Міністерство освіти і науки України Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

В. М. Васильєв

Радіонавігаційні системи

Підручник

Затверджено Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського як підручник для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю «Електронні комунікації та радіотехніка»

> Київ КПІ ім. Ігоря Сікорського 2023

	Гриф надано Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 5 від 01.05.2023 р.)
Рецензенти:	В. А. Романюк, д-р техн. наук, проф., Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації імені Героїв Крут
	А. Г.Сорочан, д-р техн. наук, доц., Національний авіційний університет
Відповідальний редактор	С. Я. Жук, д-р техн. наук, проф., Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Васильєв В. М.

Радіонавігаційні системи : підручник / В. М. Васильєв. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2023. – 338 с. ISBN

Викладено основи теорії радіонавігації, методи радіокутометрії, радіодалекометрії, різницево-далекомірний метод радіовимірювань, а також радіотехнічні методи вимірювання радіальних і кутових швидкостей. Розглянуто застосування радіотехнічних методів і засобів для рішення навігаційних задач, а також радіонавігаційні системи, що експлуатуються, а саме: радіомаячні та радіопеленгаційні системи, радіонавігаційні системи ближньої навігації VOR, DVOR, DME, РСБН, радіомаячні системи інструментальної посадки ILS тощо. В окремому розділі розглядається супутникова радіонавігація, зокрема супутникові методи радіонавігації, глобальні супутникові радіонавігаційні системи, а також забезпечення таких систем.

Підручник призначений для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка», буде також корисним для інших технічних спеціальностей при вивченні радіонавігаційних систем та їх застосувань.

УДК 621.37

© В. М. Васильєв, 2023

© КПІ ім. Ігоря Сікорського (РТФ), 2023

ISBN

3MICT

Вступ	8
Розділ 1. Загальні відомості про радіонавігаційні системи	. 11
1.1. Загальні відомості з теорії навігації	11
1.1.1. Навігаційні елементи руху	. 11
1.1.2. Системи координат, що використовуються для вирішення	
навігаційних задач	.17
1.1.3. Поверхні і лінії положення	21
1.1.4. Методи визначення місцеположення об'єктів	. 26
1.2. Загальні відомості про радіотехнічні методи та засоби навігації	. 27
1.2.1. Фізичні основи радіотехнічних методів навігації	. 27
1.2.2. Класифікація радіонавігаційних систем	. 30
1.2.3. Засоби радіотехнічного забезпечення польотів	. 32
1.2.4. Узагальнена структурна схема РНС	. 33
1.2.5. Основні тактико-технічні характеристики РНС	. 35
Контрольні запитання	. 41
Розділ 2. Методи радіокутометрії	43
2.1. Кутомірні радіотехнічні системи. Фізичні основи радіокутометрії	. 43
2.1.1. Типи кутомірних радіотехнічних систем	43
2.1.2. Фізичні основи радіокутометрії	. 44
2.2. Фазовий метод радіокутометрії	. 48
2.2.1. Визначення пеленга	. 48
2.2.2. Принципи побудови фазових кутомірний систем	51
2.2.2.1. Фазові радіопеленгатори з безпосереднім вимірюванням	
різниці фаз	51
2.2.2.2. Фазові радіопеленгатори з використанням ефекту Доплера	54
2.3. Амплітудний метод радіокутометрії	. 59
2.3.1. Амплітудна пеленгація за мінімумом сигналу	61
2.3.2. Амплітудна пеленгація за максимумом сигналу	. 63
2.3.3. Амплітудна пеленгація рівносигнальним методом	. 66
2.3.4. Амплітудна пеленгація з «опорним нулем»	. 70
Контрольні запитання	. 72
Розділ З. Методи радіодалекометрії	.74
3.1. Фазовий метод радіодалекометрії	, 74
3.1.1. Фазовий далекомірний метод в системі з однонаправленим	
радіоканалом	75

3.1.2. Фазовий далекомірний метод в системі з ретрансляцією сигналу	. 78
3.2. Частотний метод радіодалекометрії	. 80
3.2.1. Частотна модуляція	. 80
3.2.2. Радіовисотомір з частотною модуляцією	. 85
3.3. Часовий метод радіодалекометріі	. 87
3.3.1. Радіодалекомір за відбитим сигналом	. 87
3.3.2. Радіодалекомір з ретрансляцією сигналів	. 89
3.3.3. Точність імпульсної радіодалекометрії	. 91
3.3.4. Імпульсний радіовисотомір	. 91
Контрольні запитання	. 95
Розділ 4. Різницево-далекомірні методи радіовимірювань	. 96
4.1. Фазовий різницево-далекомірний метод	. 97
4.1.1. Різницево-далекомірний фазовий метод з вимірами на несучій	
частоті	. 97
4.1.2. Фазова різницево-далекомірна РНС з частотним поділом каналів	100
4.1.3. Фазова різницево-далекомірна РНС з часовим поділом каналів	104
4.2. Імпульсний та імпульсно-фазовий різницево-далекомірний методи	109
4.2.1. Імпульсний різницево-далекомірний метод	109
4.2.2. Імпульсно-фазовий різницево-далекомірний метод	112
Контрольні запитання	114
Розділ 5. Радіотехнічні методи вимірювання швидкості і кута зносу	116
5.1. Доплерівський метод вимірювання шляхової швидкості і кута зносу	116
5.1.1. Однопроменева система визначення швидкості і кута зносу	116
5.1.2. Двопроменева система визначення швидкості і кута зносу	121
5.1.3. Трьохпроменева система визначення швидкості і кута зносу	125
5.1.4. Чотирьохпроменева система визначення швидкості і кута зносу	126
5.2. Кореляційний метод вимірювання шляхової швидкості	130
5.3. Доплерівський метод вимірювання кутової швидкості	134
Контрольні запитання	137
Розділ 6. Застосування радіотехнічних методів і засобів для вирішення	
навігаційних задач	138
6.1. Позиціонування об'єктів, оцінка точності	138
6.1.1. Основні навігаційні задачі	138
6.1.2. Точність визначення поверхонь і ліній положення	138
6.1.3. Оцінка точності визначення місцеположення об'єкта	141
6.2. Визначення положення об'єктів з використанням різних РНС	146
6.2.1. Визначення місцеположення за двома радіодалекомірами	146

6.2.2. Визначення місцеположення за двома радіокутомірами	148
6.2.3. Визначення місцеположення за даними різницево-далекомірної	
РНС з трьох станцій	150
6.2.4. Визначення місцеположення за даними кутомірно-далекомірної	
PHC	151
6.3. Навігація з застосування радіонавігаційних систем	152
6.3.1. Виведення об'єкта в задану точку	152
6.3.2. Політ за лінією положення	153
6.3.3. Політ за довільним маршрутом	155
6.3.4. Метод числення шляху	157
6.3.5. Комплексні системи навігації	158
Контрольні запитання	159
Розділ 7. Радіомаячні та радіопеленгаційні системи	160
7.1. Ненаправлені радіомаяки	160
7.1.1. Призначення ненаправлених радіомаяків, їх види	160
7.1.2. Структура та функції привідної радіостанції	165
7.1.3. Принцип роботи привідної радіостанції	168
7.1.3.1. Принцип визначення курсового кута радіостанції	168
7.1.3.2. Принцип роботи автоматичного радіокомпаса	171
7.2. Автоматичні радіопеленгатори	177
7.2.1. Призначення радіопеленгаторів та їх функції	177
7.2.2. Принцип роботи автоматичного радіопеленгатора	179
7.2.3. Структура автоматичного радіопеленгатора	183
7.2.4. Антенна система радіопеленгатора	184
7.2.5. Основні тактико-технічні дані радіопеленгаторів	185
7.2.6. Протокол передачі даних радіопеленгаторів	187
Контрольні запитання	190
Розділ 8. Радіонавігаційні системи ближньої навігації	191
8.1. Всебічно направлений азимутальний радіомаяк VOR	191
8.1.1. Призначення радіонавігаційної системи VOR, принцип роботи	. 191
8.1.2. Фізичні основи роботи системи VOR	194
8.1.3. Структура радіомаяка VOR	196
8.1.4. Функціональний опис передавача VOR	199
8.1.5. Антенна система радіомаяка VOR	202
8.1.6. Бортове обладнання системи VOR	205
8.2. Доплерівський всебічно направлений азимутальний радіомаяк DVOR	.206
8.2.1. Призначення радіонавігаційної системи DVOR, принци роботи	. 206

8.2.2. Фізичні основи роботи системи DVOR	. 209
8.2.3. Структура радіомаяка DVOR	. 212
8.2.4. Функціональний опис передавача радіомаяка DVOR	. 213
8.2.5. Антенна система радіомаяка DVOR	. 215
8.2.6. Бортове обладнання системи DVOR	. 215
8.3. Далекомірний радіомаяк DME	. 216
8.3.1. Призначення далекомірного радіомаяка DME, принцип роботи.	. 216
8.3.2. Функціонування далекомірного каналу	. 220
8.3.3. Структура радіомаяка DME	. 222
8.3.4. Схема приймача-відповідача радіомаяка DME	. 226
8.3.5. Передавач радіомаяка DME	. 228
8.3.6. Антенна система радіомаяка DME	. 229
8.3.7. Підсистема моніторингу та контролю радіомаяка DME	. 231
8.3.8. Бортове обладнання системи DME	. 231
8.4. Кутомірно-далекомірна радіонавігаційна система ближньої	
навігації РСБН	. 233
8.4.1. Призначення системи РСБН, особливості функціонування	. 233
8.4.2. Вимірювання на літаку дальності до наземного радіомаяка	. 234
8.4.3. Вимірювання на літаку азимуту	. 236
8.4.4. Вимірювання на землі азимуту і дальності до літака	. 238
Контрольні запитання	. 242
Розділ 9. Радіотехнічні системи посадки	. 243
9.1. Радіотехнічне забезпечення систем посадки	. 243
9.1.1. Призначення та організація систем посадки	. 243
9.1.2. Принципи роботи радіотехнічного обладнання системи посадки	ĺ
амплітудного типу	. 247
9.2. Радіомаячна система інструментальної посадки ILS	. 251
9.2.1. Обладнання системи ILS та принцип роботи	. 251
9.2.2. Прийом та обробка сигналів курсо-глісадної системи на борту	. 254
9.2.3. Структурна схема та принцип дії курсового та глісадного	
радіомаяків	255
9.3. Імпульсний та доплерівський методи курсо-глісадних систем посадки.	264
9.3.1. Імпульсний метод виміру кутового положення	. 264
9.3.2. Доплерівський метод виміру кутового положення	. 266
Контрольні запитання	. 269
Розділ 10. Супутникова радіонавігація	. 270
10.1. Супутникові методи радіонавігації	. 270

10.1.1. Роль супутникових систем в сучасній навігації	270
10.1.2. Глобальні навігаційні супутникові системи GNSS	271
10.1.3. Рух навігаційних супутників	277
10.1.4. Системи координат супутникової навігації	280
10.1.5. Зони видимості	283
10.1.6. Псевдодалекомірний метод вимірювання координат об'єктів	284
10.1.7. Загальні принципи функціонування СРНС	286
10.1.7.1. Поширення ефемеридної інформації	287
10.1.7.2. Інформація, що передається зі супутника	288
10.1.7.3. Формування на супутнику послідовності імпульсів	288
10.1.7.4. Процес отримання супутникової інформації	290
10.1.8. Кодування навігаційних повідомлень. Протокол NMEA	291
10.2. Супутникові системи радіонавігації	294
10.2.1. Характеристика СРНС	295
10.2.2. Передавання інформаційних сигналів	298
10.2.3. Інтерфейси між навігаційними супутниками і апаратурою	
споживачів	301
10.2.4. Формування інформаційних сигналів	304
10.2.5. Формат і зміст навігаційних даних	310
10.3. Забезпечення супутникової радіонавігації	314
10.3.1. Супутникові навігаційні приймачі	314
10.3.2. Визначення координат навігаційним приймачем	319
10.3.3. Фактори, що впливають на точність супутникової навігації	324
10.3.4. Функціональні доповнення СРНС	328
10.3.5. Характеристика бортових пристроїв прийому даних СРНС	332
Контрольні запитання	335
Список літератури	336

Авіація, космонавтика, морське і річкове судноплавство багато в чому залежать від точності і надійності вирішення задач навігації. Сучасні радіонавігаційні системи (PHC) мають високу точність і велику дальність дії. Особливе місце займають супутникові радіонавігаційні системи (СРНС).

Навігація в загальному сенсі – це процес керування деяким рухомим об'єктом в певному просторі. Навігація складається з двох основних частин: теоретичне обґрунтування і практичне застосування методів керування об'єктом; маршрутизація і вибір оптимального шляху переміщення об'єкта в просторі. Тому під навігацією розуміється також наука (прикладна) про методи та засоби отримання інформації про положення і рух об'єктів та про методи і засоби їх переведення з однієї точки простору в іншу за обумовленими траєкторіями у встановлений час.

Радіонавігація визначається як наука про радіотехнічні методи і засоби отримання інформації про положення і рух об'єктів, а також про радіотехнічні методи і засоби проведення об'єкта з однієї точки простору в іншу.

Радіонавігаційними системами називаються комплекси радіотехнічних засобів вилучення інформації про місцеположення об'єктів на основі випромінювання, прийому та обробки радіосигналів. Радіонавігаційні системи є найбільш універсальними джерелами інформації про поточні координати та швидкість об'єктів.

За місцем розташування технічні засоби навігаційних систем діляться на бортові, що знаходяться на рухомих об'єктах, і наземні (або супутникові). За характером використання навігаційні системи поділяються на автономні і неавтономні.

Супутникова радіонавігація визначає якісно новий рівень навігаційного забезпечення наземних, морських, повітряних та космічних споживачів. Важливими перевагами сучасних супутникових радіонавігаційних систем є глобальність робочої зони, необмежена пропускна спроможність, скритність, живучість, висока точність та безперервність вимірів.

Особлива роль СРНС відводиться у навігації, управлінні та контролі авіаційних, морських та наземних транспортних засобів, оскільки в цих сферах СРНС стають найбільшими системами масового обслуговування, що стосуються життєзабезпечення.

Що стосується авіації, то основу інформаційного забезпечення пілотажнонавігаційних комплексів сучасних літальних апаратів (ЛА) становить

8

радіоелектронне обладнання, що представляє собою набір радіотехнічних систем різного призначення. Таке обладнання дає можливість визначати поточні навігаційні параметри польоту: місцеположення, курс, швидкість, висоту та ін.; здійснювати радіозв'язок екіпажу з диспетчерськими службами управління повітряним рухом, з екіпажами інших об'єктів; забезпечувати функціонування систем попередження зіткнень.

