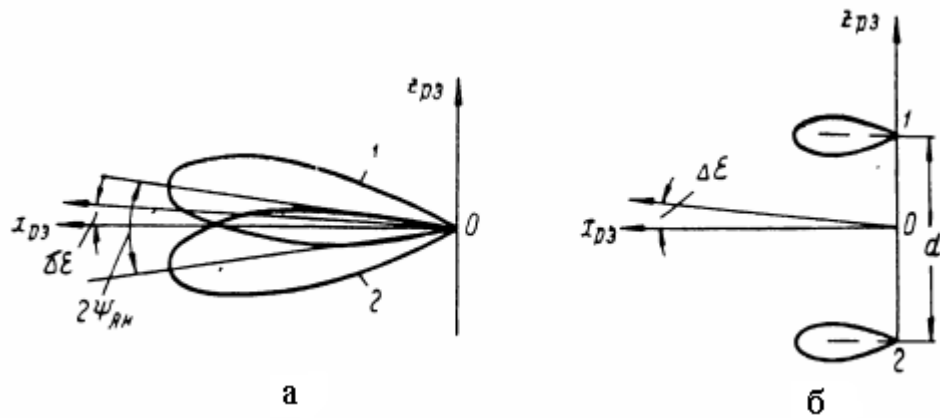


Рисунок 4.18 - Діаграми спрямованості антени:
 а - при амплітудному пеленгуванні; б - при фазовому пеленгуванні

рівносигнальної цілі від рівносигнальної зони ($\Delta\varepsilon < \Psi_{АН}$) на виході антен при прийомі сигналу будуть напруги:

$$u_1 = U_{Bu} (1 + \mu \Delta\varepsilon) \sin \omega_{НС} t, \quad (4.1)$$

$$u_2 = U_{Bu} (1 - \mu \Delta\varepsilon) \sin \omega_{НС} t,$$

де $\omega_{НС}$ - несуча частота радіолінії, рад/с;

U_{Bu} - амплітуда імпульсу сигналу, що приходить з напрямку рівносигнальної зони, В.

При записі рівнянь (4.1) ми припускаємо, що для малих $\Delta\varepsilon$ діаграма спрямованості (в прямокутних координатах) може бути апроксимована прямою лінією (з кутом нахилу $\arctg(\mu U_{Bu})$). Інформація про відхилення мети від рівносигнальної зони укладена у відносній різниці амплітуд сигналів, прийнятих першою і другою антенами, радіовізира, тобто в величині

$$x = \frac{|u_1| - |u_2|}{|u_1| + |u_2|} = \mu \Delta\varepsilon. \quad (4.2)$$

Звідси випливає, що

$$\mu = K_\varepsilon. \quad (4.3)$$

За умови, що діаграми спрямованості антен допускають косинусоїдальну апроксимацію, коефіцієнт передачі антенної системи в даному випадку визначається за формулою (3.3).

При фазовому принципі побудови системи антени 1 і 2 рознесені на деяку відстань d (рисунок 4.18 б). Діаграми спрямованості обох антен однакові. Так само, як і в системі радіотеленаведення в площині рівних

запізнювань, лінію, що з'єднує антени 1 і 2 називають базою радіосистеми. Будемо вважати, що ця база збігається з віссю z_{pz} системи координат O ; x_{pz} ; y_{pz} ; z_{pz} .

Рівносигнальна зона (площина рівних фаз) утворюється в напрямку перпендикуляра до бази і збігається з площиною $Ox_{pz}y_{pz}$. При відхиленні напрямку приходу радіосигналів від площини рівних фаз напруги на виході антен будуть взаємно зрушені по фазі, тобто.

$$u_1 = U_1(\Delta\varepsilon)\sin\left(\omega_{nc}t + \frac{\xi}{2}\right), \quad (4.4)$$

$$u_2 = U_2(\Delta\varepsilon)\sin\left(\omega_{nc}t - \frac{\xi}{2}\right). \quad (4.5)$$

Значення кута фазового зсуву в цих формулах визначається рівністю

$$\xi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Delta\varepsilon, \quad (4.6)$$

де λ - довжина робочої хвилі радіосигналу, м.

Амплітуди сигналів $U_{1,2}(\Delta\varepsilon)$ визначаються діаграмами спрямованості антен.

Таким чином, в даному випадку інформація про відхилення цілі від рівносигнальної зони укладена в різниці фаз радіосигналів, що приймаються першою і другою антенами, тобто

$$x = \xi.$$

При малих кутах $\Delta\varepsilon$ отримаємо

$$x = \xi \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \Delta\varepsilon. \quad (4.7)$$

Отже, в даному випадку

$$K_\varepsilon = \frac{2\pi d}{\lambda}. \quad (4.8)$$

Залежно від фізичного виду параметра радіосигналу, що несе інформацію про пеленг цілі, зручно умовно розрізняти радіосистеми з амплітудним, фазовим і амплітудно-фазовим посиленням.

При амплітудному посиленні інформація про величину кута $\Delta\varepsilon$ міститься у співвідношенні амплітуд вхідних сигналів u'_{ex} і u''_{ex} (рисунок 4.17). Знак кута $\Delta\varepsilon$ залежить від того, яка з амплітуд більша. Амплітудне посилення накладає певні вимоги на параметри кожного з каналів

радіосистеми. Необхідно, щоб амплітудно-частотні характеристики обох каналів були однакові і досить стабільні.

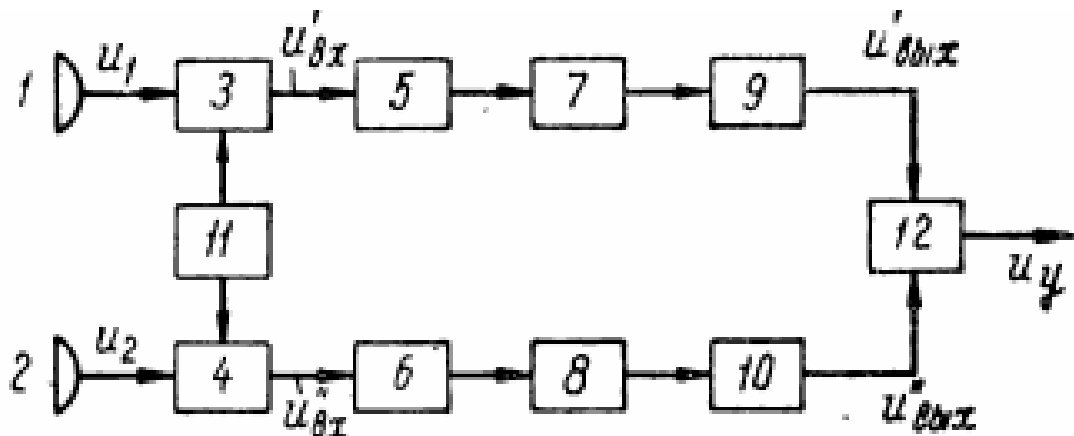


Рисунок 4.19 - Блок-схема радіовізира з амплітудним посиленням:
 1 – антена сигналу u_1 ; 2- антена сигналу u_2 ; 3 - змішувач першого каналу;
 4- змішувач другого каналу; 5 - підсилювач проміжної частоти першого каналу; 6 - підсилювач проміжної частоти другого каналу; 7 - амплітудний детектор сигналу u_1 ; 8 - амплітудний детектор сигналу u_2 ;
 9 – відеопідсилювач сигналу u_1 ; 10 - відеопідсилювач сигналу u_2 ;
 11 - загальний для обох каналів, гетеродин;
 12 - чутливий елемент

На виході каналів можна поставити амплітудні детектори з тим, щоб порівняння сигналів у чутливому елементі відбувалося тільки по амплітуді. При цьому до фазовочастотної характеристики каналів ніяких спеціальних вимог пред'являти не треба.

Блок-схема радіовізира з амплітудним посиленням приведена на рисунку 4.19. Підсилювачі проміжної частоти обох каналів (блок 5) і (блок 6) можна виконати з логарифмічними амплітудними характеристиками. Тому амплітуди вихідних ($U_{\text{ВЫХ}}$) і вхідних ($U_{\text{ВХ}}$) сигналів у першому і другому каналах будуть пов'язані відповідно наступними співвідношеннями:

$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{ВЫХ}} &= K_1 \ln a_1 U'_{\text{ВХ}}, \\ U''_{\text{ВЫХ}} &= K_2 \ln a_2 U''_{\text{ВХ}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

де K_1 – параметр підсилювача першого каналу;

K_2 – параметр підсилювача другого каналу;

a_1 – множник першого каналу;

a_2 - множник другого каналу.

Як чутливий елемент (блок 12) використовується віднімальна ланка. Напряга на виході такого чутливого елемента буде дорівнювати

$$u_y = U'_{\text{вых}} - U''_{\text{вых}} = K_1 1na_1 U'_{\text{вх}} - K_2 1na_2 U''_{\text{вх}}. \quad (4.10)$$

Для ідентичних каналів $K_1 = K_2 = K_0$; $a_1 = a_2 = a$.

У подібних умовах останнє співвідношення переписується в такому вигляді:

$$u_y = K_0 1n \frac{U'_{\text{вх}}}{U''_{\text{вх}}}. \quad (4.11)$$

Таким чином, вихідна напруга u_y розглянутої радіосистеми залежить тільки від відношення амплітуд імпульсів на вході радіоканалів. Подібна обставина дозволяє обійтися без застосування системи автоматичного регулювання посилення. Якщо вхідні напруги в каналах приймача визначаються формулами (4.11), причому $U'_{\text{вх}} = |u_1|$, а $U''_{\text{вх}} = |u_2|$ то для амплітуд сигналів на вході підсилувачів проміжної частоти маємо

$$U'_{\text{вх}} = U_{\text{Вн}} (1 + \mu\Delta\varepsilon), \quad (4.12)$$

$$U''_{\text{вх}} = U_{\text{Вн}} (1 - \mu\Delta\varepsilon).$$

Отже,

$$u_y = K_0 1n \frac{1 + \mu\Delta\varepsilon}{1 - \mu\Delta\varepsilon}. \quad (4.13)$$

При малих відхиленнях від рівносигнальної зони $\mu\Delta\varepsilon < 1$ і напруга u_y буде приблизно пропорційно куту $\Delta\varepsilon$, тобто

$$u_y = 2K_0 \mu\Delta\varepsilon. \quad (4.14)$$

При фазовому посиленні інформація про величину кута $\Delta\varepsilon$ міститься в різниці фаз сигналів $u'_{\text{вх}}$ і $u''_{\text{вх}}$. Знак кута $\Delta\varepsilon$ визначає знак цієї різниці фаз (випередження або відставання за фазою). При фазовому посиленні основні вимоги пред'являються до ідентичності і стабільності фазово-частотних характеристик обох каналів. Вимоги до амплітудних характеристик тут значно менш жорсткі, особливо при використанні обмежувачів або автоматичного регулювання посилення.

При амплітудно-фазовому посиленні інформація про величину кута $\Delta\varepsilon$ міститься в амплітуді вхідного сигналу одного з каналів $U'_{\text{вх}}$. Знак кута $\Delta\varepsilon$ визначається різністю фаз сигналів $u'_{\text{вх}}$ і $u''_{\text{вх}}$, яка може приймати значення 0 або π . У вхідному пристрої 3 (рисунок 4.17) радіовізира проводиться додавання і віднімання напружень, що знімаються з обох антен

$$u'_{\text{вх}} = u_1 - u_2, \quad (4.15)$$

$$u_{\text{ex}}'' = u_1 + u_2.$$

За амплітудного принципу побудови антенної системи згідно виразу (4.1) сигнали на вході посилювальних каналів матимуть значення

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{BX}}' &= u_1 - u_2 = 2\mu U_{\text{Bu}} \Delta\varepsilon \sin \omega_{\text{HC}} t, \\ u_{\text{BX}}'' &= u_1 + u_2 = 2U_{\text{Bu}} \sin \omega_{\text{HC}} t. \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Таким чином, напруга u_{ex}' буде пропорційна куті $\Delta\varepsilon$. Фаза цієї напруги по відношенню до фази напруги u_{ex}'' при зміні знака кута $\Delta\varepsilon$ змінюється на π .

При амплітудно-фазовому посиленні неоднаковість амплітудно-частотних або фазово-частотних характеристик каналів не позначається безпосередньо на помилці визначення напрямку. Тому вимоги до цих характеристик відносно нежиттєві.

При фазовому або амплітудно-фазовому посиленні чутливий елемент по суті повинен бути перемножувачем, тобто

$$u_{\text{yf}}^* = K_{\delta\varphi} u_{\text{ВЫХ}}' u_{\text{ВЫХ}}'' \quad (4.17)$$

де $K_{\delta\varphi}$ - коефіцієнт передачі перемножувача.

На виході чутливого елемента є фільтр нижніх частот, що відокремлює гармоніки високої частоти. У якості перемножувача можуть використовуватися багато відомих схем, наприклад, фазовий детектор, дробовий детектор та ін.

При фазовому посиленні перед подачею сигналів на перемножувач фазу одного з напружень по відношенню до іншого треба зрушити на 90° . Тоді значення вихідного сигналу буде дорівнювати

$$\begin{aligned} u_{\text{yf}}^* &= K_{\delta\varphi} \left[U_0 \sin \left(\omega_{\text{HC}} t + \frac{\xi}{2} \right) \right] \times \\ &\times \left[U_0 \cos \left(\omega_{\text{HC}} t - \frac{\xi}{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (4.18)$$

де U_0 — обмежена амплітуда на виході підсилювачів, В.

З цього співвідношення після тригонометричних перетворень, відкинувши гармоніки несучої частоти, знайдемо

$$u_{\text{yf}} = \frac{1}{2} K_{\delta\varphi} U_0^2 \sin \xi \approx \frac{1}{2} K_{\delta\varphi} U_0^2 \frac{2\pi d}{\lambda} \Delta\varepsilon. \quad (4.19)$$

Для амплітудно-фазового посилення, використовуючи вирази (4.16) і враховуючи, що тут також повинен бути застосований перемножувач, отримуємо

$$u_{yAA}^* = K_{\delta\phi} [2\mu U_{Bu} \Delta\varepsilon \sin \omega_{nc} t] [2U_{Bu} \sin \omega_{nc} t]. \quad (4.20)$$

Відкидаючи гармоніки несучої частоти, маємо

$$u_{yAA} = K_{\delta\phi} 2\mu U_{Bu}^2 \Delta\varepsilon. \quad (4.21)$$

5 ФАЗОВИЙ МОНОІМПУЛЬСНИЙ РАДІОВІЗИР ЦІЛІ

Блок-схема подібного радіовізора приведена на рисунку 5.20. На цьому зображенні показано лише блоки, що забезпечують керування кутом в одній площині. Пеленгація цілі здійснюється за фазовим принципом. Отже, сигнали на виході антен (блок 1) і (блок 2) повинні визначатися формулами (4.4) і (4.5). Кожен з цих сигналів посилюється у відповідному каналі двоканального супергетеродинного приймача, причому гетеродин (блок 5) є спільним для обох каналів. Напряга гетеродина подається на змішувач (блок 3) безпосередньо, а на змішувач (блок 4) - через фазовращателі (блок 6) і (блок 7). Фазовращатель (блок 6) дає постійне фазове зрушення на кут $\pi/2$. Фазове зрушення, що вноситься фазовращателем (блок 7), може змінюватися.

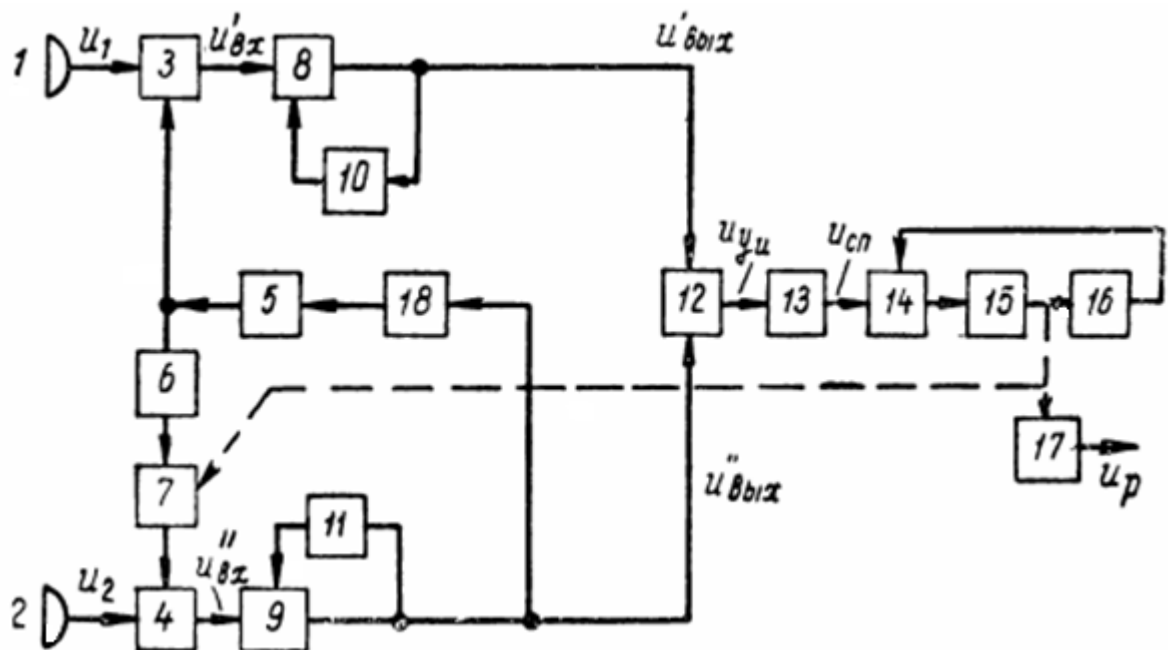


Рисунок 5.20 - Блок-схема фазового моноімпульсного радіо візиру:

- 1 - приймальна антена сигналу u_1 ; 2 - приймальна антена сигналу u_2 ;
- 3 - змішувач сигналу u_1 ; 4 - змішувач сигналу u_2 ; 5 - гетеродин;
- 6 - фазовращатель на $\pi/2$; 7 - фазовращатель з плавним поворотом фази; 8 - УПЛ сигналу u_1 ; 9 - УПЛ сигналу u_2 ; 10 - автоматичне регулювання посилення сигналу u_1 ; 11 - автоматичне регулювання посилення сигналу u_2 ; 12 - фазовий детектор; 13 - імпульсний детектор і фільтр нижніх частот; 14 - підсилювач постійного струму; 15 - двигун і редуктор; 16 - тахогенератор; 17 - швидкісний гіроскоп; 18 - система автопідбудови частоти

Сигнал на вході підсилювача проміжної частоти (блок 8) буде

$$u'_{ex} = U'_{ex} \sin\left(\omega_{nc}t + \frac{\xi}{2}\right), \quad (5.1)$$

а сигнал на вході підсилювача (блок 9)

$$u''_{ex} = U''_{ex} \sin\left(\omega_{nc}t - \frac{\xi}{2} + \varphi - \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.2)$$

де ω_{nc} - проміжна частота, рад/с;

φ - змінне фазове зрушення, що вноситься фазообертачем (блок 7), град.

Сигнали, що визначаються формулами (5.1) і (5.2), посилюються в УПЛ (блок 8) і (блок 9). Амплітуда цих сигналів стабілізується за допомогою пристроїв автоматичного регулювання посилення (блок 10) і (блок 11). Система автопідбудови частоти (блок 18) забезпечує необхідну стабільність налаштування приймача. Сигнали з виходу підсилювачів проміжної частоти обох каналів надходять на фазовий детектор (блок 12), який і є тут чутливим елементом (перемножувачем).

На виході фазового детектора утворюється періодична послідовність імпульсів постійного струму, амплітуда яких несе повідомлення про величину кута ε_A , а знак визначає сторону відхилення. В імпульсному детекторі (блок 19) ці імпульси розтягуються і потім пропускаються через фільтр нижніх частот. В результаті виходить напруга $u_{сп}$, що надходить на силовий привід (блок 14), (блок 15), (блок 16). Силовий привід повертає ротор фазоврацателя (блок 7), змінюючи фазовий зсув φ . Рівновага у слідчій системі встановлюється при $\varphi = \xi$, тобто ротор фазоврацателя (блок 7) стежить за змінами кута ξ , а отже, і кута ε_A .

Сигнал радіовізира u_p знімається за допомогою швидкісного гіроскопа (блок 17), який здійснює електромеханічне диференціювання, тобто визначає кутову швидкість. Розглянутий радіовізор являє собою радіодзвено з компенсацією сигналу. Визначимо, які випадки є передавальними функціями ланок, що входять до цієї схеми.