Різноманітність навігаційних завдань, що виконуються, призводить до досить великого розмаїття видів радіотехнічних засобів, які взаємодіють між собою і розміщуються як на борту рухомого об'єкта, так і поза бортом. Більшість радіотехнічних засобів навігації у загальному вигляді є технічною реалізацією класичних методів передачі, вилучення та перетворення інформації, що використовуються в радіозв'язку, радіонавігації, радіокеруванні тощо.

Стратегією міжнародної організації цивільної авіації (ІСАО) щодо впровадження систем зв'язку, навігації, спостереження та організації повітряного руху (CNS/ATM) передбачається перехід від традиційних навігаційних систем до супутникових радіонавігаційних систем (СРНС). При цьому передбачається використання СРНС не тільки з метою навігації, але й для спостереження за повітряним простором під час керування повітряним рухом, що пов'язано з розвитком та впровадженням систем автоматичного залежного спостереження (ADS – Automatic Dependent Surveillance).

У даному підручнику «Радіонавігаційні системи» досить докладно розглядаються основні методи радіонавігаційних вимірювань та приклади їх технічної реалізації, а також дається опис принципів побудови та функціонування сучасних радіонавігаційних систем, що експлуатуються.

В підручнику спочатку викладаються фізичні основи радіотехнічних методів навігації – кутомірних, далекомірних, різницево-далекомірних, а також методів вимірювання радіальних і кутових швидкостей. При цьому в залежності від типу вимірюваного параметра радіосигналу розглядаються фазові, амплітудні, частотні, часові та інші методи.

Далі розглядаються принципи побудови і функціонування конкретних радіонавігаційних засобів ближньої навігації і систем посадки: радіомаячні системи (привідні радіостанції); пеленгаційні системи; системи ближньої навігації VOR, DVOR, DME, PCБH; система інструментальної посадки ILS. Особлива увага приділяється супутниковим системам радіонавігації.

Підручник написано у відповідності до робочої програми навчальної дисципліни «Радіонавігаційні системи» (цикл професійної підготовки)

9

навчального плану підготовки бакалаврів за освітньою програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи» спеціальності 172 «Електроні комунікації та радіотехніка».

Його метою є надання студентам знань з основ теорії навігації, методів та засобів радіонавігації, принципів роботи радіонавігаційних систем, систем посадки літаків, а також знань з основ теорії та практики використання супутникових радіонавігаційних систем. Це дає необхідну базу знань з застосування радіотехнічних систем для вирішення задач навігації, експлуатації радіонавігаційних систем а також їх дослідження та конструювання.

Вміст підручника складається з 10 розділів, в яких розглядаються основи теорії навігації (перший розділ); методи визначення навігаційних параметрів радіотехнічними засобами (розділи 2-5): радіокутометрія, радіодалекометрія, різницево-далекомірні методи, радіотехнічні методи вимірювання радіальних і кутових швидкостей; застосування радіотехнічних засобів та системи для вирішення навігаційних задач (розділ 6); сучасні радіонавігаційні системи та їх характеристики (розділи 7-9): радіомаячні системи, пеленгаційні системи, ближньої навігації. системи системи посадки, a також супутникові радіонавігаційні системи (розділ 10).

Автор щиро вдячний рецензентам доктору технічних наук Романюку Валерію Антоновичу та доктору технічних наук Сорочану Анатолію Григоровичу за критичні зауваження і поради щодо покращення матеріалу підручника.

Розділ 1. Загальні відомості про радіонавігаційні системи

1.1. Загальні відомості з теорії навігації

Основними завданнями навігації є:

 забезпечення точного переміщення рухомого об'єкта за заданою траєкторією;

– точний вивід рухомого об'єкту в заданий пункт в призначений час найкращим для даних умов способом.

Для вирішення цих завдань в першу чергу необхідно визначити поточні координати місцеположення об'єкта та його висоту в певній системі координат, а також необхідно знати параметри руху даного об'єкта і інших об'єктів, що його оточують (швидкість, прискорення, кутові координати об'єктів і їх похідні), та визначити необхідні значення додаткових параметрів руху, що забезпечують виведення об'єкта в заданий пункт в призначений час з необхідним рівнем безпеки переміщення.

Сукупність параметрів, що характеризують координати рухомого об'єкта і їх похідні за часом, називають параметрами руху. Ці параметри вимірюються в процесі навігації рухомих об'єктів.

Розрізняють двомірну 2D, тривимірну 3D і чотиривимірну 4D навігацію.

Для двомірної навігації 2D характерним є завдання і витримування тільки маршруту польоту.

У тривимірної навігації 3D додається завдання і контроль профілю польоту.

Для чотиривимірної навігації 4D необхідним є жорстка «прив'язка» маршруту до часу і контроль поточного часу проходження точок маршруту.

1.1.1. Навігаційні елементи руху

Параметри, що визначають положення об'єкта в просторі (координати) і його рух (напрямок переміщення, швидкість), називаються навігаційними елементами руху, або навігаційними параметрами.

Для літальних апаратів (ЛА) основними навігаційними елементами є:

- місцеположення;
- висота;
- курс;
- курсовий кут орієнтиру;
- пеленг;

- повітряна швидкість;

- шляхова швидкість;

- шляховий кут;
- кут зносу;

- час руху.

Курс – кут в горизонтальній площині між північним напрямком меридіана, що проходить через центр маси ЛА, і проекцією поздовжньої осі ЛА. Курс відраховується за годинниковою стрілкою від північного напрямку.

Розрізняють такі різновиди курсу (рис. 1.1):

– **істинний курс** (ІК), що відраховується від північного напрямку географічного меридіана *N_i*;

– магнітний курс (МК), що відраховується від північного напрямку магнітного меридіана $N_{\rm M}$;

– компасний курс (КК), що відраховується від північного напрямку N_{κ} , на якій вказує магнітний компас літака.



Рис. 1.1. Різновиди курсу

Магнітне схилення ΔM – різниця між істинним і магнітним курсом, викликана розбіжністю географічного і магнітного полюсів Землі

$$IK = MK \pm \Delta M \; .$$

Девіація компаса ΔK – різниця між магнітним і компасним курсом, являє собою похибку в показаннях магнітного компаса, викликану спотворенням магнітного поля Землі через вплив феромагнітних матеріалів, а також через інструментальну похибку компаса

$$MK = KK \pm \Delta K; \ IK = KK \pm \Delta M \pm \Delta K.$$

Курсовий кут орієнтиру (курсовий кут радіостанції – *ККР*) – кут між проекцією поздовжньої осі ЛА на горизонтальну площину і напрямком на орієнтир (рис. 1.2).

У радіонавігації визначають напрямок на радіоорієнтир (радіостанцію, радіомаяк, радіонавігаційну точку – РНТ).



Рис. 1.2. Пеленг радіоорієнтира та пеленг літака

Пеленг (азимут) **радіоорієнтира** (*ПР*) щодо ЛА – кут в горизонтальній площині між північним напрямком меридіана центру маси ЛА і напрямком на радіоорієнтир.

Розрізняють істинний пеленг радіоорієнтира (ІПР) і магнітний пеленг (МПР)

$$I\Pi P = M\Pi P \pm \Delta M = MK \pm \Delta M + KKP = IK + KKP.$$

Пеленг літака (ПЛ) щодо радіоорієнтира – кут в горизонтальній площині між північним напрямком меридіана, що проходить через наземну РНТ, і напрямком на літак. Розрізняють істинний пеленг літака (ППЛ) і магнітний (МПЛ)

 $IIIЛ = IIIP \pm 180^{\circ} \pm \delta$, де δ – кут сходження меридіанів.

Ортодромічний курс (ОК) – використовується при польоті ЛА за найкоротшою лінією між двома точками на земній кулі – **ортодромії** (рис. 1.3).

Ортодромічний курс відраховується від північного напрямку умовно обраного (опорного) меридіана, за напрямком якого встановлюється нульова точка шкали відліку курсу.



Рис. 1.3. Ортодромічний курс

Кут між напрямком опорного меридіана $P_{\rm OM}$ і напрямком меридіана місця літака $P_{\rm MC}$ – кут сходження меридіанів δ. Цей кут вважається позитивним, якщо $P_{\rm MC}$ розгорнуто за годинниковою стрілкою щодо $P_{\rm OM}$ (на рис. 1.3 кут б негативний). Якщо перенести напрямок $P_{\rm OM}$ в точку місцеположення літака MC, то

$$OK = IK \pm \delta$$
.

Кут сходження меридіанів на невеликих ділянках шляху (до 500...600 км) наближено оцінюється за формулою

$$\delta = (\lambda_{\rm om} - \lambda_{\rm mc}) \sin \varphi,$$

де λ_{ом} і λ_{мс} – відповідно довгота (географічна чи геосферична) опорного меридіана і довгота місця літака; φ – широта.

На маршрутах великої довжини б визначається за більш складними формулами сферичної тригонометрії.

Висота польоту *H* – відстань між ЛА і земною поверхнею, виміряна за вертикаллю. Залежно від навігаційних завдань і етапу польоту використовуються різні визначення висоти польоту (рис. 1.4):

-абсолютна H_{abc} ;

- істинна H_{ict} ;

- відносна $H_{\text{від}}$;

– умовна барометрична $H_{\text{бар}}$.

Швидкість польоту – характеризується повітряною, шляховою і вертикальною швидкістю.

Індикаторна (приладова, аеродинамічна) **швидкість** V_{ind} – повітряна швидкість, виміряна тільки зі швидкісного напору повітря.



Рис. 1.4. Різновиди висоти

Тарування покажчика швидкості здійснюється для умов «стандартної атмосфери», тобто при польоті на рівні моря при стандартній температурі $t = +15 \,^{\circ}\text{C}$ і тиску повітря 760 мм рт.ст. Тільки за цих умов індикаторна швидкість дорівнює істинній повітряній швидкості ($V_{\text{ind}} = V$).

Істинна повітряна швидкість *V* вимірюється аеродинамічним покажчиком швидкості, принцип роботи якого заснований на вимірюванні аеродинамічного тиску зустрічного потоку повітря, і визначається за формулою

$$V = \sqrt{\frac{2(\rho_{\Pi OBH} - \rho_{cT})}{\rho_{cT}}} gcT_H,$$

де $\rho_{\text{повн}}$ – повний тиск; $\rho_{\text{ст}}$ – статичний тиск; g – прискорення вільного падіння (9,8 м/c²); c = 29,37 м/град; T_H – абсолютна температура на висоті польоту H.

Істинну повітряну швидкість можна визначити за індикаторною швидкістю за формулою

$$V = V_{ind} \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho}} k_c,$$

де ρ_0 – щільність повітря на рівні моря за умови «стандартної атмосфери»; ρ – щільність повітря на заданій висоті; k_c – коефіцієнт, що враховує стисливість повітря.

Число М (Maxa) – відношення істинної повітряної швидкості до швидкості звуку.

Шляхова швидкість W – швидкість польоту відносно земної поверхні.

На рис 1.5 наведено так званий навігаційний трикутник швидкостей, що використовується в навігаційних розрахунках.



Рис. 1.5. Навігаційний трикутник швидкостей

 K — курс;
 W = V colored

 ШК — шляховий кут;
 <math>sin K3 =

 HB — навігаційний вітер;
 ШK = K

 KKB — курсовий кут вітру;
 KB = HI

 KB — кут вітру;
 KKB = HI

 MII — лінія шляху;
 KKB = K

 U — вітер.
 KI

 $W = V \cos K3 + U \cos KB;$ $\sin K3 = (U \sin KB)/V;$ $IIIK = K + (\pm K3);$ KB = HB - IIIK;KKB = HB - K.

1.1.2. Системи координат, що використовуються для вирішення навігаційних задач

Місцеположення об'єкта (*MO*) визначається координатами у якійсь системі геоцентричних координат (географічній, геосферичній, ортодромічній, декартовій), наприклад, широтою, довготою, висотою, лінійними координатами, а також координатами у горизонтальних системах координат – прямокутній декартовій, або полярній, сферичній. Місце об'єкта (*M*) визначається як проекція центра об'єкта на земну поверхню.

Для математичного опису траєкторій руху об'єкта відносно наземних радіонавігаційних систем і поверхні земної кулі при вирішенні задач радіонавігації зазвичай використовується геоцентрична координатна система у вигляді трьох її варіантів: **географічної, геосферичної** та **ортодромічної.**

Ці системи координат забезпечують визначення положень літаків і траєкторій їх руху при польоті на будь-які відстані поблизу земної поверхні і в навколоземному просторі.

За геометричне тіло, близьке до істинної формі Землі, прийнятий **геоїд** – геометричне тіло, обмежене умовною поверхнею, яка є продовженням поверхні океанів в їх спокійному стані.

Для спрощення обчислень геоїд замінюють еліпсоїдом обертання, який має правильну геометричну форму і незначно відрізняється від геоїда. Якщо в якості моделі, що характеризує форму Землі, прийнятий еліпсоїд обертання (референц-еліпсоїд Ф.Н. Красовского), то використовується географічна (геодезична) система координат (рис. 1.6). Координати об'єкта в цій системі визначаються географічною довготою λ і географічною широтою φ. Довгота λ – кут, укладений між площинами початкового (за Гринвічем) меридіана і меридіана точки M, а широта ϕ – кут між нормаллю до поверхні еліпсоїда в даній точці і екваторіальною площиною. В цієї моделі а – велика піввісь a = 6378245 M, b - bпіввісь $b = 6356863 \,\mathrm{M}$ мала полярне стиснення c = (a-b) / a = 0,0335.

Геосферична система координат ґрунтується на сферичній моделі форми Землі з радіусом r (рис. 1.7). Геосферична довгота λ_c збігається з географічною, а геосферична широта φ_c відрізняється від географічної на кут $\Delta \varphi$ між напрямком до центру Землі і нормаллю до її поверхні. Перехід від сферичних координат λ_c , φ_c , r до прямокутних геоцентричних координат x, y, zздійснюється з використанням виразів:

 $x = r \cos \varphi_{c} \cos \lambda_{c}; \quad y = r \cos \varphi_{c} \sin \lambda_{c}; \quad z = r \sin \varphi_{c}.$

Ортодромічна система координат (рис. 1.8) – узагальнена сферична система координат, певним чином пов'язана із земною кулею. В якості початкової площини відліку вибирається умовна екваторіальна площина, а напрямок її екватора, що називається головною ортодромією, приймається за вісь *Y*. За вісь *X* ортодромічної системи координат приймається напрямок меридіана, проведеного через будь-яку точку *M* об'єкта з географічними координатами φ , λ . Тоді *M* об'єкта може бути зазначено двома ортодромічними координатами *x* і *y*, які є лінійними величинами, а всі напрямки переміщення об'єкта (в тому числі курс літака) прийнято вимірювати відносно осі *Y*.



Рис. 1.6. Географічна система координат



Рис. 1.7. Геосферична система координат



Рис. 1.8. Ортодромічна система координат

Полюс ортодромічної системи координат знаходиться в точці P_0 , з якої позитивний напрямок осі Y збігається з рухом годинникової стрілки. Основними параметрами при навігаційних розрахунках з використанням ортодромічної системи координат є геосферичні (або географічні) координати φ_0 , λ_0 точки початку відліку 0, точки вертекса $V(\varphi_v, \lambda_v)$ (тобто точки перетину головною ортодромією меридіану під кутом 90°) або полюса $P_0(\varphi_p, \lambda_p)$.

Координати об'єкта можуть бути виражені також через ортодромічну довготу λ_{opt} і ортодромічну широту ϕ_{opt} .

Взаємозв'язок ортодромічних і геосферичних координат може бути виражений співвідношеннями:

$$\phi_{c} = \arcsin(\sin \lambda_{opt} \sin \phi_{v}) + \arctan(tg\phi_{opt} \cos \phi_{v});$$
$$\lambda_{c} = \lambda_{v} + \arctan(tg\lambda_{opt} \cos \phi_{v}) - \arcsin(\sin \phi_{opt} \sin \phi_{v})$$

в яких λ_{орт} і φ_{орт}, в свою чергу, виражаються через лінійні величини *x* і *y* за допомогою формул

$$\lambda_{\text{ODT}} = 180^{\circ} y / \pi (r + H); \quad \phi_{\text{ODT}} = 180^{\circ} x / \pi (r + H).$$

Крім радіуса Землі r у формулах введена висота H об'єкта над земною поверхнею, що дозволяє визначити MO в просторі. Ортодромічна і геосферична системи координат найбільш широко застосовують в навігації ЛА, оскільки вони забезпечують необхідну повноту вирішення навігаційних задач на основі простих математичних співвідношень.

Системи координат супутникових навігаційних систем.

Система глобального позиціонування **GPS** (Global Positioning System) – це супутникова система навігації, яка забезпечує вимірювання відстані, часу і визначає місце розташування об'єкту у всесвітній системі координат WGS 84 (World Geodetic System).

Глобальна навігаційна супутникова система ГЛОНАСС використовує систему відліку ПЗ-90 (Параметри Землі).

Остання версія (ПЗ-90.02) незначно відрізняється від WGS-84. Напрямки осей систем координат ПЗ-90.02 і WGS-84 збігаються, а зсуви початку осей систем координат X, Y, Z є незначними і становлять відповідно 36, 8 і 18 см.

Система координат для опису параметрів траєкторій руху ЛА.

Для опису траєкторій польотів ЛА на порівняно невеликі відстані, коли кривизна Землі мала і нею можна знехтувати в розрахунках, використовуються горизонтальні системи координат – прямокутна декартова система або полярна, сферична (рис. 1.9).

У прямокутній системі координат положення центру маси ЛА відносно місця розташування РНС визначається координатами *x*, *y* і висотою польоту *h*.

В сферичній системі координат просторове положення ЛА визначається відстанню R від початку координат до ЛА, кутом β (кутом місця) між площиною горизонту і радіусом-вектором, проведеним з початку координат до точки розташування ЛА, а також кутом θ (азимутом) в горизонтальній площині між північним напрямком меридіана, що проходить через початок координат, і проекцією R_r радіуса-вектора на цю площину. У практиці навігаційних визначень цю координатну систему часто заміняють полярною площинною (R, θ).



Рис. 1.9. Місцева (локальна) система координат

Сукупність параметрів, що характеризують координати ЛА і їх похідні за часом, називають параметрами руху. Для вирішення задач навігації необхідно вимірювати параметри дійсного руху об'єкта, а потім зіставляти отримані дані з параметрами заданого руху, що і складає основний зміст процесу отримання і використання навігаційної інформації.

Проекцію траєкторії польоту ЛА на земну поверхню називають лінією шляху. Розрізняють лінію заданого шляху (ЛЗШ), що відповідає заданій траєкторії руху ЛА, і лінію фактичного шляху (ЛФШ), що відповідає траєкторії дійсного руху (рис. 1.10). При цьому положення літака при польоті від одного до другого проміжного пункту маршруту (ППМ₁ – ППМ₂) визначається лінійними координатами *s* (пройденою відстанню), *z* (бічним ухиленням) і *h* (висотою).



Рис. 1.10. Лінії шляху

1.1.3. Поверхні і лінії положення

Для визначення положення об'єкта та вирішення навігаційних задач використовують поверхні і лінії положення.

Поверхнею положення називається геометричне місце точок положення об'єкта в просторі, що визначається постійним значенням одного з вимірюваних навігаційних параметрів. Так при польоті з фіксованою відстанню *R* від об'єкта до наземної РНТ поверхнею положення буде сфера.

Лінією положення називається геометричне місце точок ймовірного місцезнаходження об'єкта, що характеризується постійністю виміряного параметра.

При одночасному вимірі двох або декількох параметрів можуть бути знайдені дві або кілька ліній положення, точка перетину яких буде визначати місцезнаходження об'єкта.

В теорії та практиці навігації ЛА використовуються такі основні лінії положення:

- ортодромія;

– локсодромія;

- лінія рівних пеленгів (ЛРП);
- лінія рівних кутів (ЛРК);
- лінія рівних відстаней (ЛРВ);
- лінія рівних різниць відстаней (ЛРРВ).

Ортодромія – лінія найкоротшої відстані між двома точками на поверхні земної кулі, дуга великого кола земної кулі, що проходить через дві точки

(*A* і *B*) заданого маршруту (рис. 1.11).

На карті рівнокутної циліндричної проекції (проекція Меркатора) ортодромія виглядає як крива, опуклість якої завжди спрямована до полюса.

На картах конічної проекції і картах деяких інших видів проекцій для порівняно невеликих відстаней (до 1000...1500 км) ортодромія може бути прокладена у вигляді прямої.

В географічній системі координат ортодромія представляється рівнянням

$$tg\phi = sin(\lambda - \lambda_e)ctg\alpha_e$$
,

де ϕ , λ – географічні координати поточної точки ортодромії; α_e – кут між ортодромією і меридіаном в точці перетину з екватором; λ_e – довгота точки перетину ортодромії з екватором.

Ортодромічна відстань в кутових одиницях S' між двома точками з координатами φ_1 , λ_1 і φ_2 , λ_2 визначається за формулою

$$\cos S' = \sin \varphi_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos(\lambda_2 - \lambda_1).$$

Ортодромічна відстань в километрах *S* визначається множенням *S*' (в хвилинах дуги) на 1,852.



Рис. 1.11. Порівняння ортодромії та локсодромії

Локсодромія – лінія, яка перетинає меридіани земної поверхні під однаковими кутами (рис. 1.11). На поверхні земної кулі локсодромія має вигляд просторової спіралі, яка з кожним витком навколо земної кулі асимптотичне наближається до полюса.

Рівняння локсодромії на поверхні земної кулі

$$\lambda = tg\alpha_I \ln tg(45^\circ + \phi/2) + \lambda_0$$

або

$$tg(45^\circ + \phi/2) = e^{(\lambda - \lambda_0) ctg \alpha_l}$$

де φ і λ – поточні координати точки локсодромії; α_l – кут перетину локсодромії і меридіанів (локсодромічний шляховий кут); λ_0 – довгота точки перетину локсодромії з екватором.

Локсодромічний шляховий кут розраховується за формулою

$$\operatorname{tg} \alpha_l = (\lambda_2 - \lambda_1) / (D_2 - D_1),$$

де $\lambda_2 - \lambda_1 - p$ ізниця довгот точок локсодромії в кутових хвилинах; $D_2 - D_1 = D -$ меридіональна різниця широт в морських милях

$$D = 7915,705 \ln tg(45^\circ + \phi/2).$$

Крім окремих випадків (політ за меридіаном або екватором) локсодромія довше ортодромії і завжди звернена опуклістю до екватора.

Лінія рівних пеленгів (ЛРП) — лінія, в кожній точці якої напрямок на певну точку, наприклад радіостанцію РНТ, становить постійний кут α_0 з меридіаном (рис. 1.12). Ця крива є лінією положення об'єкта, що здійснює рух при постійному пеленгу на радіостанцію (ППР = α_0 = const).

Основне рівняння ЛРП на сфері

$$\operatorname{ctg} IIIP = \cos \varphi \operatorname{tg} \varphi_{p} \operatorname{cosec}(\lambda_{p} - \lambda) - \sin \varphi \operatorname{ctg}(\lambda_{p} - \lambda),$$

де $\phi_{\rho},\,\lambda_{\rho}$ — геосферичні координати РНТ.



Рис. 1.12. Лінія рівних пеленгів

При вимірюванні пеленгів одночасно двома рознесеними пеленгаторами за перетином відповідних ЛРП визначаються поточні координати об'єкта.

Лінія рівних кутів (ЛРК) — лінія, в кожній точці якої кут β між напрямками на дві нерухомі РНТ (*A* і *B* або *A* і *C*) є постійною величиною (рис. 1.13). На площині ЛРК є дугою кола, проведеного через обрані РНТ так, щоб кут β дорівнював заданому значенню.

Величина кута β легко визначається за допомогою двострілочних покажчиків курсових кутів, що застосовуються на ЛА, обладнаних двома радіокомпасом. Рівняння ЛРК в цьому випадку має вигляд

 $\beta = KKP_1 - KKP_2 = \text{const.}$



Рис. 1.13. Лінія рівних кутів

Лінія рівних відстаней (ЛРВ) – лінія на земній поверхні, всі точки якої однаково віддалені від фіксованої точки (рис. 1.14).

На земній поверхні ЛРВ – це коло, яке є лінією положення при навігаційних визначеннях за допомогою далекомірних РНС. При цьому безпосередньо вимірюють радіус малого кола *r*, а координати центру кола λ_0 і ϕ_0 зазвичай відомі, що дозволяє представити рівняння ЛРВ у вигляді

 $\cos r = \sin \varphi_0 \sin \varphi + \cos \varphi_0 \cos \varphi \cos(\lambda_0 - \lambda),$

де λ і φ – поточні координати об'єкта.

Лінія рівних різниць відстаней (ЛРРВ) – лінія положення, в кожній точці якої різниця відстаней до двох точок на земній поверхні є постійною величиною (рис. 1.15).

На поверхні земної сфери ця лінія являє собою сферичну гіперболу, тому різницево-далекомірні РНС називають ще гіперболічними.



Рис. 1.14. Лінія рівних відстаней

Рівняння гіперболи на площині в прямокутних координатах

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{(0,25d^2 - a^2)} = 1,$$

х, *у* – поточні координати; $a=(r_1-r_2)/2$ – дійсна піввісь гіперболи; d – довжина бази, тобто відстань між наземними пунктами A і B.

ЛРРВ широко застосовуються при вирішенні задач дальньої навігації, що здійснюється на основі інформації різницево-далекомірних РНС.



Рис. 1.15. Лінія рівних різниць відстаней

1.1.4. Методи визначення місцеположення об'єктів

Вимірювання однієї з геометричних навігаційних величин дає лише одну лінію положення на площині або поверхню положення в просторі.

Для визначення місцезнаходження об'єкта необхідно використовувати дві лінії і поверхні положення, що перетинаються.

Залежно від ліній положення і відповідних їм радіонавігаційних засобів, що використовуються для визначення місцеположення об'єктів, найбільш практичне застосування отримали наступні методи:

- кутомірний (пеленгаційний);
- далекомірний;
- різницево-далекомірний;
- кутомірно-далекомірний.

Кутомірний (пеленгаційний) метод визначення місцеположення передбачає використання двох ЛРП, які будуються на основі інформації θ_1, θ_2 , що одержується від двох кутомірних систем, розташованих в рознесених точках *A* і *B* (рис. 1.16). Оскільки на порівняно малих відстанях (300...400 км) ЛРП може бути з достатнім ступенем точності замінена прямою лінією, визначення місцеположення цим методом значною мірою спрощується, чим і пояснюється його широке практичне використання.

При використанні далекомірного методу (рис. 1.17) місцеположення об'єкта визначається перетином в точці М двох кіл ЛРВ, які будуються за відстанями R_1 і R_2 до двох наземних РНТ (в точках A і B).





Рис. 1.16. Кутомірний метод

Рис. 1.17. Далекомірний метод

Різницево-далекомірним методом визначення місцеположення об'єкта виконується за перетином двох гіпербол – ЛРРВ (рис. 1.18). При цьому необхідно використовувати не менше двох пар наземних РНТ, одна з яких *В* є спільною.

Кутомірно-далекомірний метод дозволяє визначити місцеположення об'єкта за перетином двох різних ЛП: ЛРП і ЛРВ (рис. 1.19). Тобто точка *М* визначається на площині за вимірами азимуту θ і відстані *R*.





Рис. 1.18. Різницево-далекомірний метод

Рис. 1.19. Кутомірно-далекомірний метод

Характерною рисою цього методу є можливість однозначного визначення місцеположення об'єкта з однієї позиції РНТ, що є великою перевагою в порівнянні з іншими методами.

1.2. Загальні відомості про радіотехнічні методи та засоби навігації

1.2.1. Фізичні основи радіотехнічних методів навігації

В радіонавігаційних системах визначення навігаційних параметрів грунтується на фізичних властивостях електромагнітних полів і хвиль радіотехнічного діапазону, що розповсюджуються від випромінювача (передавача) до приймача.

Для вирішення навігаційних задач має бути встановлений зв'язок між параметрами електромагнітних сигналів і просторово-часовим положенням об'єкта. Положення об'єкта відносно наземної радіонавігаційної системи в сферічній системі координат (рис. 1.20) визначається відстанню до об'єкту R і кутами β , θ . Якщо об'єкт рухається, значення цих координат з часом змінюються.

Параметри сигналів, що випромінюються передавачем наземної РНС і приймаються приймачем, встановленим на об'єкті, також залежать від відносного положення передавача і приймача та їх взаємного руху. Такими змінними параметрами електромагнітного поля є його фаза, амплітуда, частота, час надходження сигналу.

В загальному випадку наземна РНС і бортова РНС можуть використовувати і приймальну і передавальну апаратуру в залежності від методу радіонавігаційного методу, що застосовується. Тому на рис. 1.20 умовно показана двостороння радіолінія зв'язку, що з'єднує передавач і приймач.