Передавальна функція приймального пристрою $K_{пФф}(p)$ визначає зв'язок між напругою u_p , що надходить на силовий привід, і електричним параметром Δx , під яким в даному випадку слід розуміти різницю фаз $\varphi - \xi$. $\Phi_{ф}(p)$ є передавальною функцією фільтра нижніх частот, що стоїть після імпульсного детектора (блок 13). Коефіцієнт передачі цього фільтра при

постійних значеннях різниці $\varphi - \xi$ приймемо рівною одиниці. Таким чином коефіцієнт передачі K_{Π} можна визначити як

$$K_{\Pi} = \left[\frac{u_{cn}}{\varphi - \xi} \right]_{\varphi - \xi = const}. \quad (5.3)$$

Напруги сигналів на виході підсилювачів проміжної частоти (рис. 2.20) можуть бути записані наступним чином:

$$u'_{вых} = U_{umh} \sin\left(\omega_{nч} t + \frac{\xi}{2} + \Delta\xi\right), \quad (5.4)$$

$$u''_{вых} = U_{umh} \sin\left(\omega_{nч} t - \frac{\xi}{2} + \varphi - \frac{\pi}{2}\right), \quad (5.5)$$

де U_{umh} - амплітуда імпульсів сигналу на виході УПЛ, величина якої стабілізується системою АРУ, В;

$\Delta\xi$ - фазовий зсув за рахунок неоднаковості фазово-частотних характеристик УПЛ, рад.

Величину $\Delta\xi$ будемо вважати досить малою.

У фазовому детекторі (блок 12) (рисунок 5.20) відбувається перемноження вхідних напружень згідно з формулою (4.17). На виході фазового детектора після фільтрації отримуємо імпульси постійного струму, амплітуда яких буде визначатися наступною формулою:

$$U_{yu} = \frac{1}{2} K_{\delta\phi} U_{umh}^2 \sin(\varphi - \xi - \Delta\xi). \quad (5.6)$$

При малих значеннях помилки стеження величина $\varphi - \xi$ являє собою розголошення, буде досить малою. У подібних умовах можна прийняти

$$\left. \begin{aligned} \sin(\varphi - \xi) &= \varphi - \xi, \\ \cos(\varphi - \xi) &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

Вираз (5.6) перетворюється до наступного виду:

$$U_{yu} \approx \frac{1}{2} K_{\delta\phi} U_{umh}^2 \cos \Delta\xi (\varphi - \xi) - \frac{1}{2} K_{\delta\phi} U_{umh}^2 \sin \Delta\xi. \quad (5.8)$$

Після імпульсного детектора (блок 13) (рисунок 5.20) виділяється постійна складова, величина якої пропорційна амплітуді імпульсів на вході цього детектора, тобто

$$u_{cn} = \frac{1}{2} K_v K_{\delta\phi} U_{umh}^2 \cos \Delta\xi (\varphi - \xi) - \frac{1}{2} K_{\delta\phi} K_v U_{umh}^2 \sin \Delta\xi, \quad (5.9)$$

де K_v - коефіцієнт передачі детектора.

Вираз (5.9) дозволяє представити вихідну напругу приймача у вигляді співвідношення. У даному випадку величини, що входять до правої частини цього виразу, мають такі значення:

$$K_{\Pi}' = \frac{1}{2} K_v K_{\delta\phi} U_{umh}^2 \cos \Delta\xi, \quad (5.10)$$

$$u_{nx} = -\frac{1}{2} K_{\delta\phi} K_v U_{umh}^2 \sin \Delta\xi. \quad (5.11)$$

З отриманих формул видно, що коефіцієнт передачі приймача K_{Π} визначається коефіцієнтом передачі перемножувача $K_{\delta\phi}$ і імпульсного детектора K_v , а також амплітудою імпульсів U_{umh} , стабілізованою системою АРУ. Невелика неідентичність фазово-частотних характеристик каналів призводить до відповідного зменшення коефіцієнта передачі ($K_{\Pi}' = K_{\Pi} \cos \Delta\xi$). Крім цього, зі співвідношення (5.11) випливає, що при виникненні кута $\Delta\xi$ з'являється додаткове напруження перешкоди u_{nx} , причому при $\Delta\xi = const$ $u_{nx} = const$.

Визначимо тепер передавальні функції інших ланок структурної схеми. Коефіцієнт передачі K_e в розглядуваній системі визначається формулою (4.8). $\Phi_{сп}(p)$ - це передавальна функція силового приводу, що визначається характеристиками (блок 14), (блок 15), (блок 16) (рисунок 5.20). Передавальна функція $\Phi_{сп}(p)$ з даному випадку є передавальною функцією швидкісного гіроскопа (блок 17) (рис. 5.20) і, отже, містить множник p . $K_{пр}$ - коефіцієнт передачі фазообертачем ($K_{пр} = 1$).

Наявність диференційної ланки призводить до того, що поява напруги перешкоди, визначеної виразом (5.11), при $\Delta\xi = const$, не викличе зміни в напрузі вихідного сигналу u_p . Однак зміни кута $\Delta\xi$ внаслідок тимчасової нестабільності каналів дадуть відповідні коливання величини вихідного сигналу, спектр яких може бути знайдений на основі формули.

6 АМПЛІТУДНО-ФАЗОВИЙ МОНОІМПУЛЬСНИЙ РАДІОВІЗИР ЦІЛІ

6.1 Блок-схема і принцип дії радіовізира

Спрощена блок-схема амплітудно-фазового моноімпульсного радіовізиру цілі представлена на рисунку 6.21. Передбачається, що управління здійснюється в двох площинах і радіовізир вимірює дві складові кута візування цілі. Антена радіовізира - стежить, отже, вимірюються кути $\Delta\varepsilon_k$ і $\Delta\varepsilon_T$ (рисунок 6.22). На схемі (рисунок 6.21) наведені тільки ті блоки, які забезпечують вимірювання кутових координат. Допоміжні пристрої для селекції цілі по дальності на цій схемі для простоти не показані. В середині рефлектора антени (блок 5) (рисунок 6.21) і (рисунок 6.22) симетрично щодо його фокусу розташовані чотири приймальні вібратори (блок 1), (блок 2), (блок 3), (блок 4). Напруги, що знімаються з вібраторів, подаються на вхідний (блок 6) (рисунок 6.21), в якому є чотири пристрої (блок 7), (блок 8), (блок 9) і (блок 10) для підсумовування і віднімання сигналів високої частоти. Простежимо порядок складання сигналів. З пристрою (блок 7) знімаються напруги $u_1 + u_2$ і $u_1 - u_2$. З пристрою (блок 8) знімаються $u_3 + u_4$ та $u_3 - u_4$. Вихідні напруги пристрою (блок 9) будуть $u_1 + u_2$ і $u_3 + u_4$. Отже, з цього пристрою знімаються напруги:

$$u_E = K_R [u_1 + u_2 + u_3 + u_4], \quad (6.1)$$

$$u_{AHy} = K_R [(u_1 + u_2) - (u_3 + u_4)], \quad (6.2)$$

де K_R - коефіцієнт загасання в пристроях сумування сигналів.

Вхідні напруги пристрою (блок 10) рівні $u_1 - u_2$ і $u_3 - u_4$. З нього знімається одна напруга

$$u_{AHz} = K_R [(u_1 + u_2) - (u_3 + u_4)]. \quad (6.3)$$

З виразу (6.1) випливає, що сигнал u_E , визначається сумою чотирьох напружень, що знімаються з чотирьох вібраторів антенної системи. Діаграма спрямованості $u_E(\Delta\varepsilon)$ має вигляд, показаний на (рисунок 6.23 а). Максимум цієї діаграми спрямований уздовж осі x_{p3} . Напруга $u_1 + u_2$ знімається з пари вібраторів, зміщених в один бік від осі z_{p3} , що проходить через фокус рефлектора, а $u_3 + u_4$ - с вібраторів, зміщених в інший бік (рисунок 6.22). Тому відповідні діаграми спрямованості в площині $Ox_{p3}z_{p3}$ мають максимуми, зміщені в різні боки від площини $Ox_{p3}z_{p3}$ (рисунок 6.23 б).

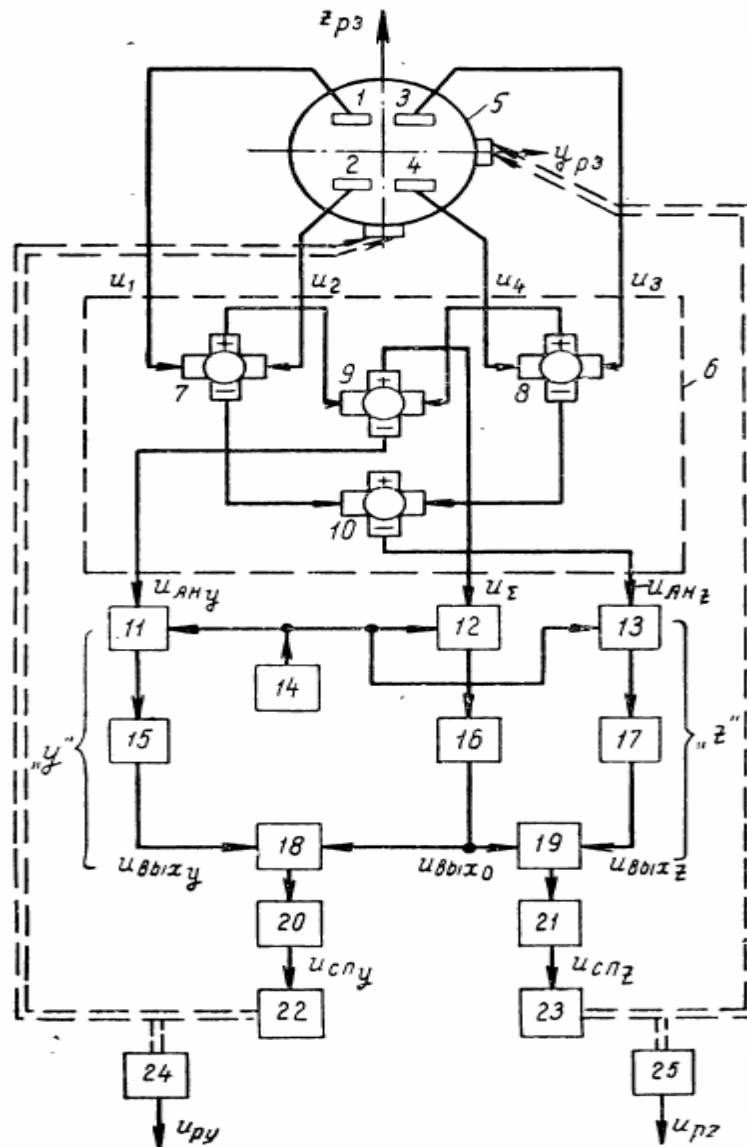


Рисунок 6.21 - Блок-схема амплітудно-фазового моноімпульсного радіовізиру цілі (на високій частоті):

- 1 - приймальний вібратор сигналу u_1 ; 2 - приймальний вібратор сигналу u_2 ; 3 - приймальний вібратор сигналу u_3 ; 4 - приймальний вібратор сигналу u_4 ; 5 - рефлектор антени; 6 - вхідний блок радіовізиру; 7 - пристрої для підсумовування та віднімання; 8 - пристрої для підсумовування та віднімання; 9 - пристрої для підсумовування та віднімання; 10 - пристрої для підсумовування та віднімання; 11 - змішувач u_{AMy} ; 12 - змішувач u_3 ; 13 - змішувач u_{AMz} ; 14 - гетеродин; 15 - підсилювач проміжної частоти $u_{ввиху}$; 16 - підсилювач проміжної частоти $u_{ввих0}$; 17 - усилювач проміжної частоти $u_{ввихz}$; 18 - фазовий детектор; 19 - фільтр низьких частот; 20 - відеопідсилювач; 21 - імпульсний детектор; 22 - силовий привід $u_{спу}$ обертання антени; 23 - силовий привід $u_{спz}$ обертання антени; 24 - пристрій командного сигналу u_{py} ; 25 - пристрій командного сигналу u_{pz}

Аналогічні міркування дозволяють побудувати діаграми спрямованості в площині $Ox_{p3}z_{p3}$.

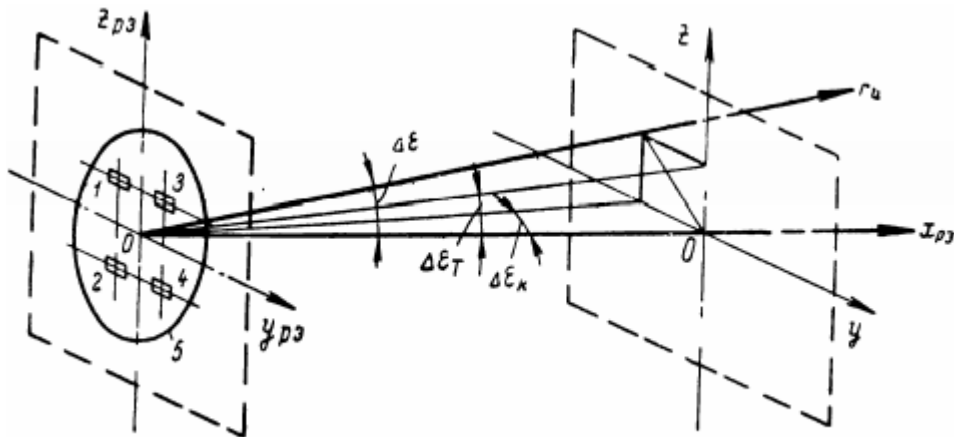


Рисунок 6.22 - Геометричні співвідношення при просторовому візуванні цілі:

1 - приймальний вібратор (координата 1); 2 - приймальний вібратор (координата 2); 3 - приймальний вібратор (координата 3); 4 - приймальний вібратор (координата 4); 5 - рефлектор антени (площина Oy_uz перпендикулярна до напрямку рівносигнальної зони x_{p3})

Ці діаграми показано на рисунку 6.23 в. Діаграми рисунка 6.23 б можуть бути зроблені практично однаковими. Таким чином, створюється рівносигнальна зона x_{p3} . При малих значеннях кута $\Delta\varepsilon$ маємо (рисунок 6.23):

$$\left. \begin{aligned} u_1 + u_2 &= U_B (1 + \mu\Delta\varepsilon_K) \sin \omega_{nc} t, \\ u_3 + u_4 &= U_B (1 - \mu\Delta\varepsilon_K) \sin \omega_{nc} t, \end{aligned} \right\} \quad (6.4)$$

$$\left. \begin{aligned} u_1 + u_3 &= U_B (1 + \mu\Delta\varepsilon_T) \sin \omega_{nc} t, \\ u_2 + u_4 &= U_B (1 - \mu\Delta\varepsilon_T) \sin \omega_{nc} t. \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

Враховуючи співвідношення (6.1), (6.2) та (6.3), для малих кутів $\Delta\varepsilon$ отримуємо (рисунок 6.21)

$$\left. \begin{aligned} u_E &= U_{Bu} \sin \omega_{nc} t, \\ u_{AHy} &= U_{Bu} \mu\Delta\varepsilon_K \sin \omega_{nc} t, \\ u_{AHz} &= U_{Bu} \mu\Delta\varepsilon_T \sin \omega_{nc} t. \end{aligned} \right\} \quad (6.6)$$

де U_{Bu} - амплітуда імпульсу на вході змішувача (блок 12), В.

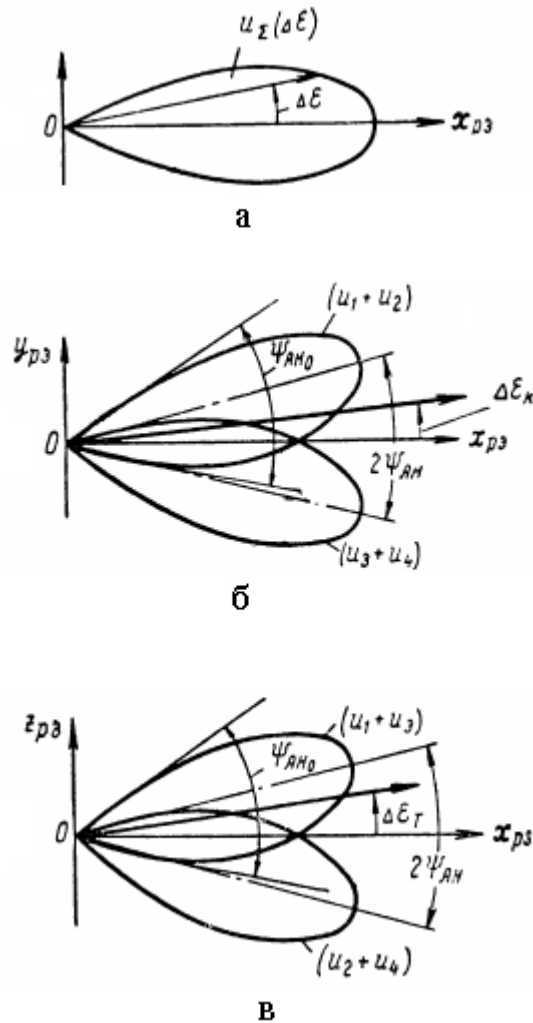


Рисунок 6.23 - Діаграми спрямованості антенної системи радіовізору:
 а - по опорному каналу; б - по каналу помилки в площині $Ox_{p3}u_{p3}$;
 в - по каналу помилки в площині $Ox_{p3}z_{p3}$

Ці три сигнали надходять на вхід триканального супергетеродинного приймача. Змішувачі (блок 11) і (блок 13) (рисунок 6.21) і підсилювачі проміжної частоти (блок 15) і (блок 17) утворюють канали сигналів помилки. Змішувач (блок 12) і підсилювач (блок 16) складають канал опорного сигналу, який є загальним і використовується для формування командних сигналів в обох площинах. Сигнали з виходу УПЛ (блок 15) і (блок 16) перемножуються у фазовому детекторі (блок 18). У результаті виходять імпульси постійного струму, амплітуда і полярність яких передають величину і знак кута $\Delta\varepsilon$. Ці імпульси розтягуються за тривалістю в імпульсному детекторі (блок 20). Після цього за допомогою фільтра нижніх частот виділяється постійна складова $u_{\text{СПУ}}$, пропорційна амплітуді імпульсів, а отже, і кут $\Delta\varepsilon$. Напруга $u_{\text{СПУ}}$ надходить на силовий привід (блок 22), який повертає рефлектор антени (блок 5) відносно осі z_{p3} , зменшуючи кут

розголошення $\Delta\varepsilon_k$. Другий канал працює аналогічно, керуючи рухом рефлектора антени щодо осі u_{pz} . Сигнали радіозвена u_{py} і u_{pz} знімаються за допомогою пристроїв з'їму (блок 24) і (блок 25).

Блок-схемою радіовізира цілі, зображеної на рисунку 6.21, відповідає розглянута вище структурна схема радіодзвену зі стежачою антеною. Визначимо для розглянутого випадку передавальні функції ланок, що входять до структурної схеми. Оскільки антенна система побудована за амплітудним принципом, то $K_\varepsilon = \mu$ співвідношення (3.3) залишається справедливим. Передавальні функції $\Phi_\phi(p)$, $\Phi_{сп}(p)$, $\Phi_{сд}(p)$ визначаються так само, як і для фазового моноімпульсного радіовізиру.

Підрахуємо коефіцієнт передачі приймального тракту для каналу курсу (канал - «у»). Канал тангажу (канал «z») розглядається аналогічно. Напруги на першому вході фазового детектора (блок 18) (рисунку 6.21) будуть рівні

$$u_{выху} = K_{ex} U_{Ви} \mu \Delta\varepsilon_K \sin(\omega_{ПЧ} t + \Delta\xi_y), \quad (6.7)$$

де $\Delta\xi_y$ - фазове зрушення фазових характеристик, рад;

K_{ex} - коефіцієнт передачі вхідної частини тракту (змішувача та УПЛ) кожного з каналів.

Вираз (6.7) при фазовом зрушенні $\Delta\xi_y$ для підсилювачів (блок 15) і (блок 16). Напруга на другому вході фазового детектора має вигляд:

$$u_{вых0} = K_{ex} U_{Ви} \sin \omega_{ПЧ} t, \quad (6.8)$$

де K_{ex} - коефіцієнт передачі вхідної частини тракту (змішувача та УПЛ) кожного з каналів;

$\omega_{ПЧ}$ - проміжна частота, рад/с.

Враховуючи, що у фазовому детекторі (блок 18) відбувається перемноження, після фільтрації отримуємо імпульси постійного струму, амплітуда яких дорівнює

$$U_{uy} = \frac{1}{2} K_{\delta\phi} K_{ex}^2 U_{Ви}^2 \mu \Delta\xi_y, \quad (6.9)$$

Отже, напруга, що надходить на силовий привід, буде

$$U_{сny} = \frac{1}{2} K_v K_{\delta\phi} K_{ex}^2 U_{Ви}^2 \mu \Delta\varepsilon_K \cos \Delta\xi_y, \quad (6.10)$$

де K_v - коефіцієнт передачі імпульсного детектора (блок 20), Дб.

Відповідно коефіцієнт передачі по каналу «у» буде

$$U_{ny} = \frac{1}{2} K_{\nu} K_{\delta\phi} K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 \cos \Delta \xi_y. \quad (6.11)$$

З отриманих результатів видно, що ні відмінність в посиленнях УПЧ, ні фазові зрушення не викликають в розглянутій системі появи заважаючої напруги $u_{nx}(t)$. Ця обставина є перевагою амплітудно-фазової системи посилення і дозволяє пред'являти менш жорсткі вимоги до стабільності амплітудно і фазово-частотних характеристик підсилювачів проміжної частоти. З формули (6.11) також випливає, що поява фазового зрушення $\Delta \xi_y$, зменшує коефіцієнт передачі K_{Π} , причому зрушення до 60° дає зменшення K_{Π} не більш ніж удвічі. З цієї формули також видно, що в даному випадку потрібно застосування автоматичного регулювання посилення, щоб зробити K_{Π} незалежним від змін амплітуди сигналу U_{Bu} .