27

Для встановлення зв'язку параметрів електромагнітного поля з навігаційною інформацією розглядають електричну складову напруженості *e*(*t*) поля, що створюється точковим випромінювачем PHC,

$$\overline{e}(t) = \operatorname{Re} E_m(t) \exp(-j[\omega_0 t + \varphi(t)]), \qquad (1.1)$$

де $E_m(t)$ – амплітуда в залежності від часу, що визначається амплітудною модуляцією; ω_0 – несуча частота; $\varphi(t)$ – фаза сигналу в залежності від часу, що визначається фазовою або частотною модуляцією.

При зміни взаємного положення передавача сигналів і приймача змінюється довжина радіолінії R і значення кутових координат β і θ приймача, що встановлений на рухомому об'єкті. В цьому випадку радіосигнал, що приймається бортовим приймачем в точці MO описується просторово-часовою функцією виду

$$\overline{e}_{s}(t-\tau,\beta,\theta) = \operatorname{Re} E_{ms}(t-\tau,\beta,\theta) \exp(-j[\omega_{0}(t-\tau)+\varphi(t-\tau,\beta,\theta)]), \quad (1.2)$$

де $\tau = R(t)/c$ – запізнення сигналу на час, що несе інформацію про відстань між передавачем і приймачем; *c* – швидкість розповсюдження електромагнітної хвилі.



Рис. 1.20. Взаємне положення елементів РНС в просторі радіолінії зв'язку

При цьому амплітуда сигналу, що приймається антеною з нормованими діаграмами направленості може бути описана як

$$U_{ms}(t-\tau,\beta,\theta) = U_{s\max}(t-\tau)G(\beta)G(\theta), \qquad (1.3)$$

де $U_{s \max}$ – максимальне значення амплітуди; $G(\theta)$ – діаграма направленості антени в горизонтальній площині, яка зв'язана з кутом θ ; $G(\beta)$ – діаграма

направленості антени в вертикальній площині, яка зв'язана з кутом β.

За амплітудою сигналу (за максимумом або мінімумом) можна визначити кутові координати β , θ а величина затримки τ дає інформацію про відстань.

На характеристику радіосигналу суттєво впливає відносний рух передавача і приймача. При переміщенні бортового приймача відносно передавача РНС зі швидкістю V_r , що дорівнює радіальної складової швидкості об'єкту V (див. рис. 1.20), довжина радіолінії змінюється відповідно до виразу

$$R(t) = R_0 + V_r t + \dot{V_r} t^2 / 2, \qquad (1.4)$$

де $V_r = dR / dt$ – радіальна швидкість, $\dot{V}_r = d^2 R / dt^2$ – радіальне прискорення.

В цьому випадку виникає ефект Доплера, при якому несуча частота ω_0 отримає доплерівський приріст Ω_{μ} (для рис. 1.20 приріст має від'ємне значення)

$$\Omega_{\pi} = \omega_0 + V_r / c + \omega_0 V_r / 2c.$$
 (1.5)

Переносниками навігаційної інформації можуть бути як немодульовані, так і модульовані сигнали. Так, якщо приймається сигнал, модульований за амплітудою низькочастотною огинаючою $\Omega_{\rm M}$, то його можна записати

$$U_{s}(t) = U_{ms}[1 + m\cos\Omega_{M}(t-\tau)]\cos[\omega_{0}(t-\tau) + \varphi(t-\tau)], \quad (1.6)$$

де *m* – коефіцієнт глибини амплітудної модуляції; τ - час запізнювання сигналу при його поширенні на відстань *R*(*t*).

Зміна амплітуди сигналу, що приймається, становить

$$U_{ms}(t-\tau) = U_{ms}[1 + m\cos(\Omega_{\rm M}t - \Omega_{\rm M}R_0 / c - \Omega_{\rm g}t)].$$
(1.7)

При низьких частотах (при Ω_м ≤ ω₀) можна знехтувати впливом доплерівського ефекту, тому в огинаючій міститься інформація про відстань.

Кутові координати визначаються при використанні приймальної антени, що складається із сукупності елементарних вібраторів, відповідно до (1.3).

Для визначення кутових і лінійних координат рухомих об'єктів зазвичай використовують огинаючи модульованих коливань, тому що фазові зсуви найбільш просто і з більш високою точністю вимірюються на низьких частотах. Для вимірювання швидкості об'єкта використовуються високочастотні несучі коливання, що призводять до більш значного доплерівського зсуву частоти.

Таким чином, зміни параметрів радіосигналу РНС (фази, амплітуди, частоти, часового інтервалу) дають інформацію про навігаційні параметри:

відстань, кутове положення, швидкість і прискорення у русі, які використовуються для вирішення навігаційних завдань.

1.2.2. Класифікація радіонавігаційних систем

Методи і засоби радіонавігації класифікуються за такими основними ознаками (рис. 1.21).

За типом вимірюваного навігаційного параметра:

- кутомірні (або пеленгаційні);
- далекомірні;
- різницево-далекомірні;
- вимірювачі лінійних (радіальних) і кутових швидкостей;
- комбіновані (що дозволяють визначати спільно різні навігаційні параметри, наприклад, кутомірно-далекомірні).



Рис. 1.21. Класифікація радіонавігаційних систем

За типом радіотехнічних вимірювань, тобто в залежності від типу вимірюваного параметра радіосигналу, що використовується для визначення навігаційного параметра (рис. 1.2.2):

- фазові;
- амплітудні;
- частотні;
- часові;
- кореляційні (засновані на визначенні і порівнянні статистичних характеристик радіонавігаційних сигналів.



Рис. 1.22. Класифікація радіонавігаційних систем за типом вимірювання

За призначенням радіонавігаційні засоби поділяють на системи:

– посадки;

- навігації (трасової, зональної);

- таки, що використовується в комплексах керування рухом;

– попередження зіткнень;

- вимірювання шляхової швидкості;

– розпізнавання та ін.

За дальністю дії поділяють на системи:

– глобальні, тобто необмеженої дальності дії, що дозволяють визначати місце об'єкта в будь-якій точці земної кулі або в навколоземному просторі;

 дальньої навігації – при віддаленні на відстані до 2500...3000 км від радіонавігаційних точок, відносно яких визначаються просторово-часові координати об'єкта;

- ближньої навігації – при віддаленні на відстань до 350...400 км від РНТ.

Радіонавігаційні методи і засоби можна також поділяти за такими ознаками:

– за характером випромінювання – з безперервним і імпульсним випромінюванням;

- за ступенем автономності - автономні і неавтономні;

– за рівнем автоматизації – автоматичні, напівавтоматичні та неавтоматичні;

 за способом індикації – з візуальною індикацією (стрілочний прилад, цифрове табло, електронно-променева трубка) і слухова.

1.2.3. Засоби радіотехнічного забезпечення польотів

До основних типів обладнання і систем, що використовуються для підтримки процесу керування повітряним рухом (КПР), відносяться:

• Ненаправлені радіомаяки (привідні радіостанції) діапазону низьких і середніх частот (L/MF) – NDB (Non-Directional Radio Beacon);

• Всебічно направлені азимутальні радіомаяки діапазону дуже високих частот (ДВЧ) – VOR (VHF Omnidirectional Radio Range);

• Доплерівські всебічно направлені азимутальні радіомаяки ДВЧ – діапазону для вимірювання азимуту – DVOR (Doppler Very High Frequency Omni-Direction Range);

• Далекомірні радіомаяки діапазону ультрависоких частот (УВЧ) для виміру похилої дальності – DME (Distance measuring equipment);

• Системи інструментальної посадки – ILS (Instrument Landing System) і MLS (Microwave Landing System);

• Далекомірні радіонавігаційні засоби дуже низькочастотного (ДНЧ) діапазону з великим радіусом дії – ОМЕGA, LORAN-C;

• Пеленгатори ДВЧ діапазону – VDF (Very High Frequency Direction-Finding);

- Устаткування зв'язку;
- Первинні і вторинні радіолокатори;
- Функціональні доповнення супутникової навігації;
- Апаратура відображення даних спостереження;
- Автоматизовані системи керування повітряним рухом (АС КПР).

Радіонавігаційні системи літальних апаратів можуть бути як автономними (що не вимагають будь-яких зовнішніх до ЛА сигналів для підтримки свого функціонування, наприклад, радіовисотомір, доплерівський вимірювач шляхової швидкості і кута зносу), так і неавтономними (що потребують зовнішніх сигналів для свого функціонування).

Неавтономні радіонавігаційні системи, що встановлюються на ЛА як бортове обладнання відповідних систем:

- привідної радіостанції (автоматичний радіокомпас);
- азимутальної системи радіонавігації VOR;
- далекомірної системи DME;
- системи посадки ILS;
- мікрохвильової системи посадки MLS;
- радіотехнічної системи ближньої навігації РСБН;

- супутникової навігаційної системи СНС;
- системи попередження зіткнень TCAS.

Радіомаяки, що використовуються неавтономними системами, можуть знаходитися на землі (наземні радіомаяки VOR, DME і т. і.), в космосі (супутникові угруповання GPS і їх функціональні доповнення), на борту інших ЛА (бортові системи попередження зіткнень).

Наземні радіомаяки служать для забезпечення руху ЛА за заданим маршрутом польоту і для приведення їх на аеродром посадки. Їх встановлюють на поверхні землі в поворотних пунктах маршрутів і в зоні аеродрому. Сигнал, що випромінюється або ретранслюється радіомаяками, приймається бортовим приймачем. Вимірюючи параметри сигналу визначається напрямок на маяк, дальність до нього або величина відхилення від заданого курсу польоту. Радіомаяки зазвичай використовуються для забезпечення польоту ЛА на маяк або від маяка. За двома рознесеними маяками можна визначати поточне місце знаходження ЛА.

1.2.4. Узагальнена структурна схема РНС

Радіонавігаційні системи можна поділити на такі, що працюють тільки на прийом сигналів (рис. 1.23, a), такі, що формують сигнал запиту і отримують сигнал відповіді, в якому міститься навігаційна інформація (рис.1.23, d) і РНС радіолокаційного типу, які отримують навігаційну інформацію в сигналі, відбитому від поверхні землі або від іншого об'єкта (рис. 1.23, b).



Рис. 1.23. Схеми взаємодії РНС з РНТ

Радіонавігаційні системи є системами *інформаційними*, тому що основною функцією таких систем є отримання кількісних даних про координати рухомих об'єктів, параметри їх руху, просторово-часову орієнтацію відносно заданих траєкторій.

Розрізняють радіонавігаційні системи без запиту (рис. 1.24), які передають сигнали в одному напрямку в радіоканалі («земля - літак» або «літак - земля»), і РНС з ретрансляцією сигналів (рис. 1.25), в якій сигнали передаються в двох напрямках («земля - літак - земля» або «літак - земля»).



Рис. 1.24. РНС з однонаправленою передачею сигналів

Місцем виникнення інформації є радіолінія зв'язку, параметри електромагнітного поля якої змінюються (піддаються модуляції) в результаті зміни протяжності, орієнтації радіоліній в просторі, швидкості взаємного переміщення передавача і приймача сигналів, зміни структури сигналів, обумовленої фізичними властивостями об'єктів.

Місцем формування навігаційної інформації у вигляді, придатному для використання споживачем, є вимірювальний (порівняльний) пристрій, в якому параметри вихідних інформаційних сигналів приймача зіставляються з опорним параметром, що задає початок відліку вимірюваних даних.

Для вилучення навігаційної інформації необхідно оцінити параметри сигналу РНС в умовах наявності різних завад, що можуть руйновати інформацію.



Рис. 1.25. РНС з ретрансляцією сигналів

1.2.5. Основні тактико-технічні характеристики РНС

До числа основних тактичних характеристик РНС належать: точність, робоча зона (область) і дальність дії, роздільна здатність, пропускна здатність, завадозахищеність, оперативність, надійність, ефективність, габарити і маса.

Точність РНС як засобу вимірювання – ступінь близькості до нуля похибки, тобто різниці між істинним значенням вимірюваного параметра і його реальним значенням за показаннями вимірювача.

Похибки радіонавігаційних вимірів можна поділити на три основні групи: *методичні, апаратурні* (інструментальні) і *суб'єктивні*.

Методичні похибки є наслідком неадекватності початкових математичних моделей, що описують об'єкт (або вимірюваний процес), а також відмінності алгоритмів і методики вимірювань від тих, що були покладені під час проєктування системи.

Апаратурні (інструментальні) похибки з'являються в результаті того, що прийняті для побудови РНС алгоритми вимірювання, як правило, не можуть бути точно реалізовані практично. Це пов'язано з недосконалістю технології виробництва апаратури її несправностями, похибками регулювань та калібрування, зміною параметрів навколишнього середовища (температури, вологості, тиску та ін.), а також старінням апаратури.

Суб'єктивні похибки (похибки оператора) є наслідком індивідуальних особливостей оператора, властивостей його організму (гостроти органів зору, слуху, реакції при зміні інформації), ступеня професійної підготовки та ін.

За характером прояви і впливу на наступні етапи переробки і використання вимірювальної інформації похибки РНС поділяють на:

- систематичні (постійні або такі, що змінюються за певним законом);

– випадкові.

Найпростіша математична модель процесу вимірювань

$$a^{*}(t) = M(t)[S(t,u) + e(t)],$$

де $a^{*}(t)$ – величина вимірюваного навігаційного параметра на виході РНС; S(t,u) – радіосигнал, що має інформацію про вимірюваний параметр u; e(t) – зовнішні і внутрішні адитивні завади (шуми); M(t) – масштабний коефіцієнт (перетворення), що залежить від методу і схеми побудови РНС.

У разі, коли складова *e*(*t*) пов'язана мультиплікативне з вимірюваним параметром, модель записується у вигляді

 $a^{*}(t) = M(t)S(t,u)[1+e(t)].$

Повна похибка вимірювальних перетворень є багатовимірним нестаціонарним випадковим процесом, що в загальному вигляді можна записати

$$a^{*}(t) - a(t) = \Psi[M(t), S(t, u), e(t)],$$

де a(t) – істинне значення параметра.

У багатьох практичних випадках похибка радіонавігаційних вимірів може розглядатися як стаціонарний, ергодичний випадковий процес або випадкова величина.

Середнє значення (математичне сподівання) цього процесу або величини становить систематичну похибку, а відхилення від середнього значення характеризує випадкову похибку.

Найбільш повними характеристиками похибок вимірювань є розподіл спільних $P(a^*, a)$ і умовних ймовірностей $P(a^*|a)$, або спільна $w(a^*, a)$ і умовна щільності ймовірностей $w(a^*|a)$.

Замість $w(a^*|a)$ часто використовують умовну щільність ймовірностей розподілу значень самої похибки w(e|a) або, при відсутності статистичного зв'язку похибки з вимірюваною величиною, безумовну щільність ймовірностей w(e). Однак зазначені характеристики не завжди відомі і зручні для використання.

На практиці використовують більш компактні оцінки точності вимірювань, що представляють собою функціонали від зазначених розподілів.

До найбільш застосовуваних методів оцінки похибок РНС відносять екстремальні і статистичні оцінки.

В якості екстремальних оцінок похибки зазвичай вказують найбільші їх значення, отримані в обмеженому ряді вимірювань.

Використовується поняття модуля максимальної абсолютної похибки

$$\left|\Delta a\right|_{\max} = \left|a^* - a\right|_{\max}$$

і модуля максимальної відносної похибки

$$|\sigma a|_{\max} = \frac{|a^* - a|_{\max}}{a}$$

Методи статистичної оцінки похибок засновані на використанні понять середнього значення, середньоквадратичного відхилення і дисперсії, довірчих
інтервалів і довірчих ймовірностей, а також поняття середнього ризику (середній вартості).

Для одновимірних законів умовних розподілів похибок, щодо безперервних випадкових величин, середнє значення дорівнює їх математичному сподіванню

$$m_a = \int_{-\infty}^{\infty} |a^* - a| w(a^* |a) da,$$

а середньоквадратичне відхилення визначається виразом

$$\sigma_{a} = \left(\int_{-\infty}^{\infty} (a^{*} - m_{a})^{2} w(a^{*} \mid a) da\right)^{1/2}$$

Поняття довірчих інтервалів і ймовірностей вводять для вказівки допустимих меж (допусків) $\pm \varepsilon_0$, за які не виходить (або в яких знаходиться) із заданою довірчою ймовірністю β_{α} похибка системи | ε_{α} |, яка описується за допомогою статистичних оцінок m_a , σ_a і інших моментів більш високого порядку, тобто

$$P\{|\varepsilon_{\pi}|\leq\varepsilon_{0}\}=\beta_{\pi}.$$

Так, довірчий інтервал для оцінки математичного сподівання \hat{m}_a (рис. 1.26)

$$I_{\beta} = (\hat{m}_a - \varepsilon_0; \hat{m}_a + \varepsilon_0).$$

$$\hat{m}_a$$

$$\hat{m}_a - \varepsilon_0 \qquad \hat{m}_a + \varepsilon_0 \qquad m_a$$

Рис. 1.26. Інтервальна оцінка математичного сподівання

Для визначення довірчої ймовірності за заданим довірчим інтервалом необхідне знання щільності ймовірностей розподілу похибки *w*(*e*), тому що

$$\beta_{\mathrm{d}} = \int_{-\varepsilon_0}^{\varepsilon} w(e) de.$$

Деякою узагальненою функцією зазначених оцінок похибок є критерій середнього ризику, що використовується для порівняння точнісних характеристик РНС і їх оптимізації.

Так для кожного випадкового значення вимірюваного параметра a^* і його дійсного значення a ставиться у відповідність деяка функція вартості («функція штрафів») $r(a^*,a)$, тобто розмір штрафу, що накладається в залежності від різниці між дійсним значенням вимірюваної величини і результатом вимірювання.

Оскільки різниця (a^*-a) є випадковою величиною, функція вартості $r(a^*,a)$ також є випадковою, тоді оцінка якості (точності) вимірювання може бути представлена у вигляді числа, що відповідає умовному середньому ризику \bar{r}_a , якщо функція ризику усереднена при фіксованому значенні a, тобто

$$\overline{r}_a = \int_{-\infty}^{\infty} r(a^*, a) w(a^* \mid a) da,$$

і відповідного повного середнього ризику, якщо усереднення виконано для всіх можливих значеннях *a** і *a*, тобто

$$\overline{r} = \int \int_{-\infty}^{\infty} r(a^*, a) w(a^*, a) da^* da.$$

Вибір функції вартості при оцінці навігаційних параметрів залежить від потрібної точності вимірювань і умов застосування РНС різного типу.

Вид функції вартості відповідає певним критеріям оцінки.

При $r(a^*, a)$, що дорівнює модулю максимального відхилення $|a^*-a|$, середньому ризику відповідає середнє значення (математичне сподівання) похибки. При $r(a^*, a) = |a^*-a|^2$ середній ризик дорівнює середньоквадратичному значенню похибки. Для ступінчастій функції вартості середній ризик дорівнює довірчої ймовірності перевищення за абсолютною величиною встановленого допуску.

Результуюча похибка РНС оцінюється шляхом підсумовування окремих похибок складових елементів всього ланцюга вимірювальних перетворювачів системи. Це вирішується за правилами алгебраїчного або геометричного підсумовування окремих похибок. Якщо, наприклад, підсумовуються випадкові похибки двох величин, пов'язаних взаємним кореляційним зв'язком, то при використанні критерію середньоквадратичного відхилення результуюча похибка дорівнює

38

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2},$$

де ρ – коефіцієнт взаємної кореляції двох величин.

При слабкому кореляційному зв'язку або його відсутності ($\rho = 0$)

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2},$$

тобто результуюча похибка знаходиться за правилом алгебраїчного підсумовування складових.

Робочою зоною (областю) РНС називається частина простору, в межах якого похибка визначення навігаційних параметрів системою (і відповідна похибка визначення ліній, поверхонь положення або місцеположення об'єкта) не перевищує заданого значення з обраною ймовірністю.

Цей тактичний показник пов'язує точність радіотехнічної інформації РНС з геометрією системи і просторовим положенням рухомого об'єкту.

Дальність дії РНС – це максимальна відстань в межах її робочої зони, тобто та максимальна відстань між наземною РНТ і рухомим об'єктом, на якої забезпечується отримання навігаційної інформації з необхідною точністю.

Основними факторами, що враховуються при оцінці дальності дії РНС, які працюють в різних частотних діапазонах хвиль, є:

– для наддовгих (НДХ) і довгих (ДХ) хвиль – потужності наземних станцій, електричні властивості земної (підстильної) поверхні і час доби;

– для середніх хвиль (CX) і коротких хвиль (KX) – стан іонізованих шарів іоносфери і час доби;

– для ультракороткохвильового діапазону (УКХ) – врахування висоти польоту, а також висоти антен і перешкод на шляху поширення радіохвиль.

Роздільна здатність – характеризує здатність РНС розрізняти малі прирости навігаційних параметрів, що вимірюються. Кількісно роздільна здатність оцінюється мінімальної різницею Δa_{\min} між значеннями вимірів параметра, при якої ще можливо розрізнити ці значення.

Розглядають роздільну здатність за дальністю, кутовими координатами, складовими швидкості, за прискоренням рухомого об'єкта.

Пропускна здатність РНС визначає її здатність до одночасного обслуговування певного числа абонентів (рухомих об'єктів, ЛА) або здатність обслуговувати певну кількість абонентів за одиницю часу.

Пропускна здатність C визначається як максимальна швидкість переробки і визначення навігаційної інформації (на безлічі повідомлень в області f(A))

$$C = \max_{f(A)} R(a),$$

де R(a)=I/T – швидкість переробки і отримання інформації *I* за допомогою РНС; *T* – час, необхідний для вибору елемента повідомлення.

Для РНС дискретної дії $C = 2F_c \log g$, де $g = a / \Delta a$ – число градацій вимірюваної величини, яке визначається діапазоном (шкалою) і похибкою вимірювань Δa ; F_c – гранична частота спектру сигналу.

Для РНС безперервної дії теоретична межа пропускної здатності дорівнює

$$C = F_c \log(1 + S_c / N_k),$$

де *S*_c – потужність нормально розподіленого сигналу в радіоканалі системи; *N*_к – потужність адитивного «білого шуму», що присутній в радіоканалі.

Завадозахищеність РНС характеризує можливість її надійної роботи в умовах природних і штучних завад.

Завадостійкість кількісно оцінюють відношенням сигнал/завада на вході і виході приймача системи, при якому похибка визначення параметра не перевищує допустимого значення із заданою вірогідністю.

Під скритністю розуміють здатність системи ускладнювати виявлення її роботи і визначення параметрів її сигналів з боку абонентів (одержувачів інформації), які не мають інформації про основні характеристики системи.

Оперативність РНС визначається тривалістю процесу отримання навігаційної інформації, тобто сумарним часом переробки інформації на всіх етапах від формування сигналу-носія інформації до етапу відображення інформації в готовому вигляді і використання її споживачем. Оперативність РНС значною мірою підвищується з використанням автоматизації процесів переробки, відображення інформації, застосування сучасної швидкодіючої обчислювальної техніки для обробки результатів вимірювань в реальному масштабі часу і автоматичного введення сигналів-команд в систему керування рухом (або в бортову систему керування польотом).

Надійність – здатність РНС виконувати задані функції і зберігати експлуатаційні показники протягом необхідного інтервалу часу.

В якості основної кількісної міри надійності, що характеризує закономірності появи відмов системи в часі (тобто зміни її характеристик понад

припустимі межі), використовується ймовірність безвідмовної роботи, тобто ймовірність перевищення часу безвідмовної роботи системи для заданого проміжку часу

$$P(t) = P(t^* > t),$$

де *t* – заданий час роботи системи; *t*^{*} – випадковий часовий інтервал напрацювання до настання відмови.

У практичних розрахунках надійності використовується залежність ймовірності безвідмовної роботи системи від інтенсивності її відмов λ (середнього числа відмов за одиницю часу) за формулою

$$P(t) = \exp(-\lambda t).$$

Ефективність показує, наскільки повно (з якою якістю) РНС вирішує поставлені перед нею завдання з урахуванням цільового призначення системи та умов її роботи.

Оскільки завдання, які вирішуються РНС системами і комплексами, складні і різноманітні, для оцінки ефективності РНС використовують сукупність тактико-технічних характеристик систем.

Якщо поняття ефективності РНС пов'язано з отриманням корисного ефекту шляхом економічних витрат, то для оцінки ефективності використовують співвідношення $E = C_e / C_0$, в якому C_e – вартісне вираження виконаного тактичного завдання при використанні РНС; C_0 – загальні витрати на виготовлення, встановлення та використання РНС.

Маса і габарити. Обмеження за масою і габаритами мають особливу важливість для бортової радіонавігаційної апаратури. Велике значення має переведення бортової радіонавігаційної апаратури на нову мікроелементну базу, комплексне використання бортової радіоапаратури з метою усунення функціональної і апаратурної надмірності.

Література до розділу 1: [1–13].

Контрольні запитання

- 1. Які задачі вирішуються з використанням радіонавігаційних систем?
- 2. Наведіть класифікацію радіонавігаційних систем.
- 3. Назвіть види РНС і їх застосування.

- 4. Назвіть і дайте визначення основним навігаційним параметрам, особливо тим, що визначаються радіотехнічними засобами.
- 5. Назвіть радіонавігаційні засоби і системи забезпечення польотів.
- 6. Вкажіть і проілюструйте навігаційні елементи польоту.
- 7. Назвіть основні навігаційні параметри, за якими контролюються рухомі об'єкти.
- 8. Які системи координат використовуються для вирішення навігаційних задач?
- 9. Що таке навігаційний трикутник швидкостей?
- 10. Наведіть основні тактико-технічні характеристики РНС.
- 11. Опишіть характеристики та показники точності радіонавігаційних вимірів.
- 12. Дайте визначення лініям положення і поверхням положення.
- 13. Покажіть основні схеми взаємодії РНС з РНТ.
- 14. Які методи застосовуються для визначення місцеположення об'єктів?
- 15. Опишіть фізичні основи радіотехнічних методів навігації.

Розділ 2. Методи радіокутометрії

2.1. Кутомірні радіотехнічні системи. Фізичні основи радіокутометрії

2.1.1. Типи кутомірних радіотехнічних систем

Кутомірні радіотехнічні системи дають змогу визначати кут напрямку від об'єкта на радіонавігаційну точку РНТ або від РНТ на об'єкт.

В даний час застосовуються такі типи кутомірних радіотехнічних систем:

- наземні радіопеленгатори, що працюють спільно з бортовими радіостанціями (рис. 2.1, *a*);

- бортові радіокомпаси, що працюють спільно з передавальними привідними або радіомовними станціями (рис. 2.1, б);

- наземні радіомаяки, сигнали яких приймаються на борту за допомогою радіоприймальних пристроїв (рис. 2.1, *в*).

Для всіх кутомірних систем спільним є те, що вони дають можливість визначати кутові величини – пеленг ЛА або пеленг РНТ.

Всі радіокутомірні (радіопеленгаційні) методи і РНС можна поділити на фазові, амплітудні і комбіновані.



Рис. 2.1. Кутомірні радіотехнічні системи

З точки зору особливостей застосування та комплектації кутомірні радіосистеми утворюють дві групи: радіопеленгаторні і радіомаячні.

Радіопеленгаторна система складається з джерела радіохвиль – передавача з ненаправленим або слабо направленим випромінюванням, і радіопеленгатора – приймального пристрою, призначеного для визначення напрямку на джерело радіовипромінювання за допомогою пеленгаційних антен.

Радіопеленгатори можуть встановлюватися на землі для визначення напрямку на бортовий радіопередавач (*пеленг об'єкта*) або на рухомому об'єкті для визначення напрямку на радіостанцію (*пеленг радіостанції*), встановлену на землі в точці з відомими координатами.

Радіомаячна кутомірна система складається з наземного радіомаяка і бортового приймального індикатора.

Кутомірний радіомаяк – це передавальний радіонавігаційне пристрій, що задає в просторі певні лінії положення (лінії рівних пеленгів) за допомогою пеленгаційних антен.

Бортовим приймальним індикатором визначається лінія положення, де знаходиться об'єкт.

Кутомірні радіомаяки можуть створювати лінії положення в усіх напрямках (всебічно направлені радіомаяки) або в певному секторі (секторні радіомаяки). Іноді радіомаяк служить для завдання лише одного (основного) напрямку, в цьому випадку на виході приймального індикатора виробляється сигнал, який показує величину відхилення від основного напрямку.

Всебічно направлені і секторні радіомаяки використовуються для забезпечення повітряного руху в зонах аеропортів і на трасах; однонаправлені радіомаяки знайшли широке застосування в радіотехнічних системах посадки літаків для зазначення траєкторії, якою має рухатися літак при заході на посадку.

2.1.2. Фізичні основи радіокутометрії

Для вимірювання кутових координат об'єктів в радіонавігації використовують метод радіопеленгування, під яким розуміється процес визначення напрямку на джерело радіовипромінювання за допомогою радіотехнічних засобів.