6.2 Дія шумової перешкоди на радіовізор цілі

Дію перешкоди на амплітудно-фазовий моноімпульсний радіовізор розглянемо на прикладі аналізу власних шумів. приймального пристрою. Так само, як і в попередньому розділі, розглядається радіозвено зі стежачою антеною. Напруги на виході підсилювачів проміжної частоти під час імпульсу сигналу за аналогією з формулами (6.7) та (6.8) можуть бути записані як

$$u_{\text{виху}} = K_{\epsilon x} U_{\epsilon u} \mu \Delta \epsilon_K \sin(\omega_{\Pi\text{ч}} t + \Delta \xi_y) + u_{\text{шy}}(t), \quad (6.12)$$

$$u_{\text{вих0}} = K_{\epsilon x} U_{\epsilon u} \sin \omega_{\Pi\text{ч}} t + u_{\text{ш0}}(t), \quad (6.13)$$

де $u_{\text{шy}}(t)$ - напруга перешкод на виході першого паралельних каналу, В;

$u_{\text{ш0}}(t)$ - напруга перешкод на виході другого каналу, В.

Після перемножувача (фазового детектора) отримаємо

$$\begin{aligned} u_{\text{шy}}^* = & \frac{1}{2} K_{\delta\phi} K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 \mu \Delta \epsilon_K \cos \Delta \xi_y - \frac{1}{2} K_{\delta\phi} K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 \mu \Delta \epsilon_K \cos(2\omega_{\Pi\text{ч}} t + \Delta \xi_y) + \\ & + K_{\delta\phi} K_{\epsilon x} U_{\epsilon u} u_{\text{шy}}(t) \sin \omega_{\Pi\text{ч}} t + K_{\delta\phi} K_{\epsilon x} U_{\epsilon u} \mu \Delta \epsilon_K u_{\text{ш0}} \sin(\omega_{\Pi\text{ч}} t + \Delta \xi_y) + \\ & + K_{\delta\phi} u_{\text{шy}}(t) u_{\text{ш0}}(t) \end{aligned} \quad (6.14)$$

Перший член у формулі (6.14) являє собою корисний сигнал, другий має високу частоту $2\omega_{\Pi\text{ч}}$ і тому відфільтровується. Інші три члени є різними компонентами перешкоди. Якщо розглядаються малі відхилення рівносигнальної зони від напрямку на ціль ($\mu \Delta \epsilon_K < 1$) і великі відносини сигнал/шум, то можна знехтувати тими компонентами перешкод, які

утворилися за рахунок биття шум - шум і биття сигналу каналу «у» з шумом опорного каналу. У цьому випадку для напруги на виході перемножувача можна записати

$$U_{uy} \approx \frac{1}{2} K_{\delta\phi} K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 \mu \Delta \epsilon_K \cos \Delta \xi_y + K_{\delta\phi} K_{\epsilon x} U_{\epsilon u} u_{uy}(t) \sin \omega_{ПЧ} t, \quad (6.15)$$

Для того щоб оцінити помилку, що виникає через дію шуму, треба знайти дисперсію амплітуди імпульсів на вході імпульсного детектора (на виході відеопідсилювача). Будемо вважати, що фільтр після фазового детектора і відеопосилувач не спотворюють прямокутної форми імпульсу сигналу. Тоді процеси, що відбуваються протягом імпульсу, можна розглядати як безперервні. Обчислюємо кореляційну функцію компоненти перешкоди, що входить до співвідношення (6.15):

$$R_{nx}(\tau) = K_{\delta\phi}^2 K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 R_y(\tau) \cos \omega_{ПЧ} \tau, \quad (6.16)$$

де $R_y(\tau)$ - кореляційна функція процесу $u_{uy}(t)$, тобто шуму на виході підсилювача проміжної частоти.

Кореляційна функція $R_y(\tau)$ може бути представлена в наступному вигляді:

$$R_y(\tau) = r_y(\tau) \cos \omega_{ПЧ} \tau, \quad (6.17)$$

де $r_y(\tau)$ - повільна мінлива функція τ , характер якої визначається формою частотної характеристики УПЧ.

Підставляючи (6.17) у формулу (6.16), отримуємо

$$R_{ПХ}(\tau) = \frac{1}{4} K_{\delta\phi}^2 K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 r_y(\tau) + \frac{1}{4} K_{\delta\phi}^2 K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 r_y(\tau) \cos 2\omega_{ПЧ} \tau. \quad (6.18)$$

Низькочастотні компоненти, які пройдуть через відеопідсилювач визначаються тільки першим членом формули (6.18). Їх кореляційна функція буде рівна

$$r_{ПХ}(\tau) = \frac{1}{4} K_{\delta\phi}^2 K_{\epsilon x}^2 U_{\epsilon u}^2 r_y(\tau). \quad (6.19)$$

Відповідно дисперсія амплітуди імпульсів на виході відеопосилувача (коефіцієнт посилення для простоти вважаємо рівною одиниці) визначиться як

$$\sigma_{\text{ПХ}}^2 = r_{\text{ПХ}}(0) = \frac{1}{4} K_{\delta\phi}^2 K_{\text{ex}}^2 U_{\text{ви}}^2 \sigma_y^2 \quad (6.20)$$

де σ_y^2 - потужність шуму на виході УПЧ каналу $\sigma_y^2 = r_y(0)$, Вт.

Якщо спектральна щільність шуму $G_{\text{ш}}$, на вході приймача задана, то

$$\sigma_y^2 = G_{\text{ш}} K_{\text{ш}}^2 \Delta f_{\text{нч}}, \quad (6.21)$$

де $\Delta f_{\text{нч}}$ - ефективна смуга УПЧ, Гц.

Будемо вважати, що імпульсний детектор розтягує імпульси постійного струму на весь період, не змінюючи співвідношення їх амплітуд, причому амплітуда розтягнутого імпульсу дорівнює миттєвому значенню напруги в кінці імпульсу сигналу. Оскільки шум досить широкосмуговий

$$\Delta f_{\text{нч}} > \frac{1}{T_i},$$

де T_i - період повторення імпульсів.

Флюктуації амплітуди імпульсів можна вважати незалежними. За цих умов спектральна щільність шуму в області найнижчих частот після фільтра дорівнює

$$G_{\text{ПХ}}(0) = 2K_v^2 T_i \sigma_{\text{ПХ}}^2, \quad (6.22)$$

де K_v - коефіцієнт передачі детектора, Дб.

Підставляючи сюди значення $\sigma_{\text{ПХ}}^2$, з формули (6.20) з урахуванням виразу (6.21), отримуємо

$$G_{\text{ПХ}}(0) = \frac{1}{2} K_v^2 K_{\delta\phi}^2 K_{\text{ex}}^4 U_{\text{ви}}^2 T_i \Delta f_{\text{нч}} G_{\text{ш}}. \quad (6.23)$$

Оскільки силовий привід радіовізира є значно більш інерційною ланкою, ніж фільтр після імпульсного детектора, то знати величину $G_{\text{ПХ}}(0)$ достатньо для визначення флюктуацій положення слідчої антени, а також флюктуацій командного сигналу, що знімається з радіодзвену. Порівнюючи вираз (6.23) з формулою (6.22), знаходимо

$$G_{\text{ПХ}}(0) = \frac{2K_{\text{ш}}^2 T_i \Delta f_{\text{нч}} G_{\text{ш}}}{\cos^2 \Delta \xi_y U_{\text{ви}}^2}. \quad (6.24)$$

Зауважимо, що для опору в 1 ом $U_{ou}^2 = 2P_c$ де P_c - потужність сигналу на вході опорного радіоканалу. Тому останню формулу можна переписати в наступному вигляді:

$$G_{ПХ}(0) = \frac{K_{ny}^2 T_i \Delta f_{нч} G_u}{P_c \cos^2 \Delta \xi_y}. \quad (6.25)$$

Підставляючи значення $G_{ПХ}(0)$ у формулу, отримуємо вираз для спектру перешкоди на виході радіозвону, що визначає флюктуацію командного сигналу.

Спектр інтенсивності флюктуацій положення антени (тобто кута ε_{pz} радіовізира в площині $Ox_{pz}y_{pz}$) може бути визначений за наступною формулою:

$$G_{Ay}(\omega) = G_{ПХ}(0) \left| \frac{\Phi_\phi(j\omega) \Phi_{cn}(j\omega)}{1 + \mu K_{ny} \Phi_\phi(j\omega) \Phi_{cn}(j\omega)} \right|^2, \quad (6.26)$$

де враховується, що перешкода додана в точці В, а

$$\left. \begin{aligned} K_\varepsilon &= \mu, \\ K_{П} &= K_{Пy}. \end{aligned} \right\}$$

Дисперсія цих флюктуацій буде

$$\sigma_{Ay}^2 = \frac{G_{ПХ}(0)}{\mu^2 K_{Пy}^2} \Delta F_c, \quad (6.27)$$

де ΔF_c - еквівалентна смуга пропускання замкнутого контуру радіозвона, Гц.

Підставляючи в цей вираз значення спектральної щільності $G_{ПХ}(0)$ з формули (6.25), отримуємо наступне співвідношення для середньоквадратичного відхилення антени в площині $Ox_{pz}y_{pz}$:

$$\sigma_{Ay} = \frac{1}{\mu \cos \Delta \xi_y} \sqrt{\frac{T_i \Delta f_{нч} G_u \Delta F_c}{P_c}}. \quad (6.28)$$

Дисперсія відхилень антени в площині $Ox_{pz}y_{pz}$ знаходиться аналогічним шляхом. При однакових каналах «у» і «z» повне середньоквадратичне відхилення антени буде рівне

$$\sigma_A = \frac{l}{\mu} \sqrt{\frac{T_i \Delta f_{нч} G_u \Delta F_c}{P_c}}, \quad (6.29)$$

Складова виразу (6.29) має вигляд:

$$l = \sqrt{\sec^2 \Delta \xi_y + \sec^2 \Delta \xi_z}, \quad (6.30)$$

де $\Delta \xi_z$ — фазове зрушення сигналу в каналі «z» щодо опорного сигналу.

Отримані формули можна використовувати за умови, що виконано наступне співвідношення:

$$\frac{\Delta f_{нч} G_{ш}}{P_c} < 1. \quad (6.31)$$

Подібна умова відповідає припущенню про великі відносини сигнал/шум на вході приймача. Крім того, якщо при підрахунку отримуються значення σ_A , порівнянні з кутами $\Psi_{АН}$ або $\Psi_{АН0}$ (рисунок 6.23), то формула (6.29) вже не буде справедливою, оскільки при цьому не можна вважати величину μ постійною. Однак такий результат буде свідчити про великі флюктуаційні помилки, при яких є значна ймовірність втрати мети радіовізором.

Нагадаємо також, що при виведенні ми передбачали наявність ідеального стробування приймача. Якщо ширина стробуючого імпульсу більше імпульсу сигналу, то дисперсія флюктуацій амплітуди імпульсів після імпульсного детектора зміниться за рахунок впливу викидів шумів, що не збігаються за часом з сигналом.

7 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МОНОІМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА

У системах радіокерування та наведення для визначення кутових координат об'єктів керування й цілей зазвичай використовуються радіотехнічні системи визначення кутового положення. Прикладом такої радіосистеми є амплітудний моноімпульсний пеленгатор (АМІП).

Моноімпульсні системи є багатоканальними радіовимірювальними системами. Вони дозволяють вимірювати кутове положення об'єкта в ідеальному випадку за допомогою одного відбитого імпульсу через порівняння амплітуд або фаз на виходах кількох ідентичних каналів приймання. За методом порівняння сигналів і виділення сигналу неузгодженості між каналами моноімпульсні системи поділяють на амплітудні й фазові, різницеві або сумарно-різницеві.

Крім іншого, моноімпульсні пеленгатори дозволяють вимірювати координати кількох об'єктів, що знаходяться в межах діаграми спрямованості антенної системи. В моноімпульсних системах можлива також реалізація компенсаційних методів приглушення завад.

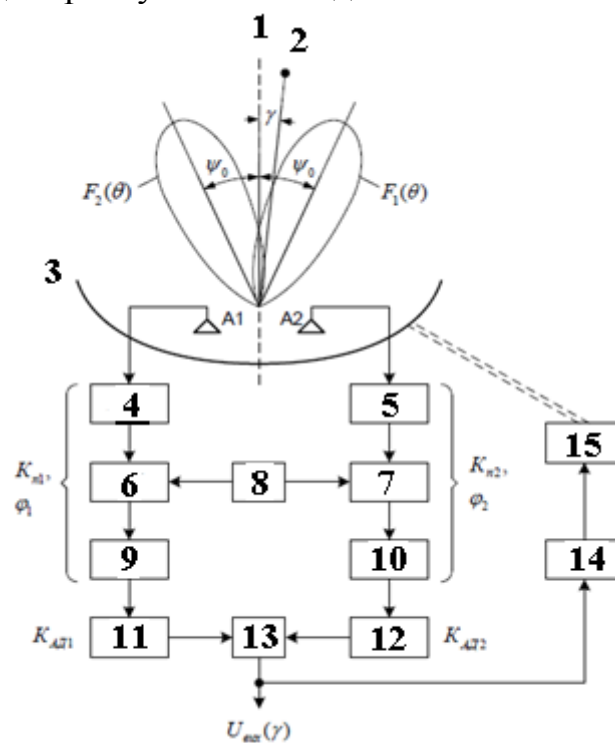


Рисунок 7.24 - Блок-схема приймального тракту різницевого АМІП:

- 1 – рівносигнальна зона; 2 – радіолокаційний об'єкт;
- 3 – «зеркало» параболічної антени; 4 – підсилювач високої частоти А1;
- 5 – підсилювач високої частоти А2; 6 – змішувач частоти 1;
- 7 – змішувач частоти 2; 8 – гетеродин; 9 – підсилювач проміжної частоти 1;
- 10 – підсилювач проміжної частоти 2; 11 – амплітудний детектор K_{AD1} ;
- 12 – амплітудний детектор K_{AD2} ; 13 – віднімальний пристрій; 14 – автоматична система керування; 15 – поворотний механізм

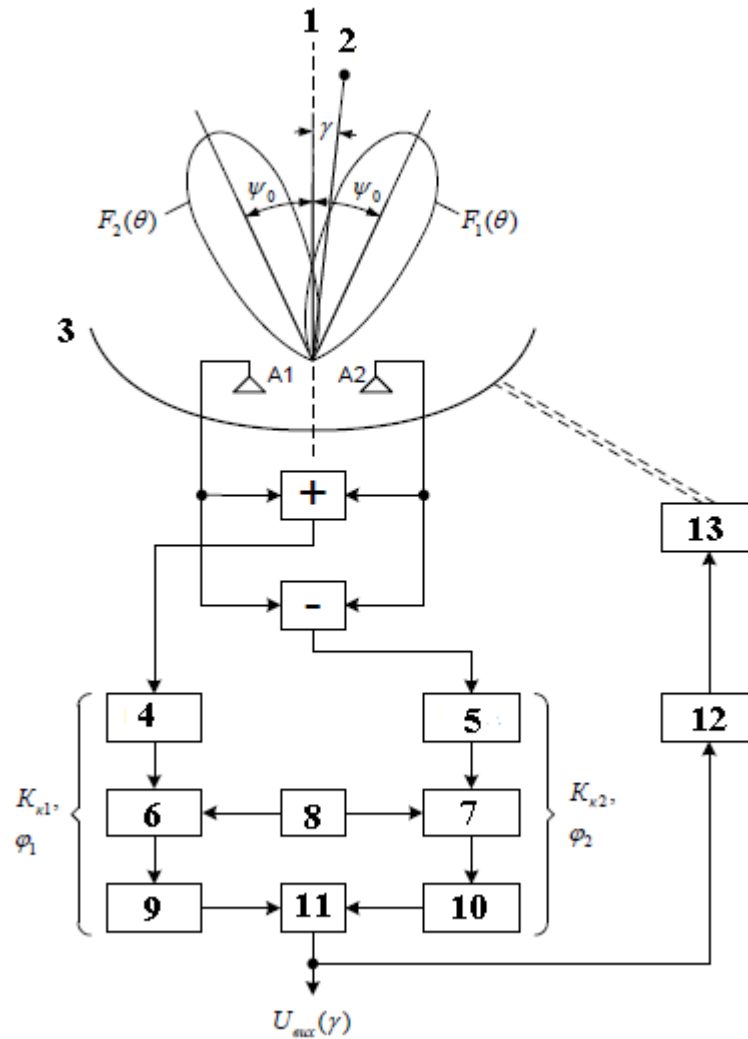


Рисунок 7.25 - Блок-схема приймального тракту сумарно-різницевого АМПП:

1 – рівносигнальна зона; 2 – радіолокаційний об'єкт; 3 – «зеркало» параболічної антени; 4 – підсилювач високої частоти A1; 5 – підсилювач високої частоти A2; 6 – змішувач частоти 1; 7 – змішувач частоти 2; 8 – гетеродин; 9 – підсилювач проміжної частоти K_{k1} ; 10 – підсилювач проміжної частоти K_{k2} ; 11 – фазовий детектор; 12 – автоматична система керування; 13 – поворотний механізм

Для виконання роботи потрібно було використати блоки з бібліотеки Simulink. Для побудови приймального тракту різницевого АМПП потрібно було побудувати модель згідно рисунку 7.25 та встановити параметри згідно таблиці 7.1. Та запустити моделювання.

Таблиця 7.1 - Значення параметрів блоків моделі

Назва блока	Значення параметрів блока
Генератор несучої	Амплітуда несучої – 1 В. Частота несучої – 10 кГц
Змішувач	Порядок вихідного ФНЧ – 5. Частота ВЧ-сигналу – 10 кГц. Частота сигналу гетеродину – 11 кГц
Гетеродин	Амплітуда сигналу гетеродину – 1 В. Частота генерації – 11 кГц
ППЧ 1 (2)	Коефіцієнт підсилення – 0,6 (0,6)
Амплітудний детектор 1 (2)	Порядок вихідного ФНЧ – 4. Частота зрізу вихідного ФНЧ – 100 (100) Гц
Фазовий детектор	Порядок вихідного ФНЧ – 5. Частота зрізу вихідного ФНЧ – 10 Гц. Період маніпуляції – 0,05 с

Приймальний тракт різницевого АМІП в середовищі Simulink складається з:

- константи (блок 1) ;
- шум (блок 2);
- суматор 1 (блок 3);
- затримка (блок 4);
- суматор 2 (блок 5);
- діаграма спрямованості 1 (блок 6);
- генератор 1 (блок 7);
- діаграма спрямованості 2 (блок 8);
- осцилограф (блок 9);
- перемножувач 1 (блок 10);
- генератор 2 (блок 11);
- перемножувач 2 (блок 12);
- амплітудний модулятор 1 (блок 13);
- амплітудний модулятор 2 (блок 14);
- підсилювач 1 (блок 15);
- підсилювач 2 (блок 16);
- амплітудний детектор 1 (блок 17);
- амплітудний детектор 2 (блок 18);
- суматор 3 (блок 19);
- осцилограф (блок 20).