Напрямок руху радіохвилі, що розповсюджується прямолінійно в однорідному середовищі, характеризується вектором Пойтинга \bar{P} , розташованим перпендикулярно до векторів напруженості електричного \bar{E} і магнітного \bar{H} поля (рис. 2.2).

Точки простору, що мають однакову фазу електричного поля радіохвилі, утворюють поверхню, яка називається фронтом хвилі. Вектор \bar{P} розташований перпендикулярно до фронту хвилі в кожній точці. При поширенні радіохвилі у вільному просторі її фронт сферичний. На великих віддаленнях ділянку фронту хвилі можна вважати плоскою.

Орієнтацію вектора електричного поля хвилі Ē відносно площині

поширення (площині, що є перпендикулярною до поверхні землі і містить напрямок поширення хвилі) характеризують поляризацією.

При лінійній поляризації електричне поле можна розкласти на дві складові – вертикальну і горизонтальну, що збігаються за фазою.



Рис. 2.2. Взаємна орієнтація векторів електричного, магнітного поля і напрямку поширення радіохвилі

Визначення напрямку фронту хвилі і вимір кутових координат полягає в порівнянні часу приходу випромінюваних сигналів в рознесених точках простору A_1 , A_2 , в яких розміщуються антени радіопеленгаційної системи (рис. 2.3).

Якщо здійснювати пеленгацію за допомогою антеною системи, що складається з двох ненаправлених вібраторів, рознесених на відстань d (база), а напрямок на пеленгований об'єкт θ відраховувати від перпендикуляра до центру бази, то при відхиленні об'єкта від рівносігнального напрямку на кут θ , в точці прийому виникає різниця ходу сигналів $\Delta R = R_1 - R_2$ і пропорційне йому часове запізнювання сигналів

$$\tau = \Delta R / c, \qquad (2.1)$$

де с – швидкість поширення радіохвиль.

При паралельних променях R_1, R_2

$$\Delta R = d\sin\theta; \qquad \tau = d\sin\theta/c. \tag{2.2}$$

Часовий інтервал т можна виміряти: фазовим, амплітудним, частотним або імпульсним методами.

Найбільш широко використовується фазовий метод кутових вимірів θ.

Запізнення τ вимірюється за різницею фаз самої несучої частоти f_0

$$\Delta \varphi = 2\pi f_0 \tau \,. \tag{2.3}$$

З урахуванням (2.2) маємо зв'язок різниці фаз $\Delta \phi$ з кутом θ

$$\Delta \varphi = 2\pi f_0 (d\sin\theta/c) = 2\pi d\sin\theta/\lambda,$$

$$\sin\theta = \Delta \varphi \lambda / (2\pi d).$$

$$\theta = \arcsin(\Delta \varphi \lambda / (2\pi d)). \tag{2.4}$$



Рис. 2.3. Принцип радіопеленгування

Якщо напрямок на пеленгований об'єкт відраховувати від напрямку бази ϑ , то $\Delta R = d \cos \vartheta$, $\tau = d \cos \vartheta / c$, тоді

$$\Delta \varphi = 2\pi d\lambda^{-1} \cos \vartheta; \qquad (2.5)$$

$$\vartheta = \arccos(\Delta \varphi \lambda / (2\pi d)).$$
 (2.6)

Згідно співвідношенням (2.4) і (2.6) однозначний відлік пеленга можливий лише в межах зміни фазового зсуву до 2π . Мінімальний розмір бази антени (мінімальна відстань між рознесеними точками прийому або випромінювання сигналів) знаходиться з виразу (2.5)

$$d = \Delta \varphi \lambda / (2\pi \cos \vartheta),$$

або

Звідси

і за умови що $\Delta \phi_{max} = 2\pi$

$$d_{\min} = \frac{\lambda}{(\cos \vartheta)_{\max} - (\cos \vartheta)_{\min}}.$$
 (2.7)

Таким чином, при використанні ненаправлених або слабо направлених антен, коли однозначний відлік пеленга забезпечується за умови −1 < cos φ < +1, згідно (2.7) мінімальний розмір бази антени дорівнює

$$d_{\min} = \frac{\lambda}{(1 - (-1))} = \frac{\lambda}{2}.$$
(2.8)

Напруженість електромагнітного поля плоскої хвилі у фіксованій точці простору (з урахуванням дії тільки вертикальної складової електричного поля) визначається виразом

$$\overline{E} = E_m \exp(j\psi) \exp(-j2\pi\lambda^{-1}R\sin\theta\sin\beta), \qquad (2.9)$$

де θ, β – кути, що характеризують відповідно напрямок поширення хвилі і нахил фронту хвилі (тобто кутові координати випромінювача в горизонтальній і вертикальній площинах); *R* – відстань від випромінювача до точки прийому сигналу; ψ – фаза сигналу в початку координат відліку.

В реальних умовах поширення радіохвилі мають багатопроменевий характер, оскільки крім прямої хвилі в точку прийому надходять відбиті від різних шарів іоносфери і тропосфери багатошляхові хвилі, а також хвилі, відбиті від місцевих предметів, від нерівностей рельєфу земної поверхні і т. і. У зв'язку з цим в точці прийому діє результуюче інтерференційне поле, яке є сумою *N* когерентних радіохвиль

$$\overline{E}_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{N} E_{mi} \exp\left(j\psi_{i}\right) \exp\left(-j2\pi\lambda^{-1}R\sin\theta_{i}\sin\beta_{i}\right).$$
(2.10)

Оскільки для кутових вимірювань мають значення чотири незалежних параметри, що характеризують кожну *i*-ю хвилю ($E_{mi}, \psi_i, \theta_i, \beta_i$), то в цілому результуюче поле описується 4N параметрами. Якщо прийняти фазу і амплітуду однієї з хвиль в якості опорних для порівняння з параметрами інших хвиль, то число невідомих параметрів, які потрібно визначити, дорівнює 4N-2. Дані про параметри отримуються за допомогою рознесених антен, в яких наводиться сигнал, фаза і амплітуда якого вимірюється відносно опорної фази і

амплітуди однієї з антен. У зв'язку з цим, якщо використовуються n антен, то отримуються 2(n-1) результатів вимірювання. Розміщуючи антени певним чином, можна скласти 2(n-1) рівнянь, що зв'язують параметри радіохвиль з фазами і амплітудами сигналів в антенах. Прирівнюючи число невідомих параметрів числу рівнянь, маємо

$$4N-2=2(n-1)$$
 abo $n=2N$. (2.11)

Отже, для незалежного визначення параметрів всіх хвиль, що приходять, число антен має бути вдвічі більше числа хвиль. Однак подібний радіопеленгатор, крім великої кількості антен, вимагає досить складних приймальних, а також обчислювальних пристроїв для розв'язання зазначених рівнянь. Тому всі радіопеленгаційні системи розраховані на пеленгування однієї хвилі, при цьому, однак, враховують так звані інтерференційні похибки, що виникають під впливом складного поля декількох хвиль.

Для однохвильових РП число антен більше зазначених вище формулою (2.11). Це пов'язано з тим, що амплітуда напруженості поля однієї хвилі і, отже, амплітуди сигналів в антенах у всіх точках вимірювання будуть однакові і не несуть корисної інформації. Тому може бути складено лише (n - 1) рівнянь за результатами відносних вимірювань фаз. Так як число невідомих (кути θ і β) дорівнює двом, то зі співвідношення (2.11) випливає, що при однохвильовому методі радіопеленгації потрібно не менше трьох (n = 3) рознесених нерухомих антен. Якщо вважати кут місця β відомим (прийнявши для нього деяке середнє значення) і визначати лише азимутальний кут θ , то пеленгація може бути здійснено двома нерухомими антенами (n = 2). Однак при цьому необхідно враховувати можливу зміну кута β для того, щоб уникнути так званих висотних помилок. У реальних радіопеленгаційних системах число антен часто перевищує зазначений теоретичний мінімум, що необхідно з метою поліпшення точності, завадостійкості, чутливості систем і ліквідації багатозначності відліку пеленга.

2.2. Фазовий метод радіокутометрії

2.2.1. Визначення пеленга

Розглянемо радіопеленгацію об'єкта фазовим методом при використанні двох ідентичних ненаправлених антен A_1 і A_2 , рознесених на відстань d (рис. 2.4).

Якщо прийняти за початок відліку фаз сигналів центр бази антенної системи, то електрорушійні сили (e.p.c.), індуковані в антенах електромагнітним полем випромінювача, описуються наступним чином

$$\overline{e}_{A_1} = E_m h_1 \exp[j(\omega_0 t + \pi d\lambda^{-1}\sin\theta)],$$

$$\overline{e}_{A_2} = E_m h_1 \exp[j(\omega_0 t - \pi d\lambda^{-1}\sin\theta)],$$
(2.12)

де E_m – амплітуда напруженості електромагнітного поля в центрі антенної системи; h_1 – діюча висота кожної з ненаправлених антен; θ – пеленг випромінювача відносно перпендикуляра до середини бази.

Різниця фаз сигналів при нерухомих антенах для (2.12) дорівнює

$$\Delta \varphi = 2\pi d\lambda^{-1} \sin \theta.$$

При обертанні однієї антени навколо нерухомої іншої з кутовою швидкістю Ω різниця фаз дорівнює

$$\Delta \varphi = 2\pi d\lambda^{-1} \cos(\Omega t - \theta).$$

Якщо подати сигнали, що порівнюються, з виходу приймача на фазометр, чутливим елементом якого є фазовий детектор, то напруга на його виході дорівнюватиме

$$U_{\phi \alpha}(\theta) = k_{\phi \alpha} U_m \cos(2\pi d\lambda^{-1} \sin \theta)$$
(2.13)

в якої міститься інформацію про пеленг θ ; $k_{\phi a}$ – масштабний коефіцієнт.



Рис. 2.4. Схема визначення пеленга

Оскільки зміна амплітуди сигналів невідома, то для отримання достовірної інформації про кут приходу сигналу його амплітуду обмежують або застосовують ефективний АРП (автоматичний регулятор підсилення).

Оскільки $\cos(\Delta \phi)$ – функція парна, то знак напруги на виході фазового детектора не залежить від сторони відхилення антенної системи від напрямку на об'єкт. Для ліквідації цього недоліку в один з приймальних каналів вводять фазозсувний на 90° ланцюг, тоді сигнал на виході набуде вигляду

$$U_{\phi \alpha}(\theta) = U_0 \sin(2\pi d\lambda^{-1} \sin \theta), \qquad (2.14)$$

де U_0 – нормована амплітуда.

При малих значеннях в ця залежність має наближено лінійний вид

$$U_{\phi\pi}(\theta) = U_0 2\pi d\lambda^{-1} \tag{2.15}$$

і при зміні сторони відхилення змінює знак (полярність).

Залежність відносного значення напруги неузгодженості $U_{\phi a}/U_0$ від кута θ (кута неузгодженості щодо рівносигнального напрямку) — це *пеленгаційна характеристика* кутомірної системи, і визначається як (рис. 2.5)

$$F_{\Pi}(\theta) = U_{\oplus \Pi} / U_0 = 2\pi d\theta / \lambda.$$
(2.16)



Рис. 2.5. Пеленгаційна характеристика

Похідна від $F_n(\theta)$ при $\theta \to 0$ називається крутизною пеленгаційної характеристики або чутливістю пеленгування

$$S_{\theta} = \left| \frac{dF_{\Pi}(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta \to 0} = 2\pi d\lambda^{-1}.$$
 (2.17)

Чим більше крутизна пеленгаційної характеристики, тим менше кут нечутливості σ_θ (середньоквадратичної похибки)

$$\sigma_{\theta} = \frac{1}{S_{\theta}} Q, \qquad (2.18)$$

де $Q = U_0 / U_{\rm m}$ – відношення сигнал/шум на вході фазометра.

Чутливість і точність пеленгування ростуть зі збільшенням відношення d/λ ..

Однак зі зростанням розміру бази d виникає багатозначність відліку пеленга. Для її ліквідації використовується багатошкальний метод побудови системи – це антенна система з декількома базами. При цьому мала база d_r утворює грубу шкалу з однозначним відліком кута, а велика база $d_{\tau 1}$ – точну шкалу, але з неоднозначним відліком. Якщо точність відліку за другою шкалою недостатня, додають ще одну антену з ще більшою базою d_{r2} і т.д.

2.2.2. Принципи побудови фазових кутомірний систем

Фазові кутомірні (радіопеленгаційні) системи поділяють на дві основні групи.

1. Системи з безпосереднім вимірюванням різниці фаз сигналів від нерухомих антен (на несучій частоті або частоті модуляції).

2. Системи, засновані на ефекті Доплера, тобто такі, що використовують просторово-часову модуляцію різниці фаз сигналів двох антен, одна з яких обертається відносно нерухомої іншої.

2.2.2.1. Фазові радіопеленгатори з безпосереднім вимірюванням різниці фаз

Приклад такої системи показано на рис. 2.6. Антенна система працює в режимі безперервного випромінювання і складається з чотирьох ідентичних рознесених антен, орієнтованих у напрямках «Південь-Північь» («Пд-Пн») і «Схід -Захід» («С-З»). Пеленгаційні пари антен «Пд-Пн» і «С-З» підключені до окремих двоканальних приймачів, з виходу яких сигнали, що порівнюються за фазою, подаються безпосередньо на фазометри $\Phi M1$ і $\Phi M2$ радіопеленгатора і далі на обчислювальний пристрій *ОП*.

Індуковані в кожної з антен електрорушійні сили (е. р. с) описуються:

$$\overline{e}_{\Pi H} = E_m h_1 F(\theta, \beta) \exp[j(\omega_0 t + \phi_{\Pi H})];$$

$$\overline{e}_c = E_m h_1 F(\theta, \beta) \exp[j(\omega_0 t + \phi_c)];$$

$$\overline{e}_{\Pi A} = E_m h_1 F(\theta, \beta) \exp[j(\omega_0 t - \phi_{\Pi A})];$$

$$\overline{e}_3 = E_m h_1 F(\theta, \beta) \exp[j(\omega_0 t - \phi_3)],$$
(2.19)

де $F(\theta, \beta)$ – нормована характеристика направленості антен; h_1 – діюча висота одиночної антени.

Оскільки вимірюються різниці фаз сигналів на виході приймальних каналів «Пд-Пн» і «С-З», то з виразів (2.19) маємо:

$$\varphi_{\Pi_{d}-\Pi_{H}} = \varphi_{\Pi_{d}} - \varphi_{\Pi_{H}} = 2\pi d\lambda^{-1} \cos\theta \cos\beta,$$

$$\varphi_{c-3} = \varphi_{c} - \varphi_{3} = 2\pi d\lambda^{-1} \sin\theta \cos\beta.$$
(2.20)



Рис. 2.6. Структурна схема фазового РП з безпосереднім вимірюванням різниці фаз

Розв'язуючи систему рівнянь (2.20), можна визначити шукані значення пеленга θ в горизонтальній і β в вертикальній площині:

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{\varphi_{c-3}}{\varphi_{\Pi,d-\Pi,H}}; \qquad \beta = \operatorname{arccos} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \sqrt{\varphi_{c-3}^2 + \varphi_{\Pi,d-\Pi,H}^2} \right).$$
(2.21)

Для автоматичного визначення пеленгів θ і β використовується обчислювальний пристрій, з виходу якого кутомірна інформація надходить на індикатори (стрілочні або цифровій).

У схемі розглянутого радіопеленгатора несучі частоти в паралельних каналах перетворюються за допомогою загального гетеродина в нижчу, більш стабільну частоту Ω . Таке перетворення не змінює фазових співвідношень між порівнювальними сигналами, але забезпечує високу точність вимірів, так як сучасні фазометри забезпечують краще придушення шумів за допомогою вузькосмугових фільтрів і більш високу стабільність при роботі на низьких частотах.

На рис. 2.7 показано структурну схему вимірювання для однієї пеленгаційної пари антен фазового радіопеленгатора з безпосереднім вимірюванням різниці фаз.

Сигнали проміжної частоти з виходу 1-го і 2-го приймальних каналів надходять на змішувачі 3M1 і 3M2, до яких підводяться також дві напруги гетеродина, частоти яких ω_{r} і $\omega_{r} + \Omega$ рознесені на постійну величину.



Рис. 2.7. Структурна схема вимірювання для однієї пеленгаційної пари фазового РП

Поточні значення фази сигналів проміжної частоти складають $\omega t + \varphi_1$ і $\omega t + \varphi_2$, а фази напруг гетеродина відповідно рівні $\omega_r t + \varphi_{r1}$ і $(\omega_r + \Omega)t + \varphi_{r2}$. В цьому випадку фази сигналів на виході першого змішувача *Зм1* і другого *Зм2* стануть рівними $(\omega_r - \omega)t + \varphi_{r1} - \varphi_1$ і $(\omega_r + \Omega - \omega)t + \varphi_{r2} - \varphi_2$. Тоді на виході змішувача биття сигналів вийде коливання частоти биття з поточної фазою $\varphi_{nh} = \Omega t + (\varphi_{r2} - \varphi_{r1}) + (\varphi_2 - \varphi_1)$.

У свою чергу, напруги гетеродина подаються на змішувач опорного биття, з виходу якого знімається напруга тієї ж частоти Ω з поточною фазою $\varphi_0 = \Omega t + (\varphi_{\Gamma 2} - \varphi_{\Gamma 1}).$

Отже, вимірюваний фазометром фазовий зсув дорівнює шуканої різниці фаз двох сигналів $\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1$, в якій міститься кутомірна інформація.

Змішувач биття сигналів містить вузькосмуговий фільтр, налаштований на постійну частоту Ω , що забезпечує ефективне придушення шумів. Аналогічний фільтр ставиться в змішувачі опорного биття, тому запізнювання процесів в сигнальному і опорному каналах однакове.

2.2.2.2. Фазові радіопеленгатори з використанням ефекту Доплера

Принцип роботи радіопеленгаторів цього типу ґрунтується на використанні фазової модуляції сигналів, що приймаються антеною, яка обертається, при цьому фаза огинаючої модуляції сигналів залежить від напрямку на випромінювач.

У найпростішому випадку приймальна антена такого радіопеленгатора – є ненаправлений в горизонтальній площині вібратор A_1 , який рухається з кутовою швидкістю Ω по колу радіуса r. Так як антена при цьому то наближається до джерела випромінювання, то віддаляється від нього, виникає ефект Доплера, який спричиняє просторово-фазову модуляцію сигналу (рис. 2.8).



Рис. 2.8. Виникнення ефекту Доплера при обертанні одної антени

Якщо в точці *O* розміщена нерухома ненаправлена антена A_2 , то електрорушійна сила, що наводиться в неї, дорівнює $e_{A2} = E_{ma} \sin \omega_0 t$.

Фаза сигналу в рухомій антені буде відрізнятися від $\varphi_1 = \omega_0 t$ на величину $\Delta \varphi = 2\pi f_0 \tau$, де $\tau = S / c$, $\Delta \varphi = 2\pi S / \lambda$, S -різниця ходу радіохвилі до антен A_1, A_2 .

3 рис. 2.8 маємо $S = r \cos(\Omega t - \theta)$, де Ωt – поточне значення пеленга рухомої антени; θ – пеленг об'єкта. Отже,

$$\Delta \varphi = 2\pi r / \lambda \cos(\Omega t - \theta). \qquad (2.22)$$

Тоді в рухомої антенні миттєве значення е. р. с. дорівнює

$$e_{A1} = E_m \sin[\omega_0 t + m_0 \cos(\Omega t - \theta)], \qquad (2.23)$$

де $m_{\phi} = 2\pi r/\lambda$ – індекс фазової (кутової) модуляції сигналу.

З виразу (2.23) випливає, що е.р.с. в антені A_1 модульована за фазою частотою обертання антени Ω , причому інформація про пеленг знаходиться в фазі модулюючого коливання, яку можна виділити після порівняння сигналів рухомої і центральної антен.

Спрощену структурну схему фазового радіопеленгатора (рис. 2.9), де використовується ефект Доплера, можна описати таким чином.



Рис. 2.9. Спрощена структурна схему фазового РП з ефектом Доплера

Сигнал від антени A_1 , що обертається, підключається до приймача Πpml і після перетворення подається на вхід фазового детектора $\Phi \square$. Сигнал від центральної антени A_2 надходить до другого приймача $\Pi pm 2$ і далі подається на другий вхід $\Phi \square$. На виході фазового детектора виділяється низькочастотна огинаюча фазової модуляції Ω , фаза якої залежить від напрямку на пеленговану радіостанцію (інформаційний сигнал $\Omega \sim$). Цей сигнал з виходу $\Phi \square$ подається на фазометр ΦM , де порівнюється за фазою з опорною напругою тієї ж частоти Ω_{on} , що виробляється генератором опорної напруги ΓOH . Відлік фазометра дає безпосередньо значення пеленга радіостанції відносно північного напрямку меридіана, проведеного через точку O. При розташуванні пеленгованого об'єкта точно за північним напрямком від пеленгатора фази низькочастотних сигналів опорного U_{on} і інформаційного $U \sim 36$ ігаються.

В реальних радіопеленгаторах замість антени, що механічно обертається, використовують систему нерухомих антен, розташованих по колу того ж радіусу *r*, які підключаються за чергою до входу приймача за допомогою електронного комутатора.

Умови допустимості такої заміни можна визначити аналізу 3 співвідношення (2.23). Відповідно до положень теорії модуляції сигналів відомо, що спектр модульованого за фазою або частотою сигналу складається з нескінченної низки бічних частот, які відрізняються за частотою від несучої на величину $\pm k\Omega$ (k – номер гармоніки). При цьому істотні для відтворення бічні частоти лежать в межах від Ω до $m_{\omega}\Omega$. Використання комутованих антен дозволяє замінити безперервну модуляційну функцію низкою її дискретних значень в певних точках простору, що відповідають розміщенню нерухомих антен. Згідно з теоремою Котельникова відтворення функції з обмеженим спектром рядом її дискретних значень можливо, якщо інтервал часової дискретизації задовольняє умові

$$\Delta t \le \frac{1}{2} f_m, \tag{2.24}$$

де *f*_m – максимальна (верхня гранична) частота спектра функції.

Величина кутового рознесення сусідніх антен за час Δt дорівнює $\vartheta_0 = \Omega \Delta t$, відповідна йому лінійна відстань між антенами $d \approx r \vartheta_0 = r \Omega \Delta t$.

3 урахуванням виразу (2.24) $d \le r \Omega f_m / 2$, а для $f_m = \frac{m_{\varphi} \Omega}{2\pi}$ $d \le r \Omega \frac{2\pi}{2m_{\varphi} \Omega} = \frac{r\pi}{m_{\varphi}} = \frac{r}{2\pi r / \lambda} = \frac{\lambda}{2}.$ (2.25)

Таким чином, відстань між сусідніми антенами, розташованими по колу, має бути не більше половини довжини несучих коливань.

Слід мати на увазі також те, що збільшення відношення *r*/λ і збільшення вимірюваного фазового зсуву сигналу φ допустимо лише в обмежених границях через нелінійність характеристики фазового детектора, на виході якого при великих значеннях з'являються вищі гармоніки. При апроксимації

характеристики фазового детектора синусоїдою його вихідна напруга

$$U_{\phi \sigma} = U_0 \sin[m_{\phi} \cos(\Omega t - \theta)].$$

Представляючи рівняння у вигляді ряду, що містить функції Бесселя першого роду різних порядків, можна отримати

$$U_{\phi, \pi, BHX} = 2U_0 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m_{\phi}) \sin[(2k-1)(\pi/2 - \Omega t + \theta)] =$$

= $2U_0 J_1(m_{\phi}) \cos(\Omega t - \theta) - 2U_0 J_3(m_{\phi}) \cos(3\Omega t - 3\theta) + 2U_0 J_5(m_{\phi}) \cos(5\Omega t - 5\theta) - \dots$

Як видно з рівняння, амплітуди основної спектральної складової частоти Ω і вищих гармонік 3Ω , 5Ω і т. д. залежать від індексу модуляції. Пояснюється це тим, що при вимірах на частоті $n\Omega$, як випливає з рівняння, фаза вихідної напруги вже не однозначно відповідає вимірюваному пеленгу, а буде більше його в *n* разів (де *n* – номер гармоніки). Вимірювання зсуву фаз за гармоніками ускладнює пеленгатор, тому що при цьому необхідно мати також опорні напруги для всіх гармонік. Ускладнюється також і робота з пеленгатором внаслідок того, що при такому методі з'являється багатозначність у відліку пеленга.

Для усунення багатозначності відліку пеленга при збільшенні розміру бази антени у радіопеленгаторів доплерівського типу застосовується диференційно-фазовий спосіб пеленгації. В цьому випадку різниця фаз вимірюється не між е.р.с. в нерухомому (центральному) і рухомому вібраторах, а між е.р.с., наведених в двох вібраторах, що обертаються синхронно (рис. 2.10, a), або між двома сусідніми комутованими вібраторами (рис. 2.10, b).

В антенах A_1 і A_2 , розташованих під кутами ϑ_1 і ϑ_2 ($\vartheta_1 - \vartheta_2 = \vartheta_0$), різниця фаз сигналів

$$\psi = \frac{2\pi r}{\lambda} \sin(\vartheta_2 - \theta) - \frac{2\pi r}{\lambda} \sin(\vartheta_1 - \theta) = \frac{4\pi r}{\lambda} \cos\left(\frac{\vartheta_2 + \vartheta_1}{2} - \theta\right) \sin\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2}.$$
(2.26)

Так як лінійна відстань між сусідніми антенами

$$d = 2r\sin\frac{\vartheta_0}{2} = 2r\sin\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2},$$

то співвідношення (2.26) запишеться у вигляді

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos\left(\frac{\vartheta_2 + \vartheta_1}{2} - \theta\right). \tag{2.27}$$



Рис. 2.10. Антена диференційно-фазового радіопеленгатора: *a* – обертаюча; *б* – комутована

Різниця фаз сигналів в антенах A_1 і A_2 змінюється від нуля до максимального значення, що дорівнює $\psi = 2\pi d/\lambda$. Оскільки функція ψ періодична, то для забезпечення однозначності пеленгування ця різниця фаз не повинна перевищувати значення π і, отже, лінійна відстань між антенами $d = \lambda \psi/2\pi \rightarrow d \leq \lambda/2$.

Диференційно-фазовий РП може бути побудований з використанням лише однієї антени, що обертається (комутується) з кутовою швидкістю Ω , з вимірюванням різниці фаз в двох послідовних моментах часу. При цьому замість сигналу антени A_2 використовується сигнал антени A_1 , затриманий лінією затримки ЛЗ на час $\tau = \vartheta_0/\Omega$, що еквівалентно просторовому зсуву вібратора на кутову відстань ϑ_0 (рис. 2.11).

Для виключення впливу зміни фази за час затримки τ на точність пеленгування, крім комутованою через пристрій комутації ΠK рухомої антени A_1 використовується нерухома центральна антена A_2 . Будь-які коливання фази сигналу викличуть однакові зміни фаз е.р.с. в обох антенах, тому різниця фаз порівнюваних сигналів при постійному значенні вимірюваного пеленга буде постійною.

Здійснюючи перетворення несучої частоти за допомогою гетеродина *Гет1* (що забезпечує збереження фазових співвідношень порівнюваних сигналів), отриману проміжну частоту f_{np} знову перетворюють за допомогою другого гетеродина *Гет2* і змішувача 3m1. В результаті на виході фільтра Φ виділяється сигнал частоти $f_{np} - f_2$, а після змішувача 3m2 - сигнал частоти f_2 , фаза якого модульована відповідно до виразу (2.26) при величині індексу фазової модуляції $m_{\phi}=2\pi r/\lambda$. Цей сигнал подається на фазовий детектор безпосередньо, а також через елемент затримки ЛЗ з $\tau = \vartheta_0/\Omega$, що призводить до зменшення індексу фазової модуляції до величини $m'_{\phi}=2\pi d/\lambda$. На фазометрі ΦM порівнюються фази опорної напруги частоти F_{on} , що подається від генератора опорної напруги *ГОН*, і вихідної напруги F_{\sim} тієї ж частоти, що несе інформацію про пеленг.

Широкобазисні фазові РП з використанням ефекту Доплера мають підвищену кутову чутливість, завадостійкість і точність при забезпеченні однозначності визначення пеленга.



Рис. 2.11. Структурна схема диференційно-фазового РП

2.3. Амплітудний метод радіокутометрії

При амплітудному методі кутометрії напруги антен рознесеної антенної системи комбінуються таким чином (до подачі на вхід приймача), щоб амплітуда несучої частоти або глибина амплітудної модуляції результуючої напруги була функцією пеленга. При цьому вимірюють фазові співвідношення між сигналами, прийнятими рознесеними антенами, перетворюючи фазові зсуви сигналів антен в

амплітудну залежність від кута приходу радіохвилі. При використанні фазового методу пеленгації фазові зсуви, як вже було показано, зберігаються незмінними до подачі на вихідний вимірювальний пристрій – фазометр.