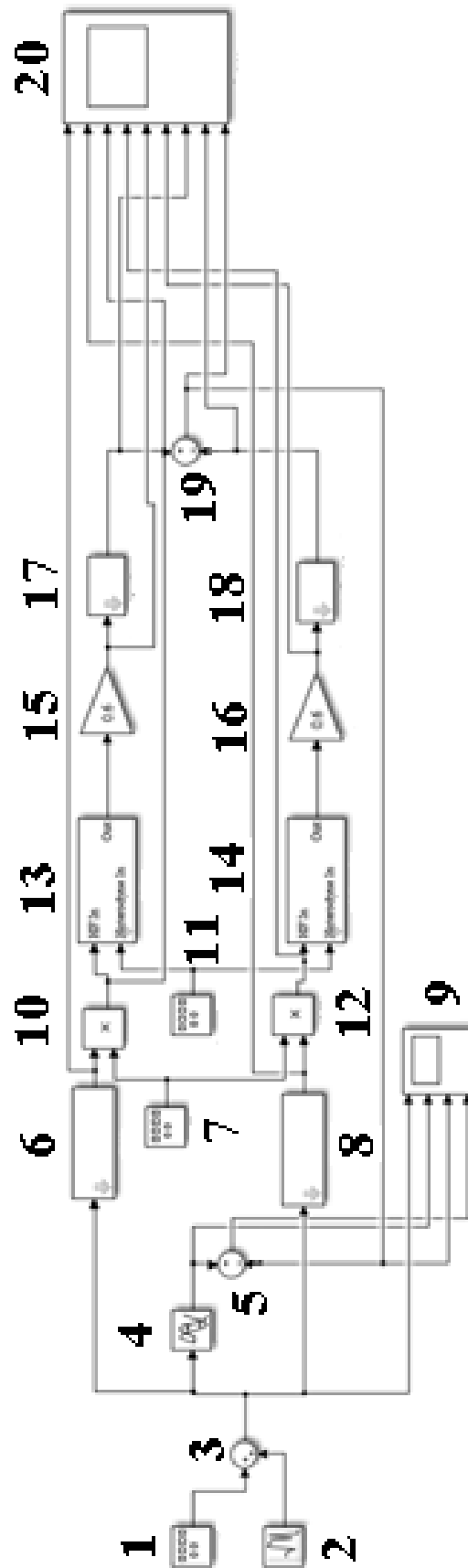
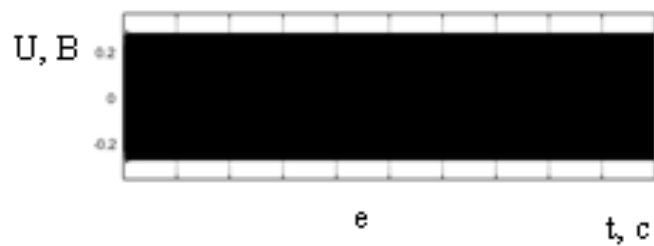
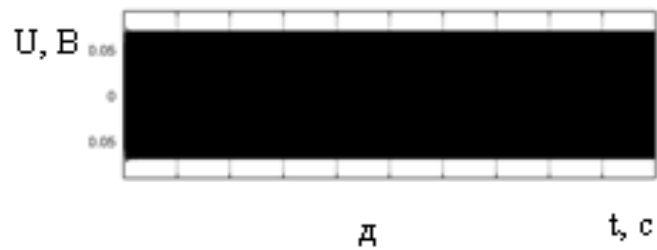
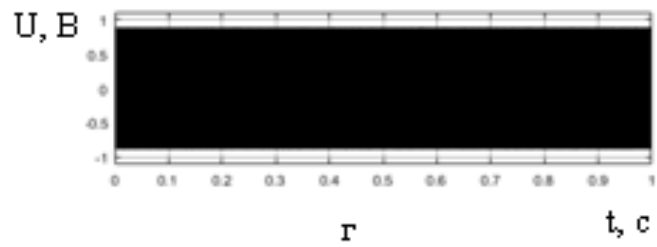
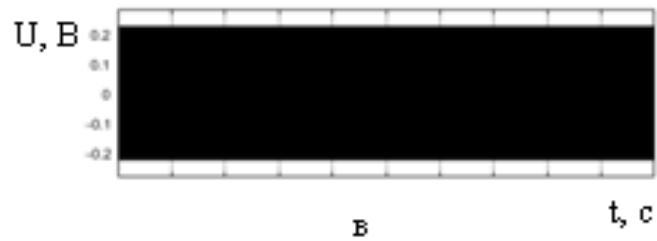
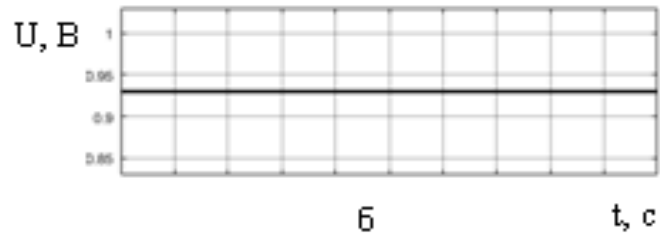
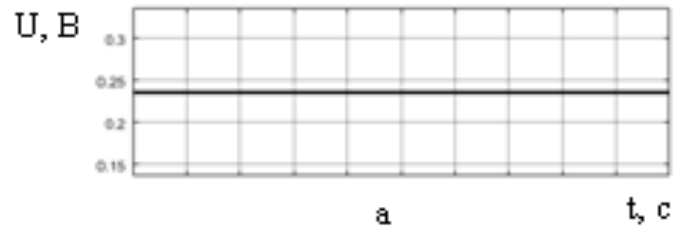


Рисунок 7.26 - Блок-схема приймального тракту різницевого АМІП в Simulink

Спочатку на вхід приймального тракту різницевого АМІІ ми подавали константу. Були отримані наступні результати:



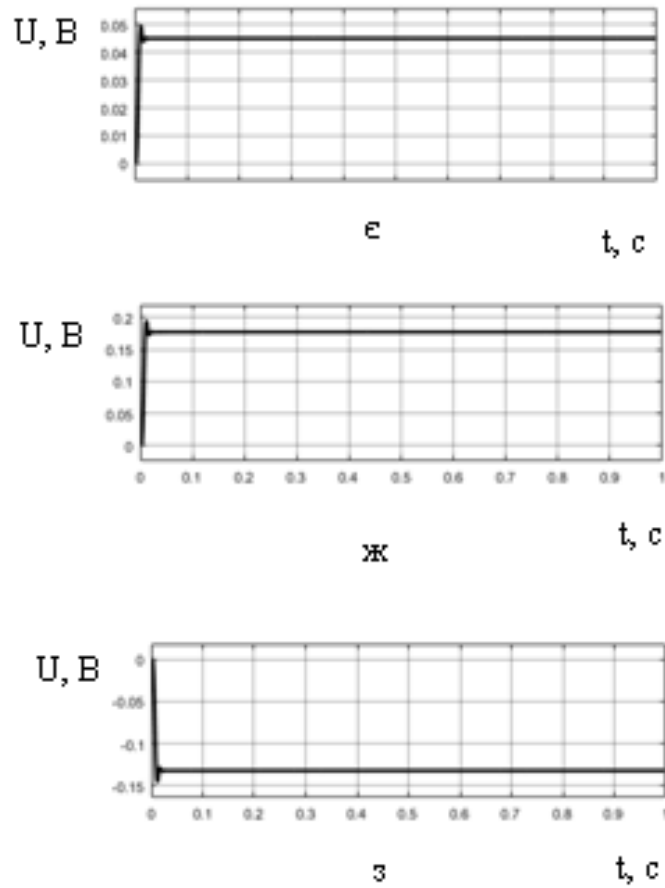
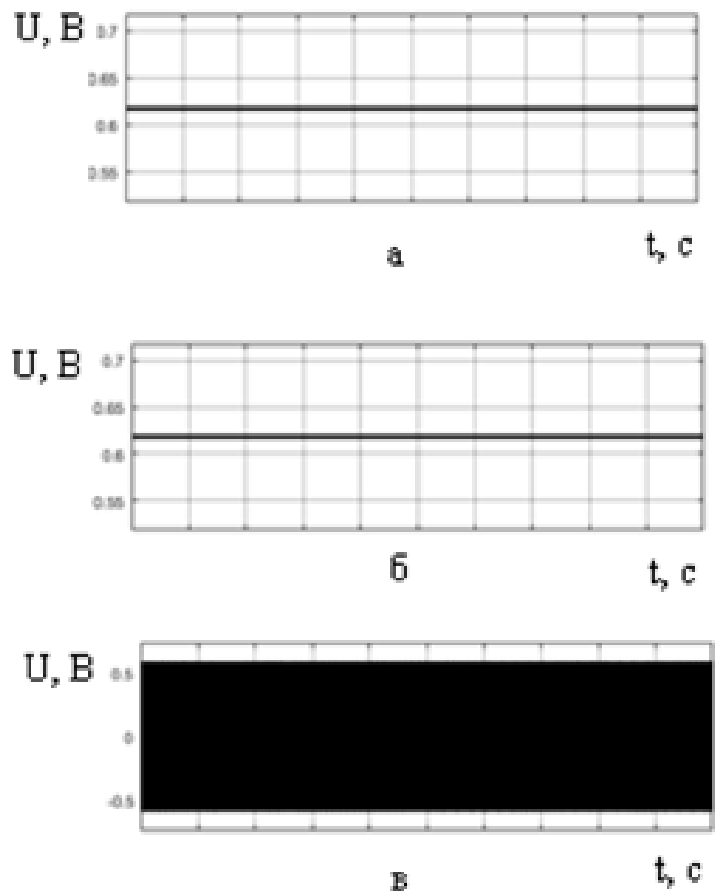


Рисунок 7.27 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали кут 0.15 рад для випадків а-з



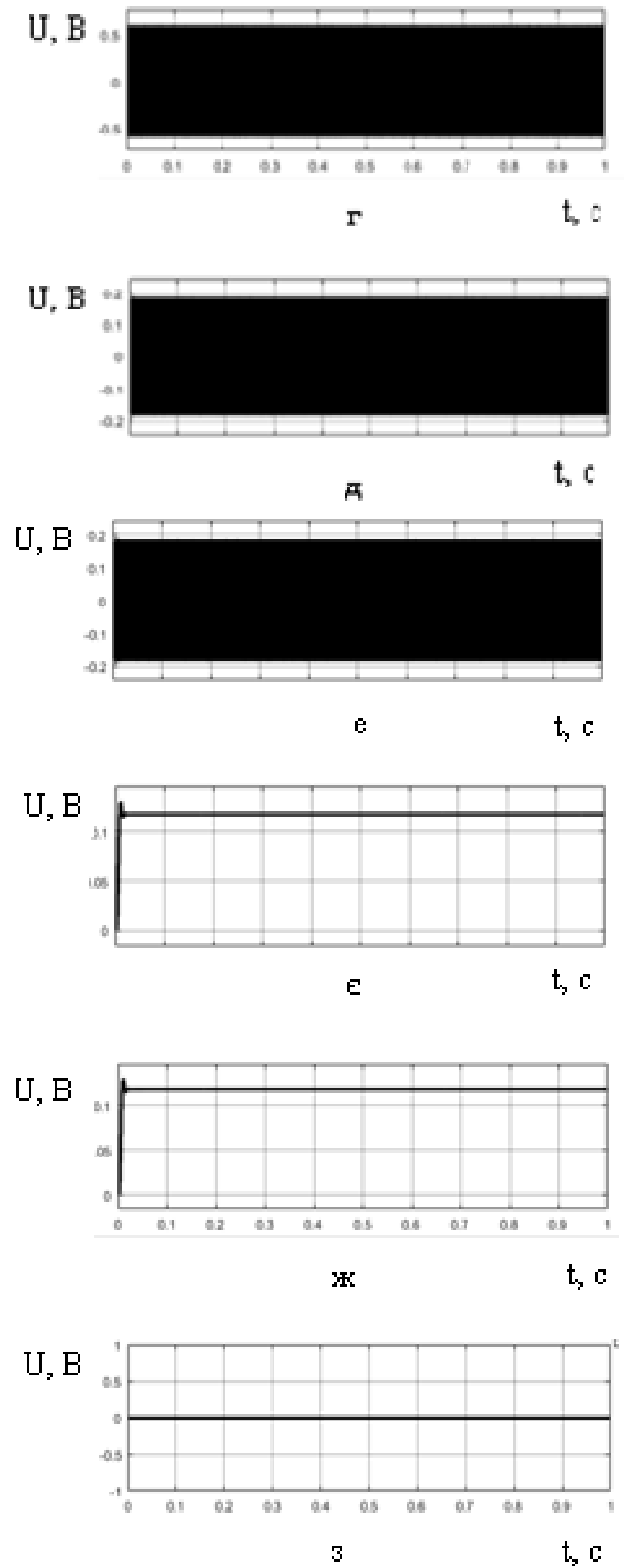
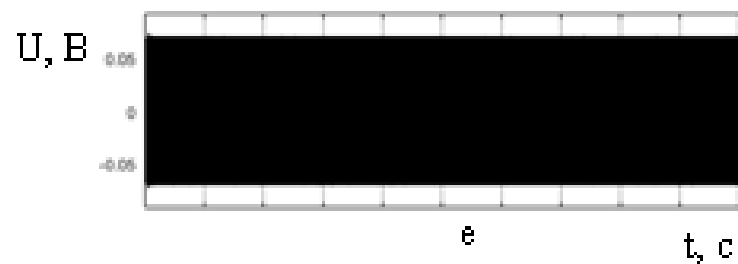
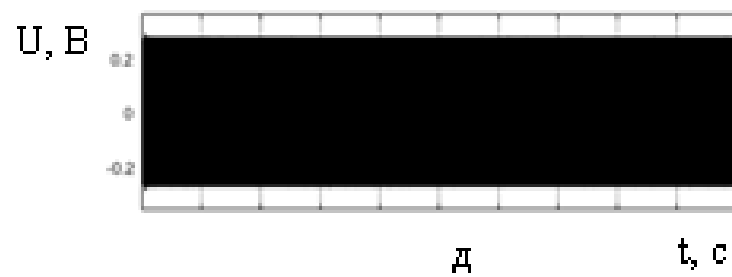
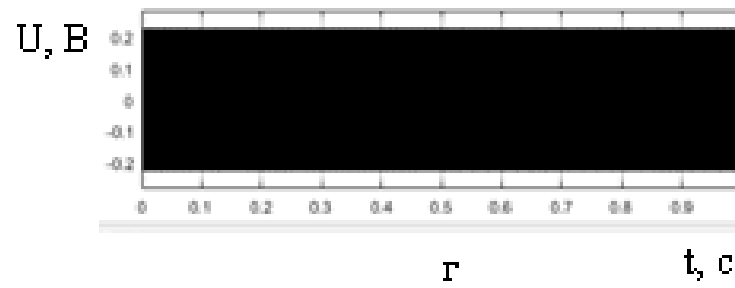
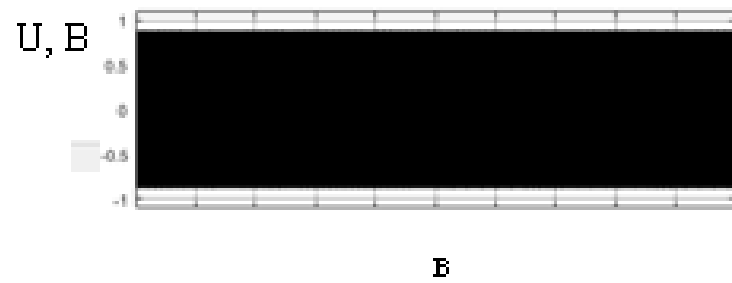
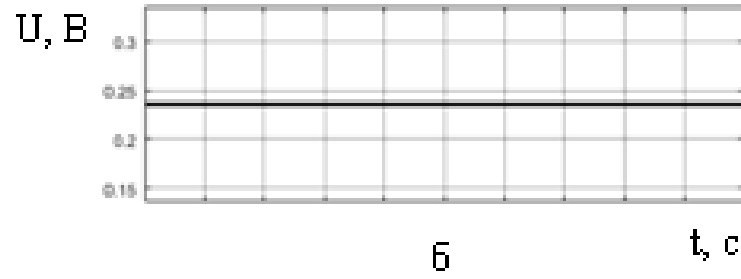
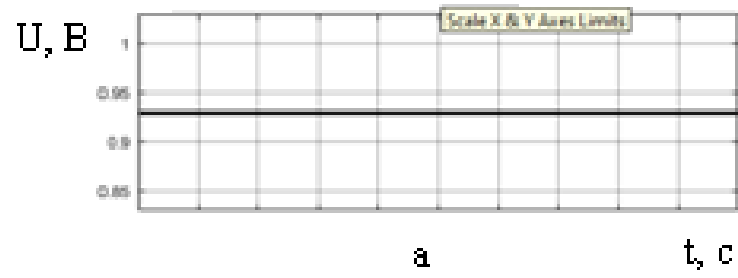


Рисунок 7.28 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали кут 0 рад для випадків а-з



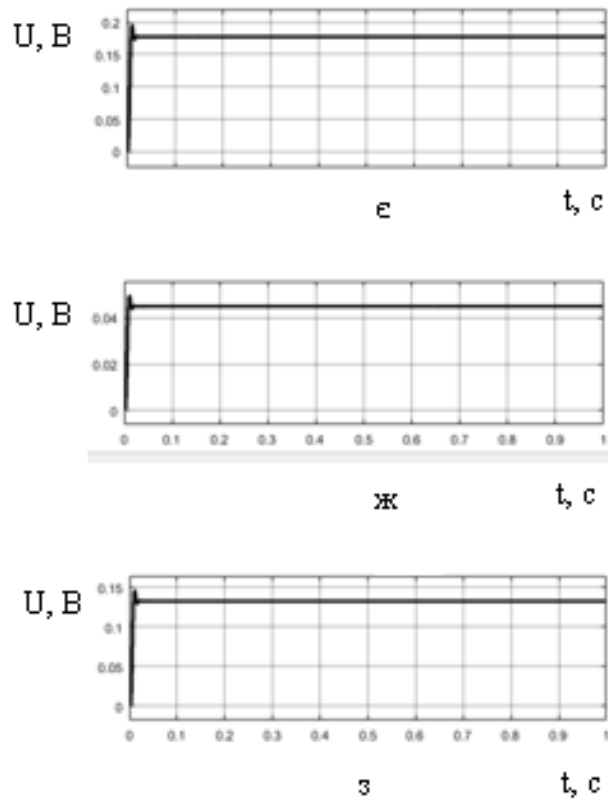
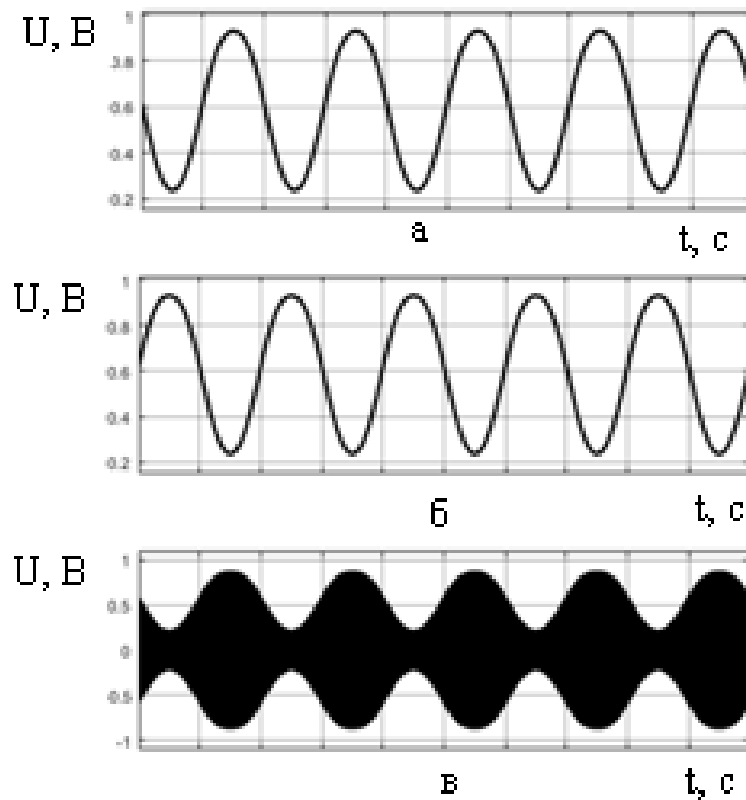


Рисунок 7.29 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали кут -0.15 рад для випадків а-в

Далі ми подали на вхід приймального тракту різницевого АМІП гармонійний сигнал з амплітудою 0.15 та частотою 5 Гц, який задає закон зміни кута.



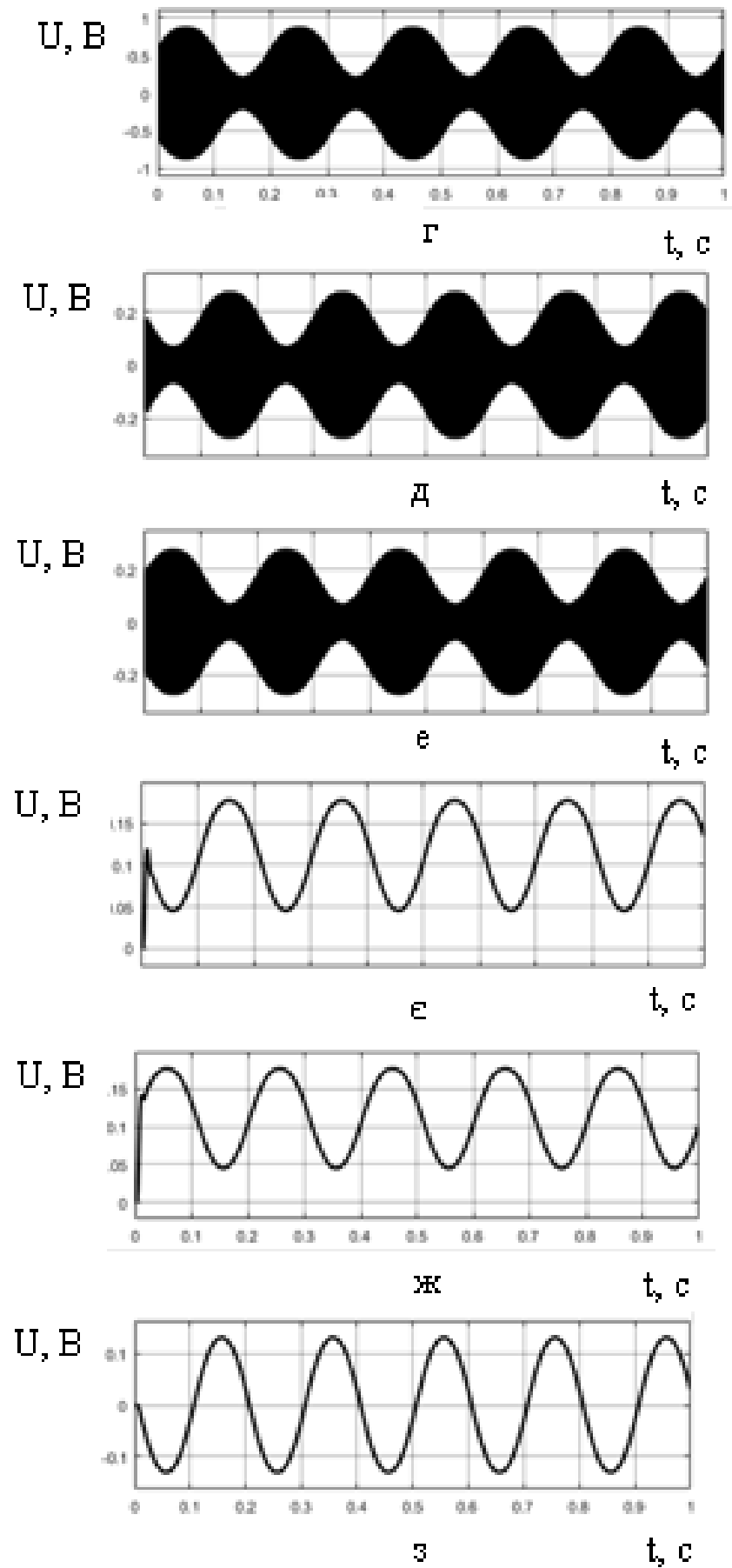


Рисунок 7.30 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали гармонійний сигнал для випадків а-з

Також було порівняно сигнал на вході приймального тракту різницевого АМПП з сигналом на виході приймального тракту різницевого АМПП, та побудований сигнал помилки

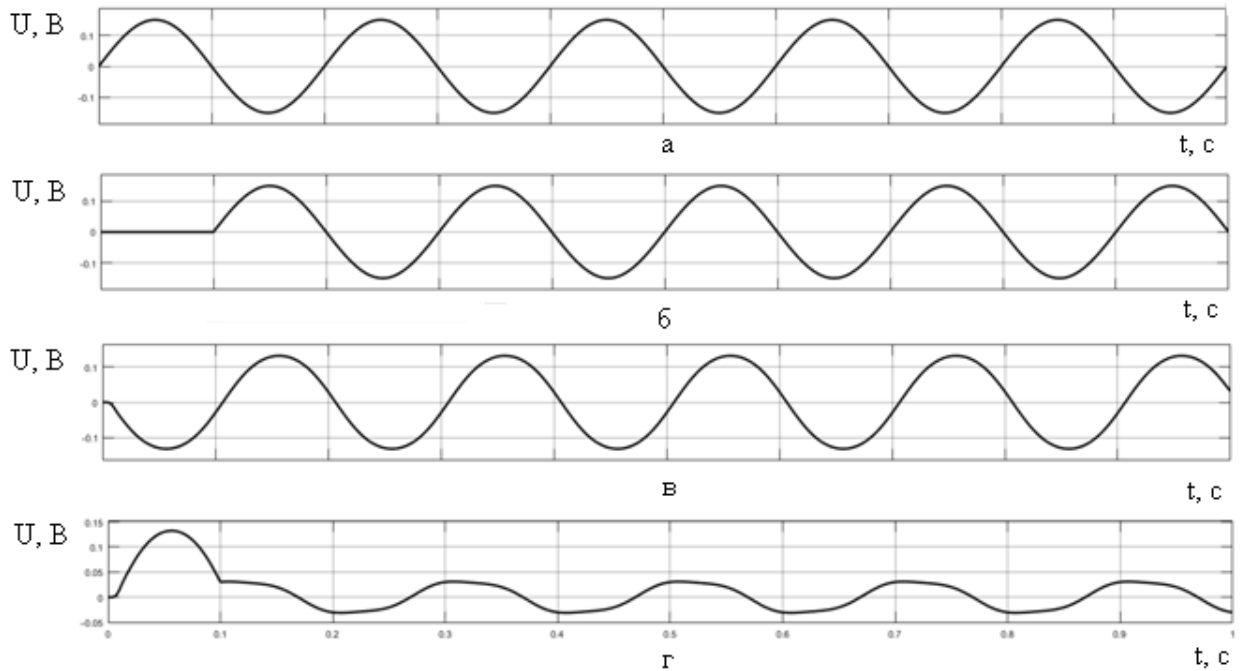
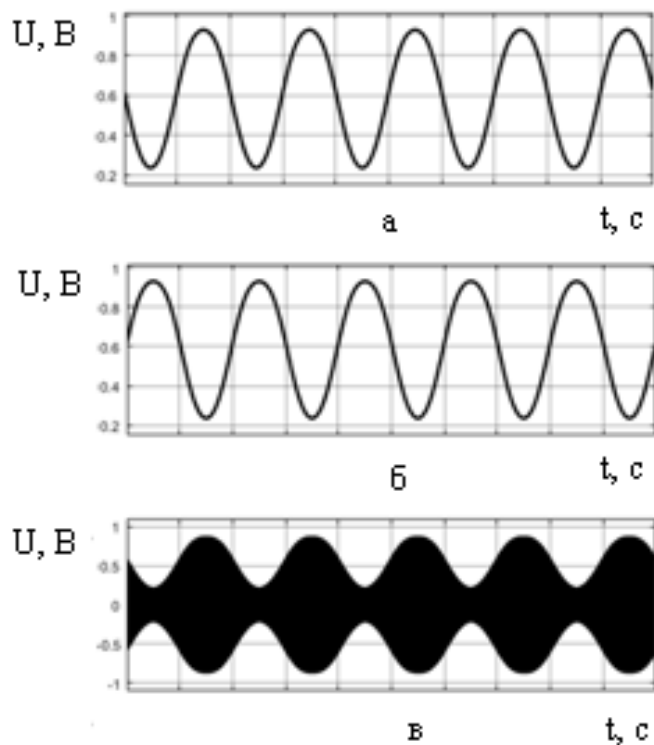


Рисунок 7.31 – Епюри напруги з входу приймального тракту різницевого АМПП, затриманий сигнал на вході приймального тракту різницевого АМПП, сигнал на виході приймального тракту різницевого АМПП, сигнал помилки для випадків а-г

Далі було змінено коефіцієнт підсилювача проміжної частоти одного з каналів приймального тракту різницевого АМПП до 10.



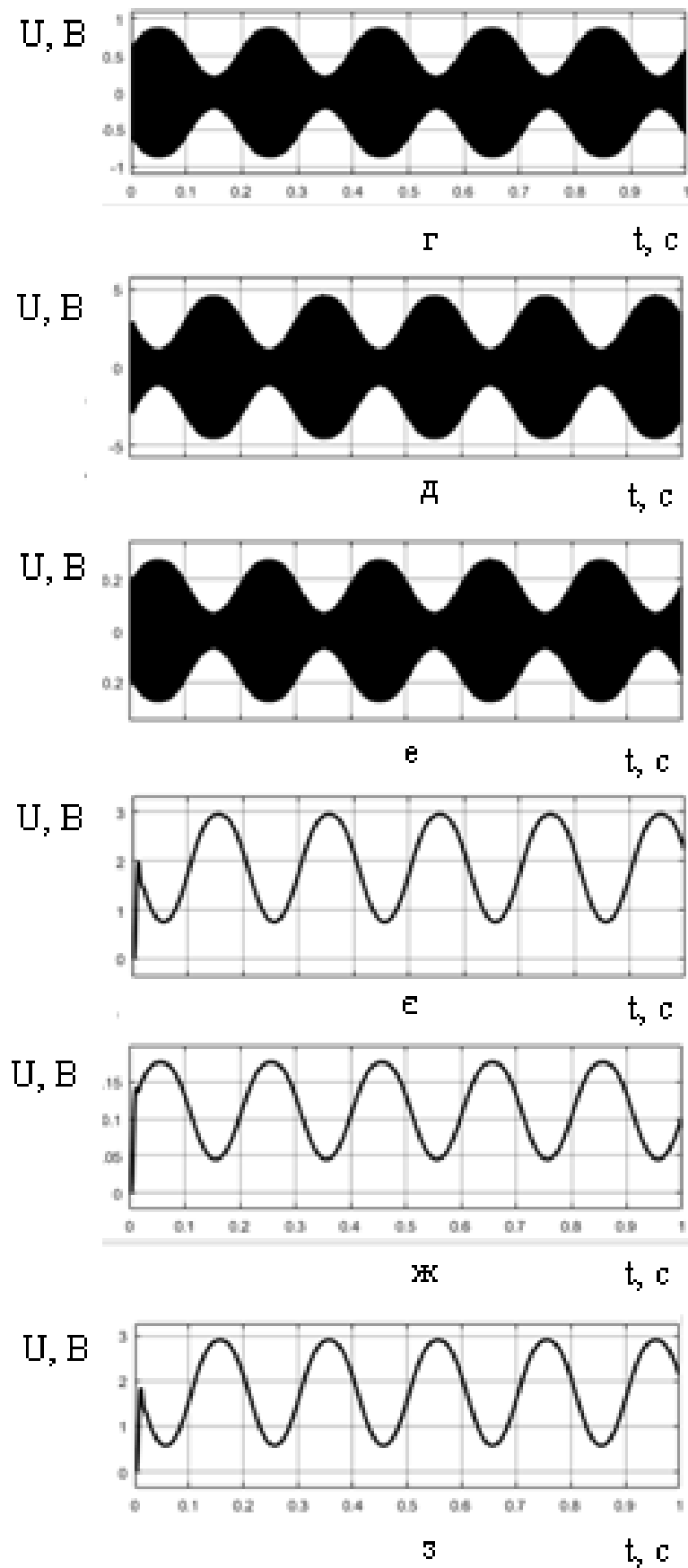


Рисунок 7.32 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали гармонійний сигнал та змінено коефіцієнт підсилення одного з підсилювачів проміжної частоти для випадків а-з

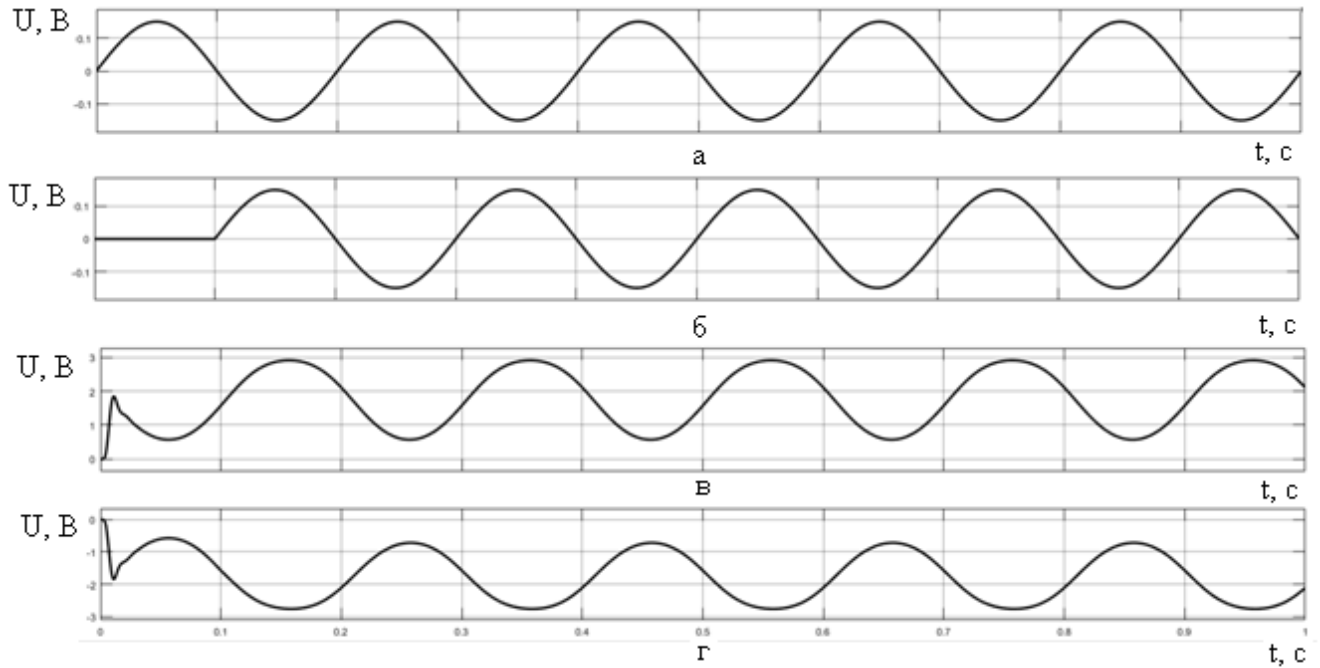
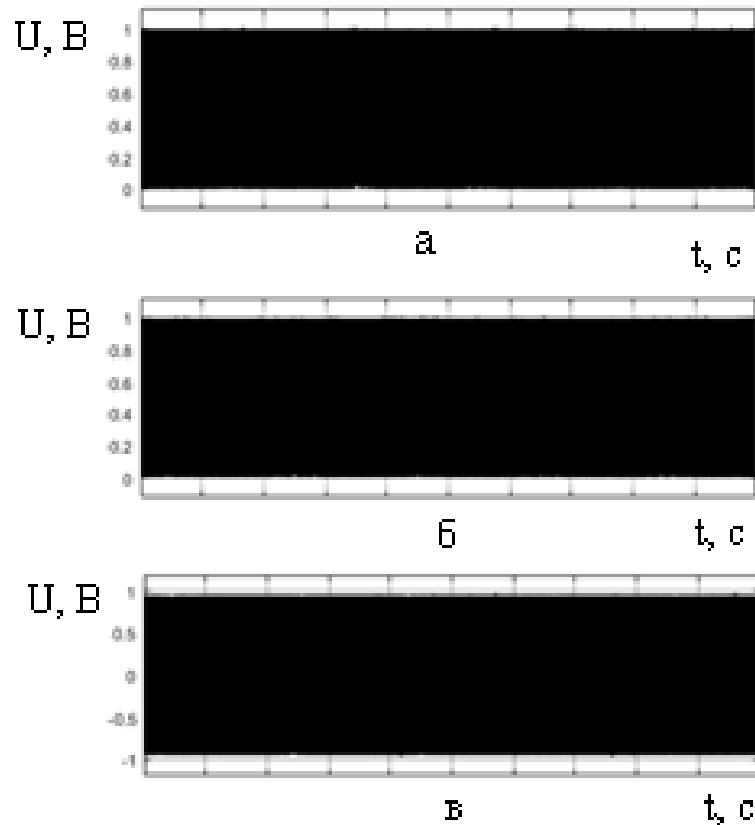


Рисунок 7.33 – Епюри напруги з входу приймального тракту різницевого АМІП, затриманий сигнал на вході приймального тракту різницевого АМІП, сигнал на виході приймального тракту різницевого АМІП, сигнал помилки, коли коефіцієнт підсилювача проміжної частоти одного з каналів було змінено до 10 для випадків а-г

Також було додано на вхід приймального тракту різницевого АМІП шум з нульовим математичним очікуванням та дисперсією 0.05, 0.1, 2.



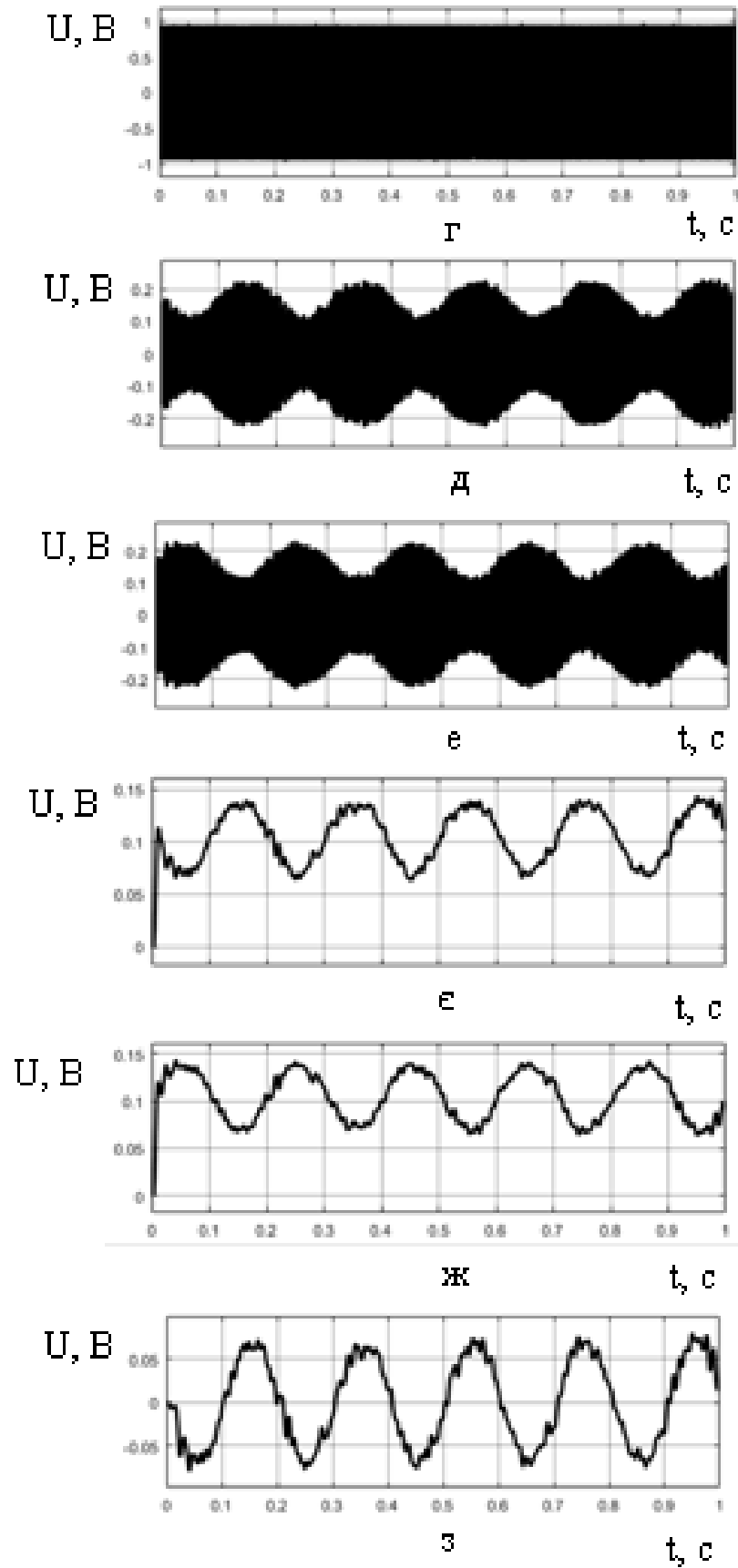
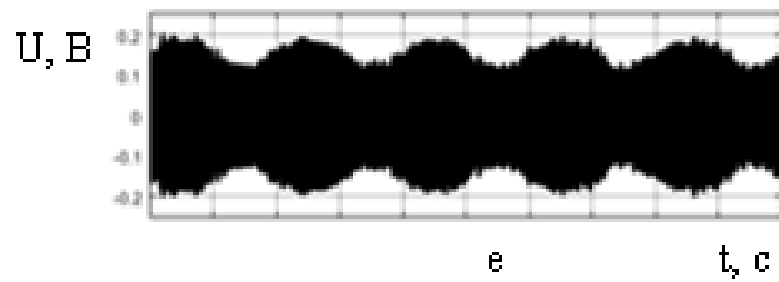
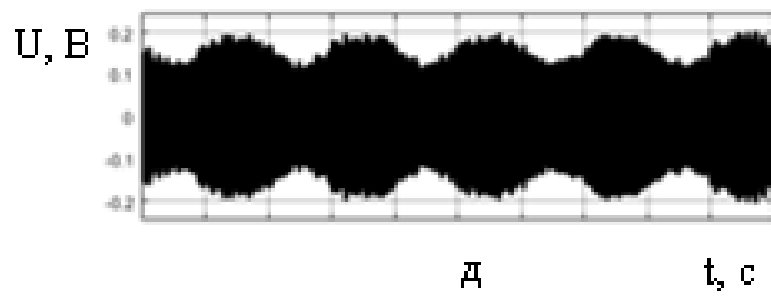
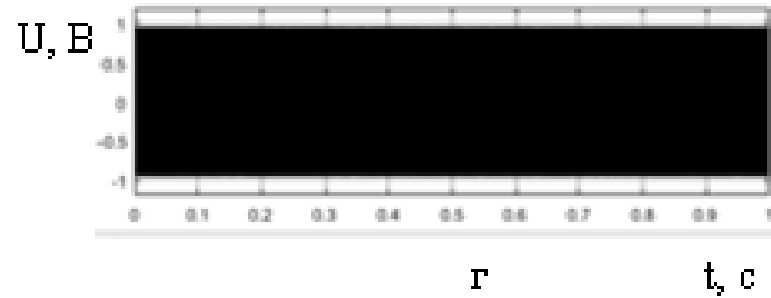
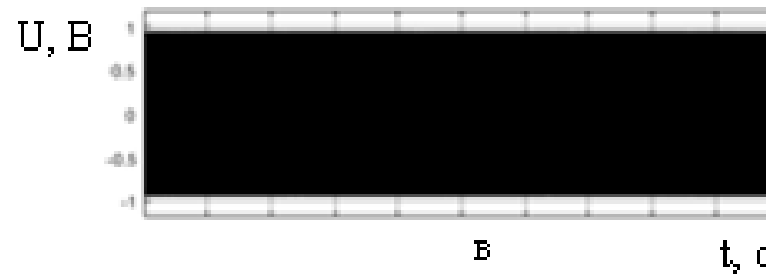
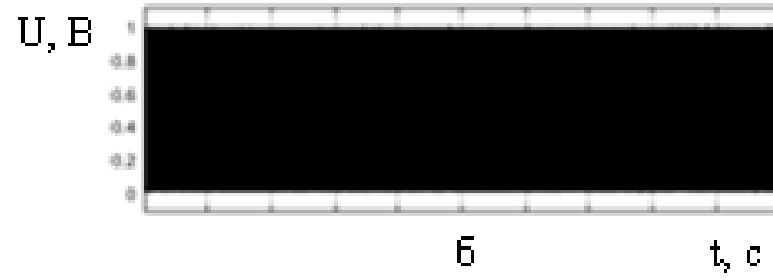
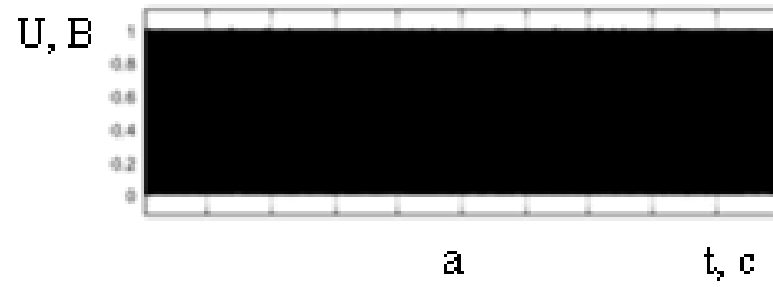


Рисунок 7.34 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали гармонійний сигнал з шумом дисперсія якого 0.05 для випадків а-з



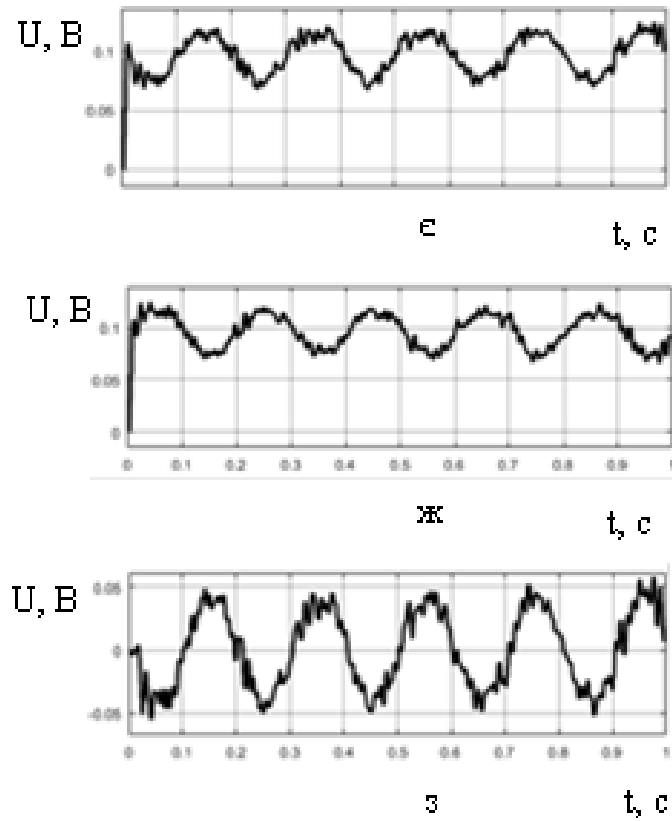
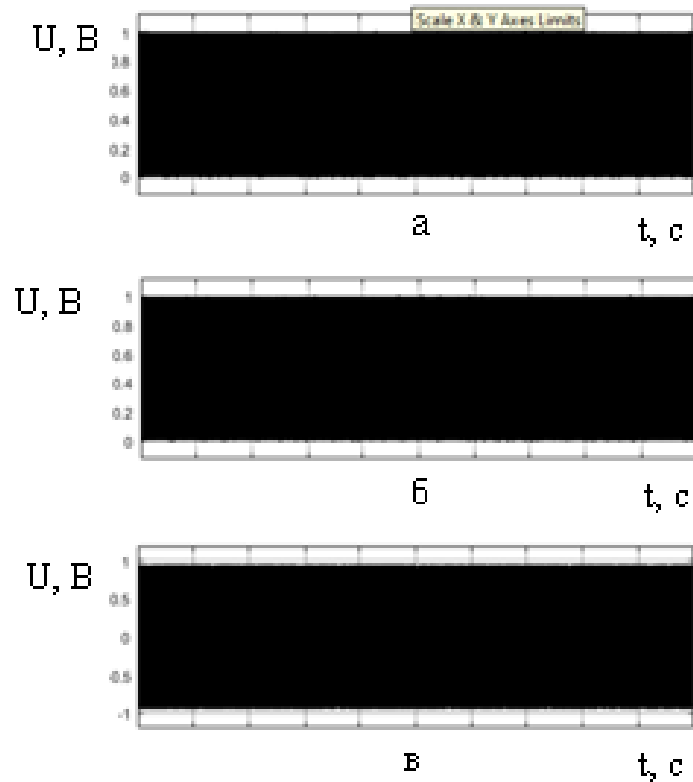


Рисунок 7.35 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали гармонійний сигнал з шумом дисперсія якого 0.1 для випадків а-в



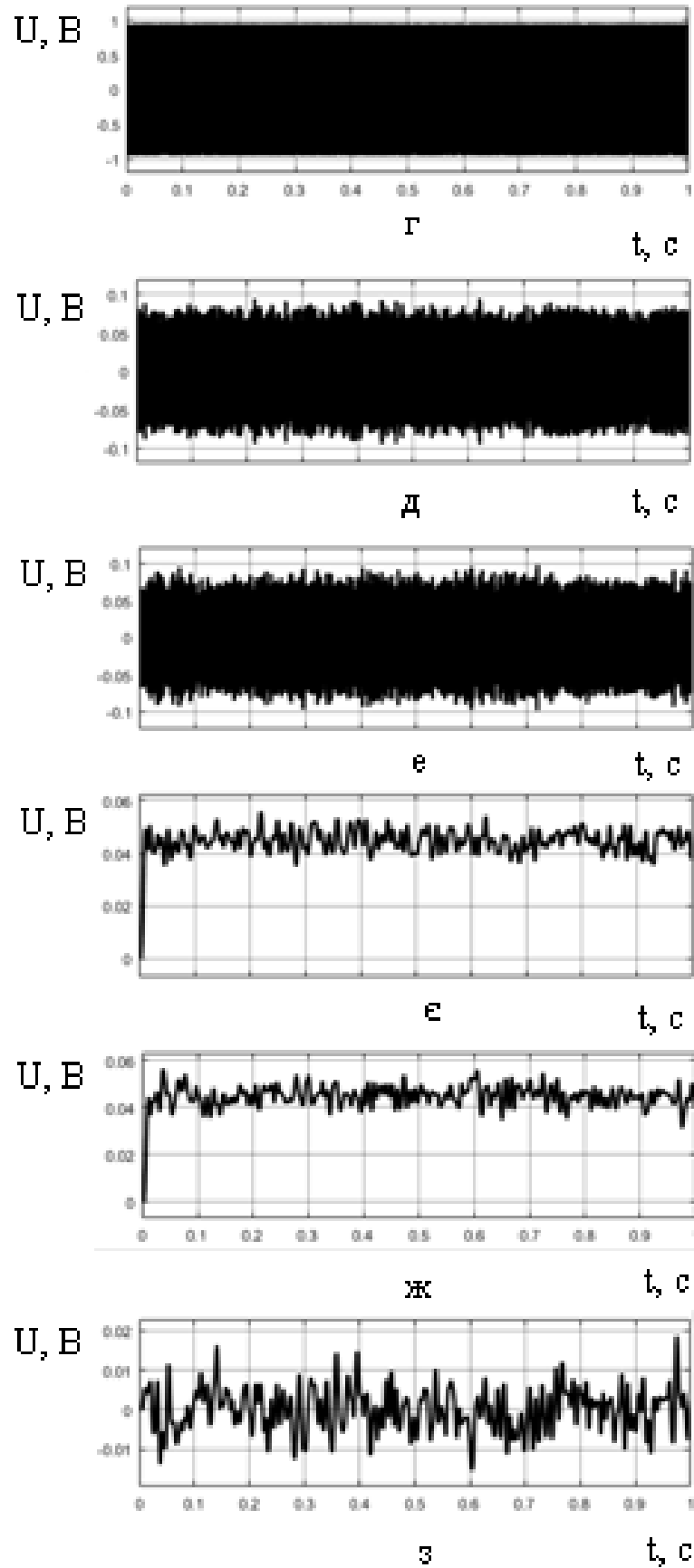


Рисунок 7.36 – Виходи блоків приймального тракту різницевого АМІП коли на вхід подали гармонійний сигнал з шумом дисперсія якого 2 для випадків а-з

Для побудови приймального тракту сумарно-різницевого АМП потрібно було побудувати модель згідно рисунку 7.2 та встановити параметри згідно таблиці 1.1. Та запусити моделювання.

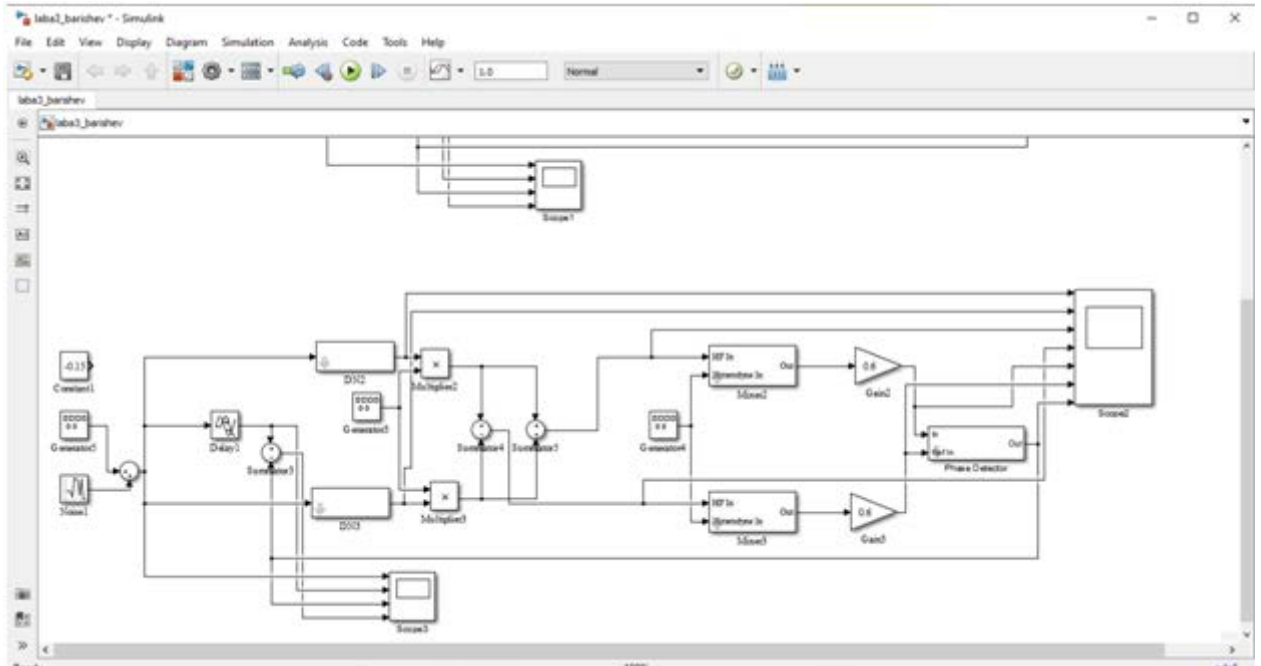
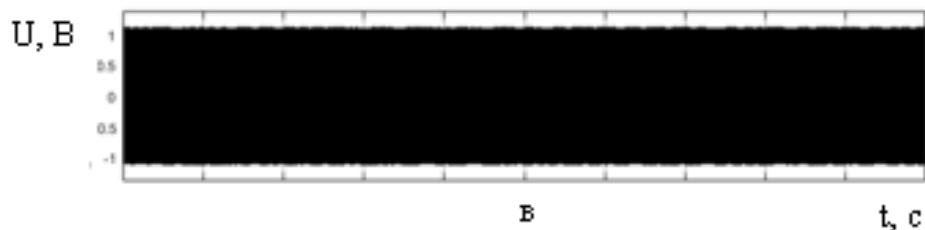
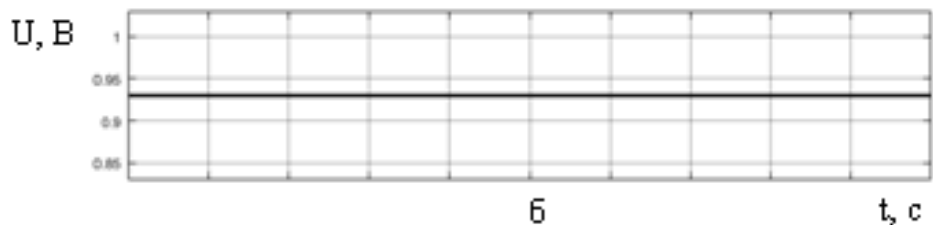


Рисунок 7.37 - Блок-схема приймального тракту сумарно-різницевого АМП в Simulink

Для порівняння схем були виконані ті ж самі дії, що і для попередньої схеми.

Спочатку було подано константу.



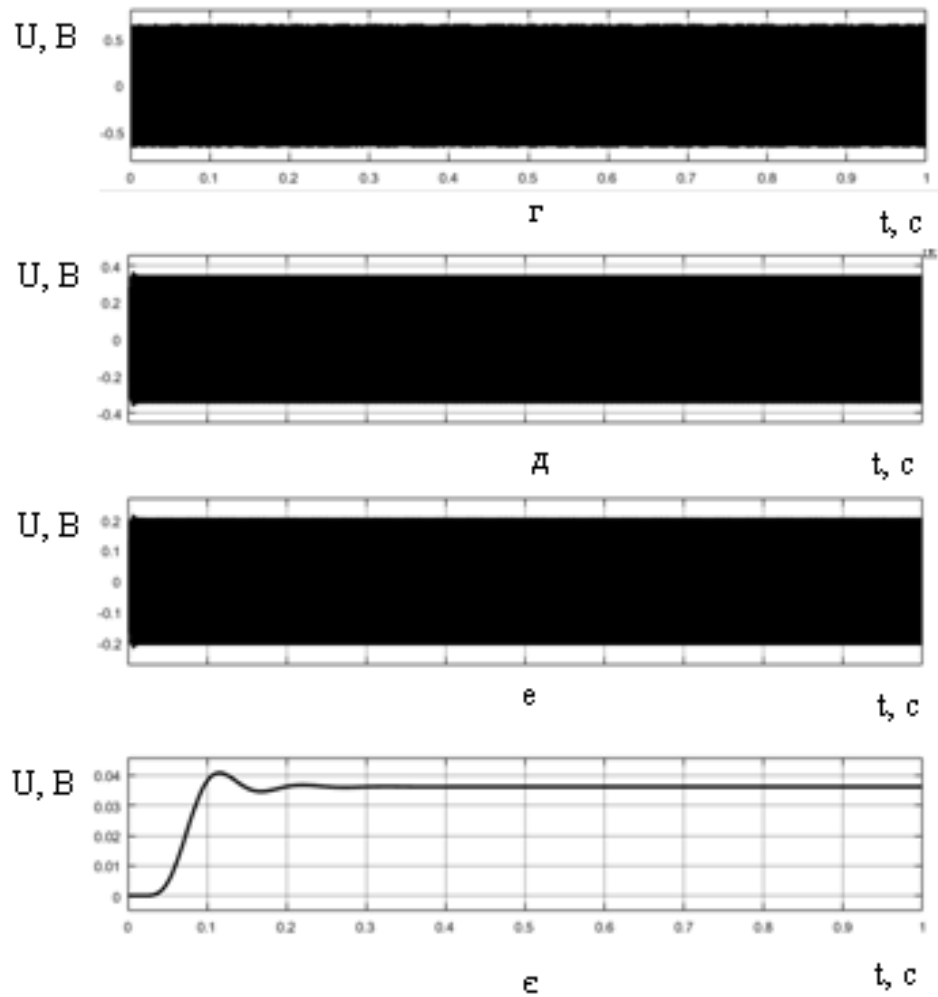


Рисунок 7.38 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМІП коли на вхід подали кут 0.15 рад для випадків а-є

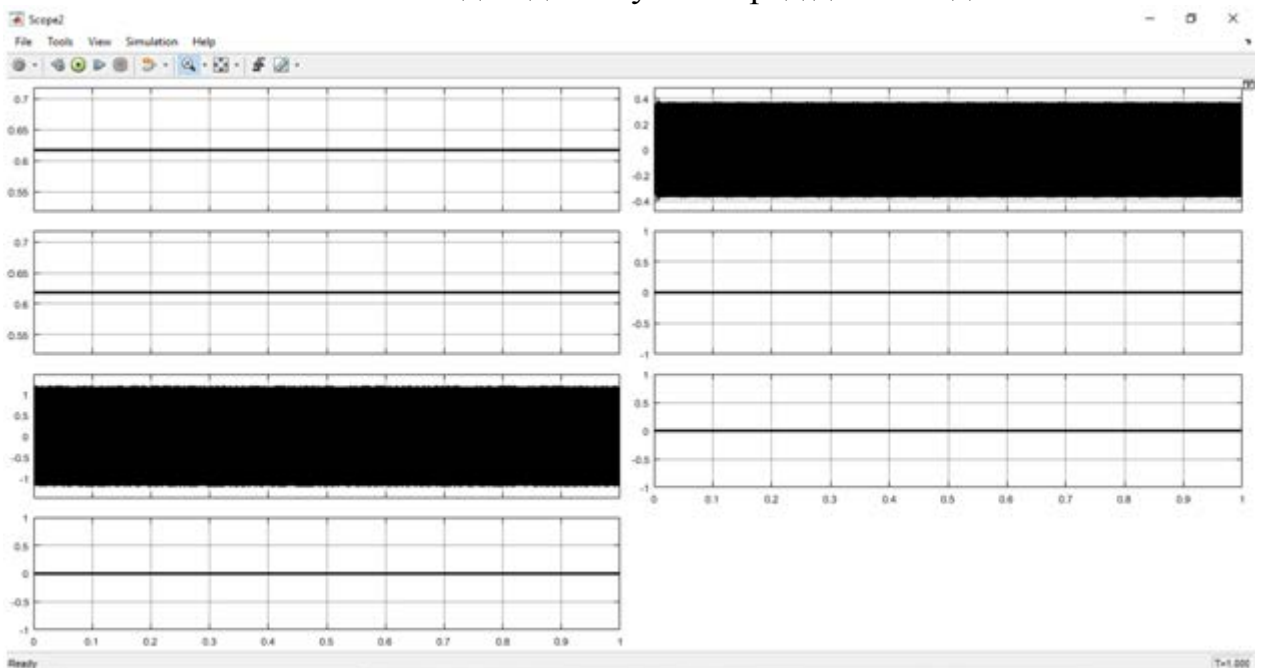


Рисунок 7.39 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМІП коли на вхід подали кут 0 рад

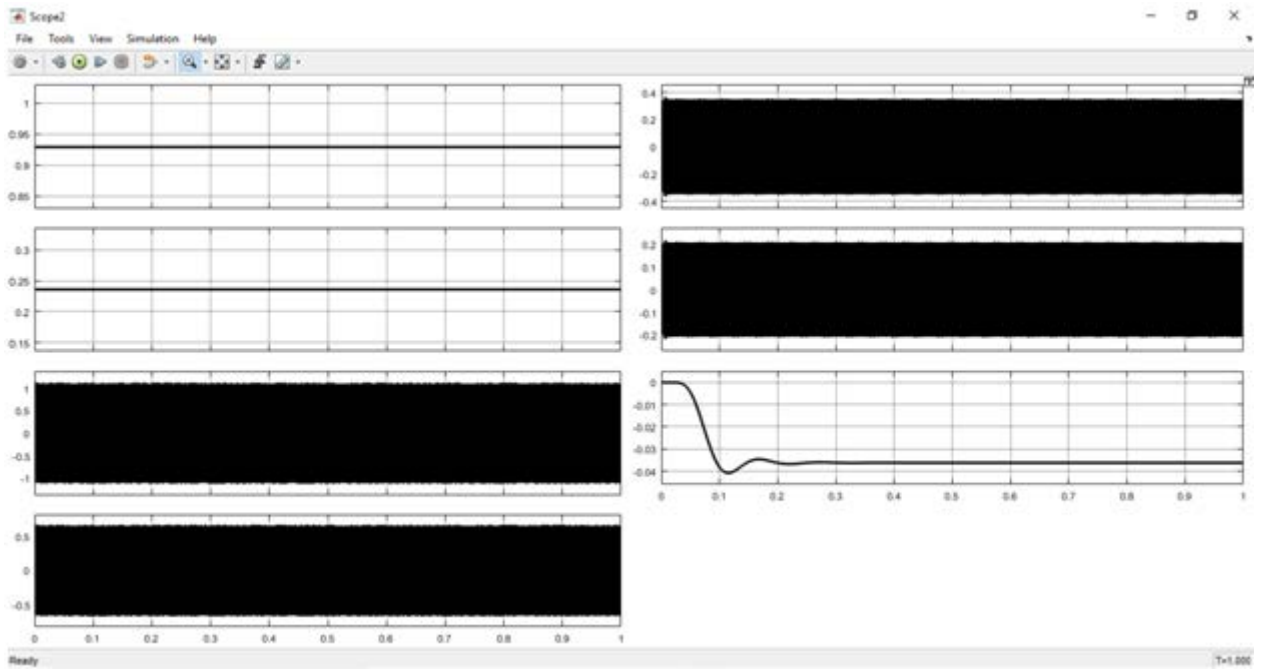


Рисунок 7.40 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМП коли на вхід подали кут -0.15 рад

Потім подали гармонійний сигнал з амплітудою 0.15 та частотою 5 Гц, який задає закон зміни кута цілі.

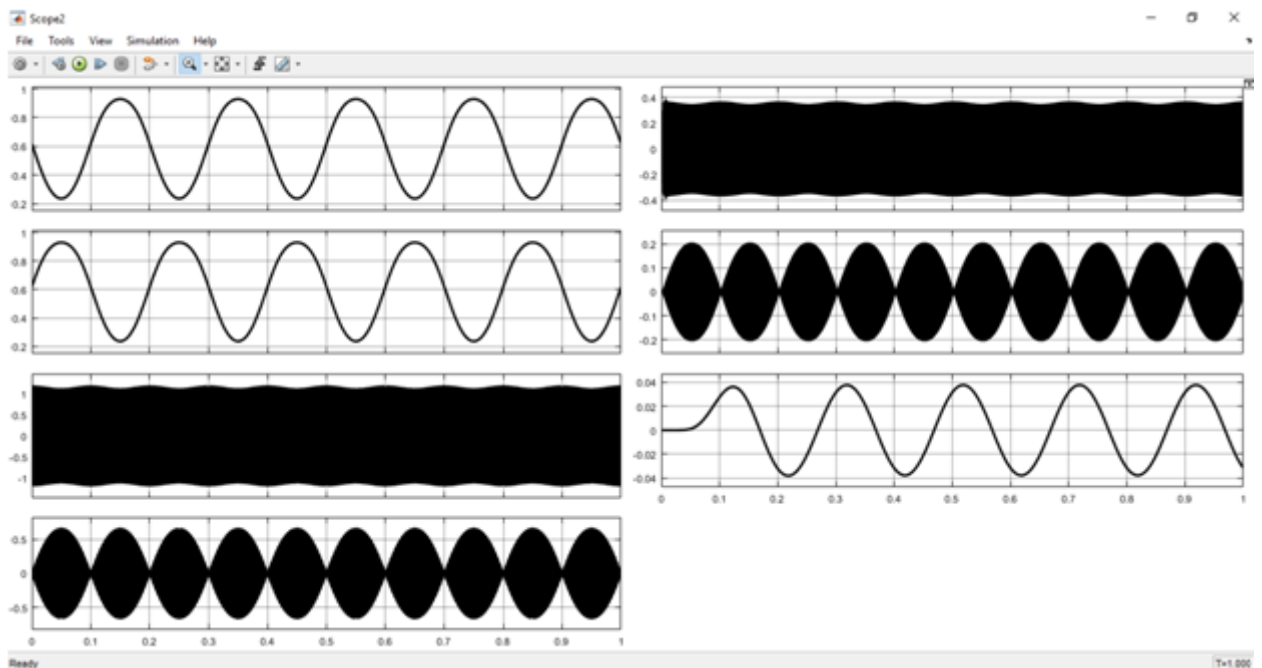


Рисунок 7.41 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМП коли на вхід подали гармонійний сигнал

Також було порівняно сигнал на вході приймального тракту сумарно-різницевого АМП з сигналом на виході приймального тракту різницевого АМП, та побудований сигнал помилки.

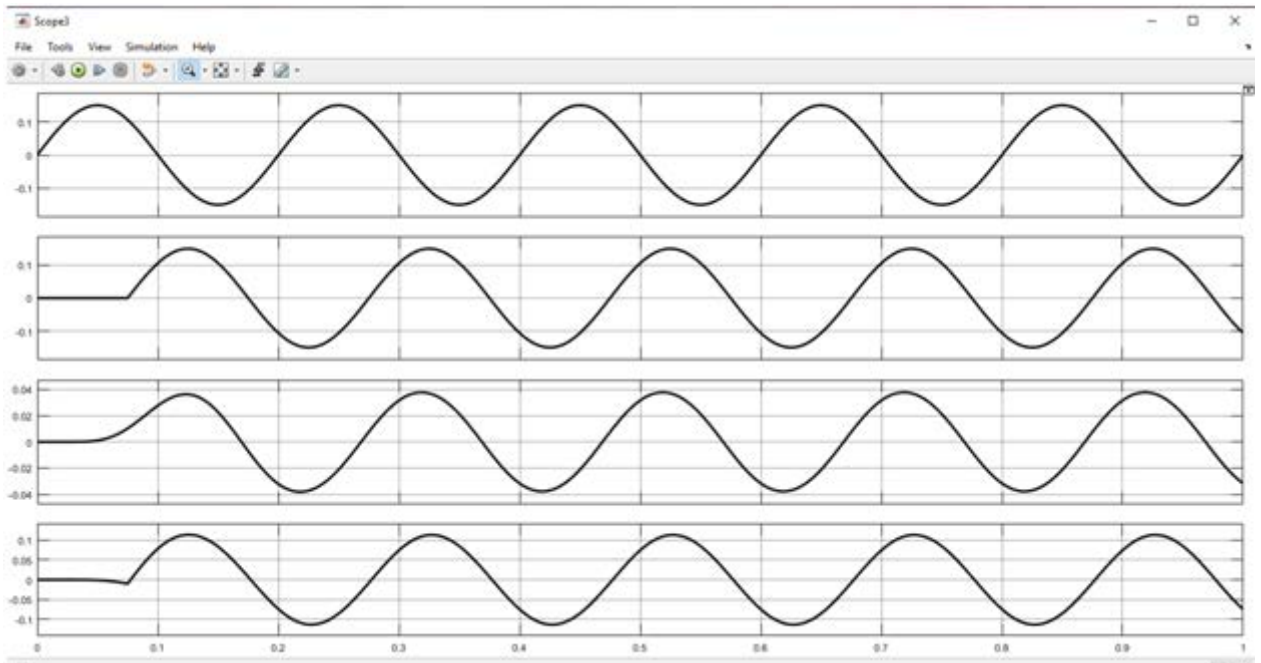


Рисунок 7.42 – Епюри напруги з входу приймального тракту сумарно-різницевого АМП, затриманий сигнал на вході приймального тракту сумарно-різницевого АМП, сигнал на виході приймального тракту сумарно-різницевого АМП, сигнал помилки.

Далі було змінено коефіцієнт підсилювача проміжної частоти одного з каналів приймального тракту сумарно-різницевого АМП до 10.

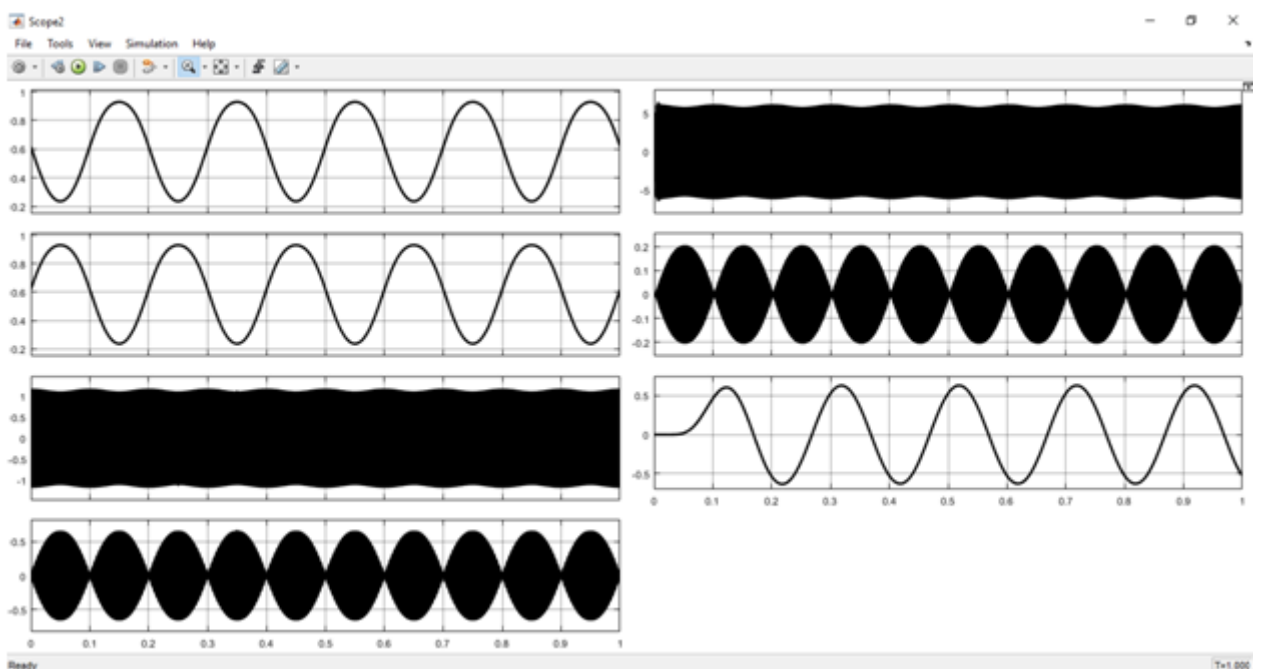


Рисунок 7.43 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМПП коли на вхід подали гармонійний сигнал та змінено коефіцієнт підсилення одного з підсилювачів проміжної частоти.

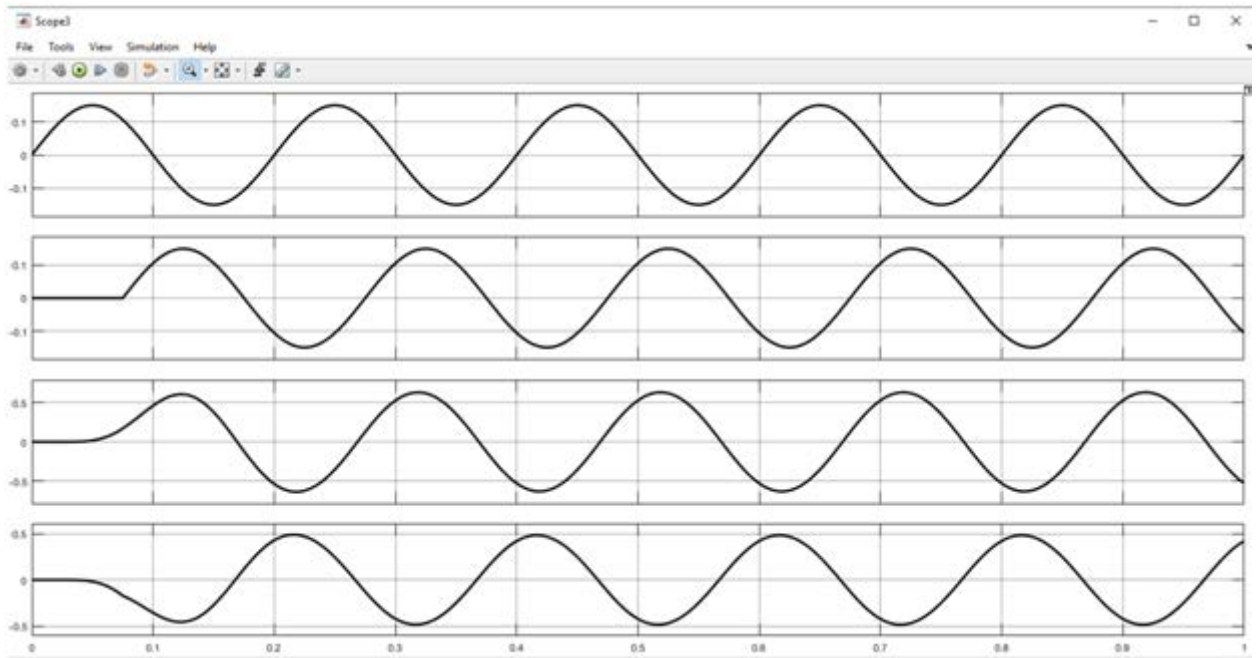


Рисунок 7.44 – Епюри напруги з входу приймального тракту сумарно-різницевого АМПП, затриманий сигнал на вході приймального тракту сумарно-різницевого АМПП, сигнал на виході приймального тракту сумарно-різницевого АМПП, сигнал помилки, коли коефіцієнт підсилювача проміжної частоти одного з каналів було змінено до 10.

Також було додано на вхід приймального тракту різницевого АМПП шум з нульовим математичним очікуванням та дисперсією 0.05, 0.1, 2.

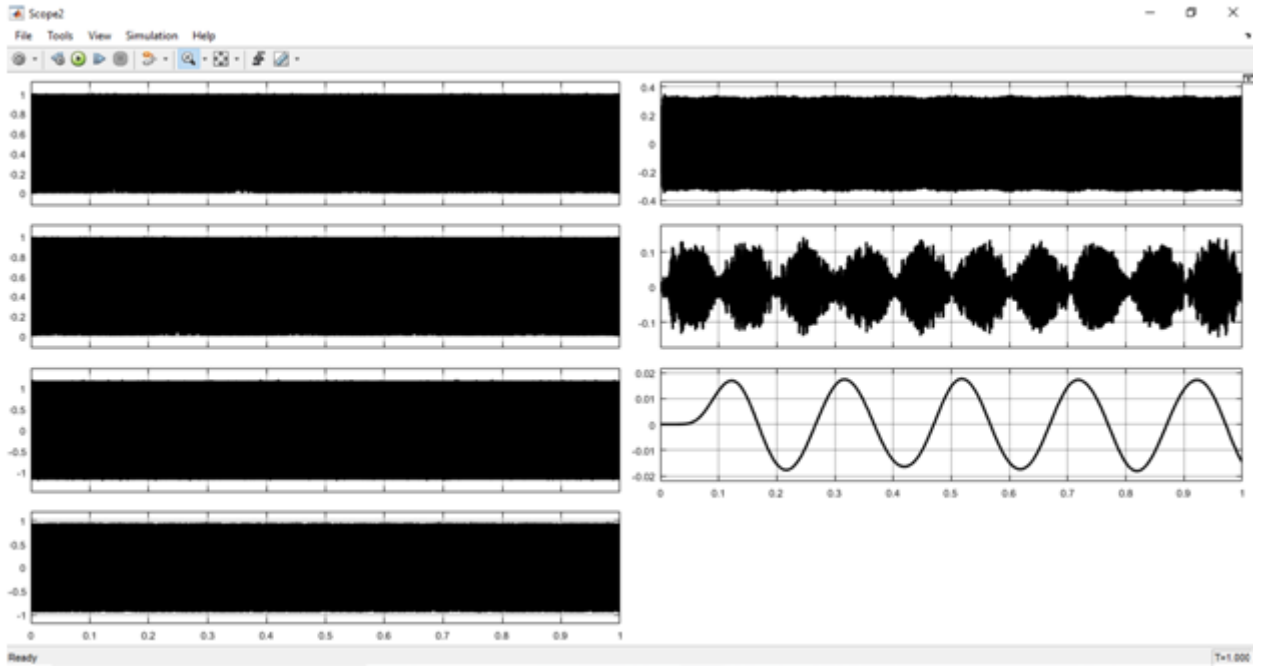


Рисунок 7.45 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМПП коли на вхід подали гармонійний сигнал з шумом дисперсія якого 0.05

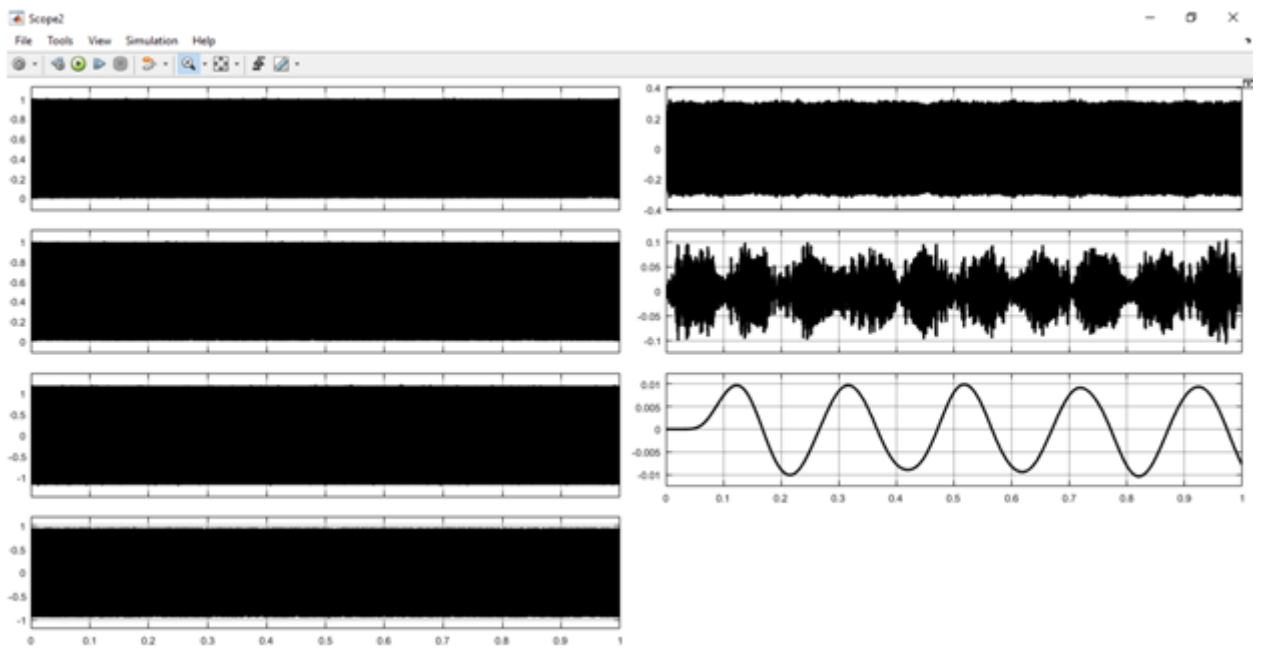


Рисунок 7.46 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМПП коли на вхід подали гармонійний сигнал з шумом дисперсія якого 0.1

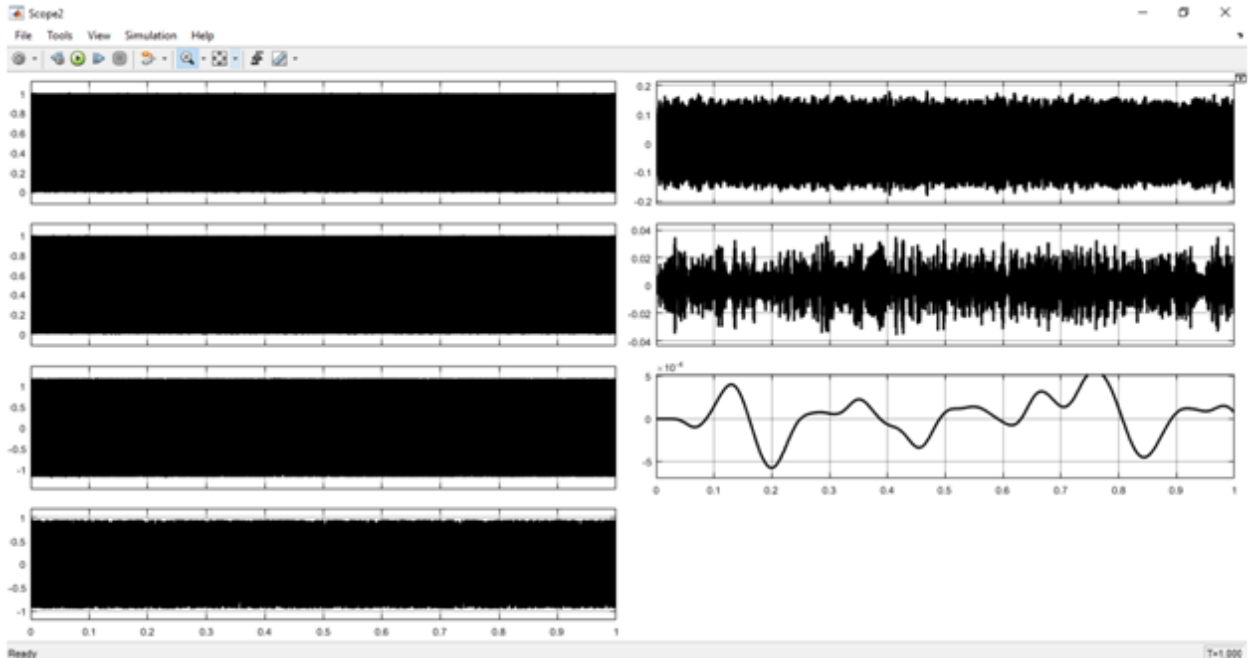


Рисунок 7.47 – Виходи блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМПП коли на вхід подали гармонійний сигнал з шумом дисперсія якого 2

На рисунках 7.27 – 7.29 бачимо, що залежно від зміни константи змінюється і значення на виході блоків приймального тракту різницевого АМПП. На рисунку 7.31 видно, що сигнал на виході приймального тракту різницевого АМПП затриманий відносно входу. На рисунках 7.32, 7.33 видно що коли змінили коефіцієнт підсилення, одного з каналів приймального тракту різницевого АМПП то змінився сигнал на вході віддільного пристрою, що стоїть на виході приймального тракту різницевого АМПП, та збільшилася помилка. На рисунках 7.38-7.40 бачимо, що залежно від зміни константи змінюється і значення на виході блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМПП. На рисунку 7.42 видно, що сигнал на виході блоків приймального тракту сумарно-різницевого АМПП має меншу затримку в часі, та меншу помилку ніж сигнал на виході блоків приймального тракту різницевого АМПП. На рисунках 7.43, 7.44 видно що коли змінили коефіцієнт підсилення, одного з каналів приймального тракту сумарно-різницевого АМПП то змінився сигнал на вході фазового детектору, що стоїть на виході приймального тракту сумарно-різницевого АМПП, та збільшилася помилка. Якщо поглянути на рисунки 7.34-7.36 та рисунки 7.45-7.47 помітно, що приймальний тракт сумарно-різницевого АМПП справляється краще, ніж приймальний тракт різницевого АМПП. При дисперсії шуму 0.05 і 0.1 сигнал на виході приймального тракту сумарно-різницевого АМПП не має спотворень ніж на виході приймального тракту різницевого АМПП, але при дисперсії 2 сигнал на обох системах був спотворений, це доказує, що приймальний тракт сумарно-різницевого АМПП працює краще.

8 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Метою виконання економічної частини дипломного проекту є розрахунок собівартості та економічної доцільності витрат на проведення науково-дослідницької роботи (НДР) «Оптимізація обробки випадкових сигналів в модуляційному радіометрі».

Собівартість – один з основних показників роботи, що визначають витрати відповідної кількості матеріальних, трудових і грошових ресурсів, необхідних для виробництва і реалізації продукції. Собівартість і плановий прибуток, податок на додану вартість є складовими елементами планових витрат на проведення НДР.

Необхідно розрахувати техніко-економічні показники з метою визначення оптимальних шляхів вирішення технічних питань під час допроектної підготовки та подальших робіт. Тому невід’ємною частиною інженерної освіти є формування знань і набуття практичних навичок в вирішенні таких питань: техніко-економічне порівняння варіантів проектних рішень; розрахунок собівартості на науково-дослідницькі роботи; розрахунок кошторису витрат на науково-дослідницькі роботи; розрахунки економічного ефекту внаслідок зменшення співробітників, які працюють над даною системою.

У даній роботі розглянуто два варіанти складу групи розробників:

- молодший науковий співробітник, старший науковий співробітник та науковий керівник.
- молодший науковий співробітник та науковий керівник;

Оскільки результатом даної роботи є інтелектуальна власність, характеризувати економічну діяльність можна лише за підсумками усіх витрат за час проведення науково-дослідницької діяльності.

Для проведення даної наукової роботи необхідно мати: робоче приміщення; робоче місце (стіл, стілець та інші меблі); оргтехніка; програмне забезпечення (OS Windows 7, Matlab R2014b, Microsoft Word 2016, CorelDraw 2017 – безкоштовно); канцелярія та розхідний матеріал.

1.1 Розрахунок собівартості виконання науково-дослідницької роботи (перший варіант)

Для поетапного виконання науково-дослідницької роботи необхідні кваліфіковані робітники.

До виконання наукової роботи залучені:

- молодший науковий співробітник (МНС);
- старший науковий співробітник (СНС);
- науковий керівник (НК).

За середню кількість робочих днів в 2020 році була прийнята кількість, що становить 21 робочий день. Виконавці, скороченні найменування (для

більш зручного відображення) та посадові оклади (за місяць та день представленні в таблиці 8.1.

Таблиця 8.1 – Склад наукових робітників проекту та заробітна плата

№	Посада	Скорочене найменування	Посадовий оклад, грн.	
			Місяць	День
1	Молодший науковий співробітник	МНС	6720	320
2	Старший науковий співробітник	СНС	10080	480
3	Науковий керівник	НК	11760	560

Етапи виконання роботи та результати визначення трудомісткості представленні в таблиці 8.2

Таблиця 8.2 – Етапи проектування та результати визначення трудомісткості

№ п/п	Етапи виконання роботи	Трудомісткість виконавці, чол-дні			Загальна трудомісткість чол/дні	Тривалість Т, дні
		МНС	СНС	НК		
1	Постановка задачі	-	1	2	3	2
2	Аналіз літератури та інтернет ресурсів	1	3	4	8	4
3	Рішення оптимізаційної задачі	2	4	6	12	6
4	Розробка схемного рішення	1	2	3	6	3
5	Проведення цифрового моделювання	2	4	4	10	4
6	Аналіз та перевірка отриманих даних	-	1	1	2	1
7	Оформлення звітної документації	1	1	2	4	2
Разом		7	16	22	45	22

Загальна тривалість виконання роботи, з урахуванням трудомісткості та кількості робітників які одночасно були зайняті на певному етапі роботи, складає 22 дні. Основна заробітна плата – це винагорода за виконану роботу відповідно до встановлених норм праці. Є дві форми заробітної плати. Перша – це заробітна плата за відпрацьований час. Друга – це заробітна плата за кількість виробленої продукції. В даному випадку усі працівники мають денну заробітну плату. Звідси основна заробітна плата розраховується як добуток денної тарифної ставки на кількість фактично відпрацьованих днів:

$$ЗП_{осн.} = L \cdot T, \quad (8.1)$$

де $ЗП_{осн.}$ – основна заробітна плата, грн;
 L – денна тарифна ставка, грн;
 T – фактично відпрацьований час, днів.

Будемо вважати величину основної заробітної плати як суму заробітних плат всіх учасників НДР.

$$ЗП_{осн.} = 320 \cdot 7 + 480 \cdot 16 + 560 \cdot 22 = 22240 \text{ грн.} \quad (8.2)$$

Додаткова заробітна плата, що відповідає 20% від основної, розраховується за формулою:

$$ЗП_{дод.} = ЗП_{осн.} \cdot K_{дод.}, \quad (8.3)$$

де $K_{дод.}$ – коефіцієнт додаткової заробітної плати.

$$ЗП_{дод.} = 22240 \cdot 0,2 = 4448 \text{ грн.} \quad (8.4)$$

Фактична заробітна плата складається з суми основної і додаткової:

$$\Phi ЗП = ЗП_{осн.} + ЗП_{дод.}, \quad (8.5)$$

$$\Phi ЗП = 22240 + 4448 = 26688 \text{ грн.} \quad (8.6)$$

Відрахування коштів здійснюється згідно закону, у 2020 році складає 22% від заробітної плати працівників. Єдиний соціальний внесок (ЄСВ) розраховується за формулою:

$$ЄСВ = \Phi ЗП \cdot K_{соц.}, \quad (8.7)$$

де $K_{соц.}$ – коефіцієнт соціальних відрахувань.

Отже, єдиний соціальний внесок становить

$$ЄСВ = 26688 \cdot 0,22 = 5871 \text{ грн.} \quad (8.8)$$

При виконанні НДР необхідні деякі програмне забезпечення (ПЗ) та обладнання які входять в вартість основних засобів (ОЗ). Деякі програмні продукти знаходяться в вільному доступі лише для навчання, але якщо

проект є комерційним, то необхідно придбати ліцензійну згоду на використання ПЗ.

Вартість ПЗ внесена до вартості комп'ютерного обладнання, так як при придбанні воно є встановленим. Вартість основних засобів та кількість приведені в таблиці 8.3.

Таблиця 8.3 – Основні засоби

№ п/п	Назва	Призначення	Кількість	Ціна, грн	Сума, грн
1	Робоче місце	Місце для роботи робітника	3	8000	24000
2	Принтер	Друк документації	1	6500	6500
3	Ноутбук	Для розробки документації та моделювання	3	12500	37500
Всього					68000

Вартість основних засобів, які не амортизуються приведені в таблиці 8.4.

Таблиця 8.4 – Вартість основних засобів, що не амортизується

№ п/п	Назва	Призначення	Кількість	Ціна	Сума
1	Роутер	Забезпечення доступу в мережу інтернет	1	500	500
Всього					500

Амортизація (амортизаційні відрахування) – це поступове втрата ресурсу працездатності нематеріальних активів і перенесення їх вартості на вартість виробу (інтелектуальна власність). Амортизаційних відрахувань (АМО) розраховується як:

$$АМО = \frac{ОЗ \cdot K_{амо.} \cdot D_{ндр.}}{D_{рік}}, \quad (8.9)$$

де $ОЗ$ – вартість основних засобів, грн;

$K_{амо.}$ – річна норма амортизації, %;

$D_{ндр.}$ – кількість днів проведення НДР, днів;

$D_{рік}$ – кількість робочих днів в році, днів.

Амортизації розраховується як добуток 25% від вартості основних засобів (ОЗ) та частки повної тривалості проведення НДР до кількості робочих днів в році. Кількість робочих днів на 2020 рік складає 250. У результаті маємо норму амортизації:

$$AMO = \frac{68000 \cdot 0,25 \cdot 22}{250} = 1496 \text{ грн.} \quad (8.10)$$

(8.11)

Процес науково дослідницької роботи не потребує додаткових витрат на експлуатацію і ремонт. Основні витрати це витрати на електроенергію. У 2019 році тариф на електроенергію складає 2,01 грн за 1 кВт. Кількість споживаної електроенергії за час проведення НДР приведені в таблиці 8.5.

Таблиця 8.5 – Кількість споживаної електроенергії за час проведення НДР

№ п/п	Назва	Витрати енергії, кВт/год.	Час роботи за день, годин	Час роботи, днів	Час роботи загальний, годин	Загальна кількість, кВт
1	Ноутбук	0,2	8	22	176	35,20
2	Освітлення	0,015	8	22	176	2,64
3	Принтер	0,8	1	7	7	5,60
4	Роутер	0,1	8	22	176	17,60
Всього						61,04

Кількість споживаної електроенергії за весь час здійснюється за формулою:

$$C_e = H_{\text{тариф}} \cdot K_{\Sigma}, \quad (8.12)$$

де $H_{\text{тариф}}$ – тариф вартості 1 кВт/год електроенергії, грн;

K_{Σ} – загальна кількість годин, кВт.

Розрахуємо ціну споживаної електроенергії за весь час:

$$C_e = 2,01 \cdot 61,04 = 122 \text{ грн.} \quad (8.13)$$

Витрати на матеріали та кількість приведені в таблиці 8.5.

Таблиця 8.5 – Витрати на матеріали

№ п/п	Назва	Кількість, шт.	Ціна за одиницю, грн.	Загальна ціна, грн.
1	Пачка паперу	1	150	150
2	Заправка для картриджу	1	100	100
3	Папка для документів	2	15	30
4	Канцелярія	3	30	90
5	USB флешка	1	275	275
Всього				645

Інші витрати (ІВ) звичайної діяльності відображаються інші витрати звичайної діяльності, які не знайшла відображення на інших субрахунках. До них можуть бути віднесені витрати на сплату послуг інтернет провайдеру, кур'єрські доставки, тощо. Розраховуються за формулою:

$$IB = ЗП_{осн.} \cdot \frac{30\%}{100\%}, \quad (8.14)$$

Інші витрати складають:

$$IB = 22240 \cdot \frac{30\%}{100\%} = 6672 \text{ грн.} \quad (8.15)$$

Собівартість – це сума усіх витрат, які мали місце під час розробки системи: витрати на електроенергію, амортизація обладнання, заробітна плата працівників, витрати на матеріали та інше.

Загальна собівартість розраховується за формулою:

$$ЗС = ЗП_{осн.} + ЗП_{дод.} + ЄСВ + АМО + С_e + ВМ + ІВ \quad (8.16)$$

Загальна собівартість становить:

$$ЗС = 22240 + 4448 + 5871 + 1496 + 122 + 645 + 6672 = 41494 \text{ грн.} \quad (8.17)$$

Результати розрахунку собівартості НДР приведені в таблиці 8.6.

Таблиця 8.6 – Розрахунок собівартості НДР

№ п/п	Назва витрати	Витрати, грн.	Примітка формула №
1	Основна заробітна плата	22240	(8.2)
2	Додаткова заробітна плата	4448	(8.4)
3	Єдиний соціальний внесок	5871	(8.8)
4	Амортизації	1496	(8.10)
5	Витрати на електроенергію	122	(8.12)
6	Витрати на матеріали	645	Таблиця 8.5
7	Інші витрати	6672	(8.14)
8	Собівартість	41494	(8.16)

Таким чином, собівартість розробки при першому варіанті становить 41494 грн.

1.2 Розрахунок собівартості виконання науково-дослідницької роботи (другий варіант)

У другому випадку до виконання наукової роботи залучені:

- молодший науковий співробітник (МНС);
- науковий керівник (НК).

За середню кількість робочих днів в 220 році була прийнята кількість, що становить 21 робочий день. Виконавці, скороченні найменування (для більш зручного відображення) та посадові оклади (за місяць та день) представленні в таблиці 8.7.

Таблиця 8.7 – Склад наукових робітників проекту та заробітна плата

№	Посада	Скорочене найменування	Посадовий оклад, грн.	
			Місяць	День
1	Молодший науковий співробітник	МНС	6720	320
2	Науковий керівник	НК	11760	560

Таблиця 8.8 – Етапи проектування та результати визначення трудомісткості

№ п/п	Етапи виконання роботи	Трудомісткість виконавці, чол-дні		Загальна трудомісткість чол/дні	Тривалість Т, дні
		МНС	НК		
1	Постановка задачі	-	3	3	3
2	Аналіз літератури та інтернет ресурсів	4	4	8	4
3	Рішення оптимізаційної задачі	5	7	12	7
4	Розробка схемного рішення	2	4	6	4
5	Проведення цифрового моделювання	5	5	10	5
6	Аналіз та перевірка отриманих даних	1	1	2	1
7	Оформлення звітної документації	2	2	4	2
Разом		19	26	45	26

Загальна тривалість виконання роботи складає 26 днів. Денна ставка МНС і МК приведена в таблиці 8.7. Розрахуємо основну заробітну плату за час виконання НДР за допомогою формули 8.1.

$$ЗП_{осн.} = 320 \cdot 19 + 560 \cdot 26 = 20640 \text{ грн.} \quad (8.18)$$

Додаткова заробітна плата:

$$ЗП_{дод.} = 20640 \cdot 0,2 = 4128 \text{ грн.} \quad (8.19)$$

Фактична заробітна плата складається з суми основної і додаткової:

$$\Phi ЗП = 20640 + 4128 = 24768 \text{ грн.} \quad (8.20)$$

Єдиний соціальний внесок:

$$ЄСВ = 24768 \cdot 0,22 = 5448 \text{ грн.} \quad (8.21)$$

Вартість основних засобів та кількість приведені в таблиці 8.9.

Таблиця 8.9 – Основні засоби

№ п/п	Назва	Призначення	Кількість	Ціна	Сума
1	Робоче місце	Місце для роботи робітника	2	8000	16000
2	Принтер	Друк документації	1	6500	6500
3	Ноутбук	Для розробки документації та моделювання	2	12500	25000
Всього					47500

Вартість основних засобів, які не амортизуються приведені в таблиці 8.10.

Таблиця 8.10 – Вартість основних засобів, що не амортизується

№ п/п	Назва	Призначення	Кількість	Ціна	Сума
1	Роутер	Забезпечення доступу в інтернет	1	500	500
Всього					500

Річна норма амортизації розраховується як добуток 25% від вартості основних засобів (ОЗ) та частки повної тривалості проведення НДР до кількості робочих днів в році. Кількість робочих днів на 2019 рік складає 250. Норму амортизаційних відрахувань (АМО) розраховується як:

$$АМО = \frac{47500 \cdot 0,25 \cdot 26}{250} = 1235 \text{ грн.} \quad (8.22)$$

Процес науково дослідницької роботи не потребує додаткових витрат на експлуатацію і ремонт. Основні витрати це витрати на електроенергію. У 2020 році тариф на електроенергію складає 2,01 грн за 1 кВт.

Кількість споживаної електроенергії за час проведення НДР приведені в таблиці 8.11.

Таблиця 8.11 – Кількість споживаної електроенергії за час проведення НДР

№ п/п	Назва	Витрати енергії, кВт/год.	Час роботи за день, годин	Час роботи, днів	Час роботи загальний, годин	Загальна кількість, кВт
1	Ноутбук	0,2	8	26	208	41,6
2	Освітлення	0,015	8	26	208	3,12
3	Принтер	0,8	1	7	7	5,6
4	Роутер	0,1	8	26	208	20,8
Всього						71,12

Розрахуємо ціну споживаної електроенергії за весь час:

$$C_e = 2,01 \cdot 71,12 = 142 \text{ грн.} \quad (8.23)$$

Таблиця 8.12 – Витрати на матеріали

№ п/п	Назва	Кількість, шт.	Ціна за одиницю, грн.	Загальна ціна, грн.
1	Пачка паперу	1	150	150
2	Заправка для картриджу	1	100	100
3	Папка для документів	2	15	30
4	Канцелярія	3	30	90
5	USB флешка	1	275	275
Всього				645

Інші витрати складають:

$$IB = 20640 \cdot \frac{30\%}{100\%} = 6192 \text{ грн.} \quad (8.24)$$

Загальна собівартість становить:

$$3C = 20640 + 4128 + 5448 + 1235 + 142 + 645 + 6192 = 38430 \text{ грн.} \quad (8.25)$$

Результати розрахунку собівартості НДР приведені в таблиці 8.13.

Таблиця 8.13 – Розрахунок собівартості НДР

№ п/п	Назва витрати	Витрати, грн.	Примітка формула №
1	Основна заробітна плата	20640	(8.17)
2	Додаткова заробітна плата	4128	(8.18)
3	Єдиний соціальний внесок	5448	(5.20)
4	Амортизації	1235	(5.21)
5	Витрати на електроенергію	142	(5.22)
6	Витрати на матеріали	645	Таблиця 5.12
7	Інші витрати	6192	(5.24)
8	Собівартість	38430	(5.25)

Загальна собівартість розробки у другому випадку становить 38430 грн. Різниця між цими двома випадками становить – 3064 грн.

В економічній частині було проведено розрахунок економічних показників для двох випадків. В першому випадку до складу груп входили молодший науковий співробітник, старший науковий співробітник та науковий керівник, в другому випадку – молодший науковий співробітник та науковий керівник.

Собівартість у першому випадку складає 41494 грн, що на 3064 грн. більше ніж у другому випадку, це зв'язано з тим, що перша група працювала в складі трьох осіб, а інша – двох осіб. У другому випадку час затрачений на НДР був більше на 4 днів ніж в першому випадку. Можна сказати, що якщо необхідно зменшити час затрачений на НДР потрібно збільшити кількість осіб, які працюють над проектом, але це в свою чергу збільшить собівартість.

Виходячи з вище приведених даних другий варіант більш економічно доцільний порівняно з першим.

ВИСНОВОК

Основною задачею магістерської роботи полягала в дослідженні та модуляції моноімпульсного пеленгатора. Для вирішення поставленої задачі було проведено аналіз існуючих пеленгаторів, їх порівняння та модуляцію.

Проведено ознайомлення з основними фізичними величинами радіотехнічних систем наведення, які пояснюють принцип на якому базується процес роботи пеленгатора. У першому та другому розділах описується самонаведення на малорухому та швидкорухому цілі. .

Розглянуто основні пеленгатори, які спрямовані на знаходження цілі шляхом енергії двигуна або іншої енергетичної установки на цілі. Проаналізовано переваги та недоліки використання даних пеленгаторів. На базі представленої інформації прийнято рішення, що кожен з представлених пеленгаторів мають свої переваги та недоліки перед своїми аналогами.

З отриманих результатів видно, що ні відмінність в посиленнях УПЧ, ні фазові зрушення не викликають в розглянутій системі появи заважаючої напруги. Ця обставина є перевагою амплітудно-фазової системи посилення і дозволяє пред'являти менш жорсткі вимоги до стабільності амплітудно і фазово-частотних характеристик підсилювачів проміжної частоти.

На базі даної моделі АМП в середі моделювання Simulink реалізовано імітаційне моделювання АМП для знаходження приймального тракту.

На основі результатів моделювання можна сказати, що залежно від зміни константи змінюється і значення на виході блоків приймального тракту різницевого АМП.

В економічній частині здійснено розрахунок собівартості та економ та економічної доцільності витрат на проведення науково-дослідницької роботи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Методи безпечної обробки інформації у багатопозиційних системах радіолокації / Центр навчальної літератури; Пархомей І., Козловський В., Гнатюк С., Рябий.- К., 2009.- 232 с.
2. Типугин В.Н., Вейцель В.А. Радиоуправление. — М.: Сов. радио, 1962. — 753 с.
3. Путьятин Н.Н. Радиоуправление моделями: Уч. пособ.- Москва: Энергия, 1976. — 456 с.
4. Проскурин А.А. Модульная аппаратура радиоуправления: Уч. пособ.- Москва: ДОСААФ, 1988. — 704 с.
5. Логинов В.Н. Радиотелеуправление: Уч. пособ.- Москва-Ленинград: Госэнергоиздат, 1950. — 442 с.
6. Николаев А. Г., Перцов С. В. Радиотеплолокация. – М.: Сов. радио, 1964. – 336 с.
7. Миль Г. Электронное дистанционное управление моделями: Уч. пособ.- Москва: ДОСААФ, 1980. — 445 с.
8. Авилов М.Н. Модели ракет (проектирование и полет): Уч. пособ.- Москва: ДОСААФ, 1968. — 558 с.
9. Dicke R. H. The measurement of thermal radiation at microwave frequencies // Review of Scientific Instruments. – 1946. – Vol. 17. - P. 268-275.