Кути в амплітудних системах пеленгації знаходять шляхом вимірювання за допомогою приймача-індикатора амплітуди або параметрів амплітудної модуляції сигналів антенних пристроїв.

Розрізняють три варіанти амплітудного методу кутометрії: за мінімумом, за максимумом амплітуди прийнятих (випромінюваних) сигналів, а також шляхом порівняння амплітуд сигналів, прийнятих (випромінюваних) різними антенами з діаграмами направленості, що перетинаються.

Для вирішення задач ближньої навігації і посадки застосовується велика кількість різноманітних типів амплітудних радіопеленгаторів і радіомаяків. Основна ознака їх класифікації – це метод радіопеленгування, покладений в основу їх побудови. Розрізняють радіопеленгатори і радіомаяки з визначенням і завданням напрямків за мінімумом, максимумом амплітуди сигналів і порівнянням амплітуд сигналів (або глибин їх модуляції низькочастотними огинаючими).

Ознаки класифікації амплітудних радіопеленгаторів і радіомаяків:

- за числом приймальних каналів, що використовуються для переробки та виділення кутомірної інформації (одноканальні, двоканальні, багатоканальні);

- за типом антенної системи (рамкові, з рознесеними вертикальними вібраторами і ін.);

- за діапазоном радіохвиль (середньохвильові, короткохвильові, УКХ);

- за місцем установки (наземні – стаціонарні і рухомі – бортові);

- за ступенем автоматизації вимірювання і відліку пеленга (не автоматичні, напівавтоматичні, автоматичні);

- за розміром простору, що обслуговується.

Поділяючи радіомаяки вказують тип сформованих і випромінюваних сигналів, а саме, радіомаяк з випромінюванням амплітудно-модульованих, балансно-модульованих коливань, радіомаяки з «опорною напругою», «опорним нулем» і ін.

60

2.3.1. Амплітудна пеленгація за мінімумом сигналу

Розглянемо антенну систему з двох ненаправлених вертикальних вібраторів A₁ і A₂, включених протифазно (рис. 2.12, *a*).

Якщо антенна система розташовується в електричному полі випромінювача з нормально поляризованою хвилею, то е.р.с., що наводяться в кожному з вібраторів, описуються співвідношеннями

$$\overline{e}_{A_1} = E_m h_1 \exp[j(\omega_0 t + \pi d\lambda^{-1}\sin\theta)],$$

$$\overline{e}_{A_2} = E_m h_1 \exp[j(\omega_0 t - \pi d\lambda^{-1}\sin\theta)].$$
(2.27)

Різницевий сигнал на виході антени (векторна діаграма рис. 2.12, в)

$$\overline{E}_r = \overline{E}_1 - \overline{E}_2 = 2E_m h_1 \sin \frac{\varphi}{2} \exp(j\omega t), \qquad (2.28)$$

де *E_m* – амплітуда напруженості поля в центрі антенної системи.



Рис. 2.12. Амплітудна пеленгація за мінімумом сигналу

Величина фази різницевої е.р.с. (2.28) не залежить від пеленга θ , а її амплітуда

$$E_{mr} = 2E_m h_1 \sin(\pi d\lambda^{-1} \sin \theta)$$
(2.29)

є періодичною функцією пеленга.

Якщо відлік пеленга виконується відносно площини антени – її бази, тоді формула (2.29) набуває вигляду

$$E_{mr} = 2E_m h_1 \sin(\pi d\lambda^{-1} \cos \theta).$$
(2.30)

При малому рознесенні антен у порівнянні з довжиною хвилі ($d/\lambda << 1$)

$$E_{mr} = E_m h_{\pi} \cos \theta, \qquad (2.31)$$

де $h_{\rm d} = 2\pi dh_1/\lambda$ – дієва висота антенної системи, що складається з 2-х вібраторів.

Показані вирази визначають характер діаграми направленості антенної системи в горизонтальній площині, тобто залежність амплітуди різницевого сигналу від пеленга θ.

Діаграма направленості антенної системи з двох рознесених вертикальних вібраторів (включених протифазно) при прийомі нормально поляризованої хвилі має вигляд косинусоїди, яка в полярних координатах зображується у вигляді **«вісімки»**, орієнтованої в горизонтальній площині (рис.2.13).

В напрямках $\theta = 0^{\circ}$ і $\theta = 180^{\circ}$ прийому (або випромінювання) немає; максимуми діаграми направленості знаходяться в напрямках 90° і 270°. Фаза е.р.с., що наводиться в антенної системі пеленгованої радіостанції, змінюється на 180° при переході через мінімальне значення (теоретично дорівнює нулю).



Рис. 2.13. Діаграма направленості антенної системи з двох рознесених вертикальних вібраторів (включених протифазне)

Такі властивості ДНА розглянутої системи використовуються для визначення пеленга на випромінювач за мінімумом амплітуди різницевого сигналу, якій фіксується при повороті антенної системи.

Для визначення сторони відхилення випромінювача від напрямку нульового прийому (тобто для ліквідації двозначності оцінки радіопеленга) використовується протифазність вимірюваних сигналів при переході їх амплітуди через мінімальне значення. У міру збільшення відносного розміру бази антенної системи її ДНА поступово втрачає форму «вісімки», а при значеннях $d/\lambda=1$ стає багатопелюстковою, що призводить до багатозначності відліку пеленга, хоча при цьому і підвищується крутизна ДНА в напрямку мінімуму прийому.

ДНА рамкових антен, що широко використовуються в амплітудних радіопеленгаторах (рис. 2.14), описується виразом, аналогічним (2.31), в якому дієва висота антени

$$h_{\rm m} = 2\pi S_p \mu_c N / \lambda, \qquad (2.32)$$

де S_p – площа витка рамкової антени (для прямокутної рамки $S_p = dl$); N – число витків рамки; μ_c – ефективна магнітна проникність, що визначається формою сердечника, на який намотуються витки рамки, і магнітними властивостями матеріалу.



Рис. 2.14. Пеленгування з використанням рамкової антени: *а* – прямокутна рамка; *б* – діаграма направленості в горизонтальній площині

2.3.2. Амплітудна пеленгація за максимумом сигналу

Для антенної системи, що складається з двох рознесених ненаправлених вертикальних вібраторів, включених синфазно, за методом максимуму слід відшукувати максимальне значення амплітуди результуючого сигналу на виході антеною системи (рис. 2.15).

В результаті на вихід антенної системи надходить сумарний сигнал, амплітуда якого визначається як

$$E_{m\Sigma} = E_m [\exp(j\varphi/2) + \exp(-j\varphi/2)] = 2E_m \cos(2\pi d\lambda^{-1}\sin\theta), \qquad (2.33)$$

де $\phi = 2\pi d\lambda^{-1} \sin \theta$ – різниця фаз.



Рис. 2.15. Амплітудна пеленгація за максимумом сигналу

Для такої найпростішої двовібраторної системи пеленгації кутова чутливість і точність пеленгації будуть низькими, так як при малих θ залежність має квадратичний характер, а крутизна ДНА в районі максимуму мала і не залежить від співвідношення d/λ . Зазначені недоліки усуваються при використанні більш складних багатовібраторних антен і антен з суцільним розкриттям.

Використання синфазної багатовібраторної антени. Розглянемо антенну систему, яка складається з *n* ненаправлених вібраторів, розміщених в один ряд з інтервалом за відстанню $d = D_A / n$ (D_A – розмір бази багатовібраторної антени) (рис. 2.16). Приймемо, що амплітуди сигналів E_m у всіх вібраторах однакові, а відносний зсув фази рівномірно зростає в кожному вібраторі відносно до сусіднього на величину $\varphi = 2\pi (d / \lambda) \sin \theta$.



Рис. 2.16. Амплітудна пеленгація з використанням синфазної багатовібраторної антени

Якщо відлік фази вести від середини антени, то фаза сигналу за розкривом антени буде змінюватися від $-(n - 1)\varphi/2$ до $+(n - 1)\varphi/2$. Амплітуда сумарного сигналу на виході такої антени буде знайдена як сума *n* членів геометричної прогресії з початковим членом $a_1 = \exp(-j(n-1)\varphi/2)$ і знаменником $q = \exp(j\varphi/2)$, тобто

$$E_{\Sigma m} = E_m (e^{-j(n-1)\varphi/2} + e^{-j(n-2)\varphi/2} + \dots + e^{j(n-1)\varphi/2}) = E_m \frac{e^{jn\varphi/2} - e^{-jn\varphi/2}}{e^{j\varphi/2} - e^{-j\varphi/2}}, \quad (2.34)$$

що в тригонометричній формі записується як

$$E_{\Sigma m} = E_m \frac{\sin(n\varphi/2)}{\sin(\varphi/2)}.$$
(2.35)

Максимальне значення амплітуди при малих значеннях ϕ дорівнює $E_{\Sigma max} = nE_m$.

Нормована характеристика направленості антени з *n* вібраторів

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{\sin\left(n\pi d\lambda^{-1}\sin\theta\right)}{n\sin(\pi d\lambda^{-1}\sin\theta)}$$
(2.36)

є гостронаправленою і має один головний максимум.

Так як синфазну антену із суцільним розкривом D_A і рівномірним розподілом (по розкриву) поля можна представити як багатовібраторну антену при $n \to \infty$ (тобто інтервал між сусідніми вібраторами $d = (D_A/n) \to 0$), то знаменник можна записати у вигляді $\pi D_A \sin \theta / \lambda$. Тоді характеристика направленості антени із суцільним розкривом записується як

$$F_{\Sigma}(\theta) = \sin\left(\pi D_A \lambda^{-1} \sin\theta\right) / (\pi D_A \lambda^{-1} \sin\theta)$$
 (2.37)

і має вигляд функції sin x/x (рис.2.17).



Рис. 2.17. Характеристики направленості антени із суцільним розкривом

Перше нульове значення характеристики направленості настане при $\sin \theta = \lambda / D_A$. Оскільки відносне розкриття суцільної антени досить велике $(D_A/\lambda >> 1)$, то розчин характеристики направленості за нульовим рівнем $\theta = 2\lambda / D_A$.

Якщо відлік кута виконувати на рівні половинної потужності сигналу, то ширина діаграми направленості $\theta = \lambda / D_A$.

Збільшуючи розміри бази антен із суцільним розкриттям та багатовібраторних антен, можна отримати більш гостронаправлені діаграми і, отже, високу роздільну здатність за напрямком і високу точність вимірювань при забезпеченні однозначності.

2.3.3. Амплітудна пеленгація рівносигнальним методом

Пеленгація методом порівняння амплітуд сигналів, прийнятих (випромінюваних) окремими антенами, заснована на відніманні сигналів, що відповідають двом діаграмам направленості, максимуми яких симетрично зміщені відносно рівносигнального напрямку на кут θ_0 (рис. 2.18).

При зміщенні пеленгованого об'єкта відносно рівносигнального напрямку амплітуда різницевого сигналу на виході приймача пеленгатора (після вузькосмугової фільтрації) має вигляд

$$U_r(\theta) = U_{c\max}[F(\theta_0 + \Delta \theta) - F(\theta_0 - \Delta \theta)].$$
(2.38)

Ця залежність лінійна при малих кутах $\Delta \theta$, дорівнює нулю на рівносигнальному напрямку і змінює свій знак при зміні сторони відхилення ($\pm \Delta \theta$) пеленга від рівносигнального напрямку.

Вибираючи кут зсуву діаграм θ_0 за умов забезпечення високої крутизни діаграм направленості в зоні їх перетину, можна отримати високу точність пеленгування.



Рис. 2.18. Рівносигнальний метод пеленгування

За різницевому сигналу $U_r(\theta)$ (2.38) досить точно фіксується рівносигнальний напрямок, проте визначити величину відхилення від цього напрямку ще не можна, так як $U_{c \max}$ – невідома величина.

Тому в системах пеленгації, що реалізують розглянутий метод, зазвичай використовують нормування сигналів шляхом утворення відношення різницевого сигналу $U_r(\theta)$ до сумарного $U_{\Sigma}(\theta)$

$$\frac{U_r(\theta)}{U_{\Sigma}(\theta)} = \frac{F(\theta_0 + \Delta\theta) - F(\theta_0 - \Delta\theta)}{F(\theta_0 + \Delta\theta) + F(\theta_0 - \Delta\theta)} = F_{\Pi}(\theta), \qquad (2.39)$$

яке може бути прийняте в якості **пеленгаційної характеристики** *F*_п(θ) при виконанні умови фазування.

Операція ділення різницевого сигналу на сумарний виконується в приймальному пристрої в результаті зміни за допомогою АРП коефіцієнта підсилення (обернено пропорційно амплітуді сумарного сигналу).

Замість віднімання амплітуд сигналів їх можна порівнювати шляхом утворення відносини (ділення) амплітуд сигналів. У цьому випадку пеленгаційна характеристика визначається як

$$F_{\pi}(\theta) = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{F(\theta_0 - \Delta \theta)}{F(\theta_0 + \Delta \theta)} = \operatorname{tg} \theta.$$
(2.40)

Амплітудні радіопеленгатори з пеленгацією за методом порівняння

У радіопеленгаторів цього типу антенна система складається з двох ідентичних пар ортогональних нерухомих рознесених вібраторів (або рамкових антен), сигнали з виходу яких подаються в приймально-індикаторний пристрій, що дозволяє шляхом визначення відносини порівнюваних сигналів визначити пеленг на випромінюючий об'єкт.

При цьому база однієї пари антен зазвичай орієнтується в напрямку «Південь-Північ», а база другої пари – в напрямку «Захід-Схід».

Найбільш простим варіантом амплітудних радіопеленгаторів розглянутого типу є двоканальний радіопеленгатор, що складається з двох незалежних приймальних каналів, які забезпечують виділення сигналів кожної пари антен і подальше їх порівняння.

Істотними недоліками двоканального радіопеленгатора є необхідність забезпечення повної ідентичності обох приймальних каналів (як за

67

коефіцієнтами посилення, так і за фазовими зсувами), а також неоднозначність визначення пеленга.

Зазначені недоліки відсутні в одноканальних РП, де основне підсилення сигналів обох антен виконується в загальному приймальному каналі. Для того, щоб сигнали з виходу обох пар антен «Пд-Пн» і «3-С», які мають однакову частоту ω , могли бути розділені після посилення в загальному приймачі, їх модулюють за амплітудою низькочастотними напруженнями частот Ω_1 і Ω_2 , досить близькими за величиною. При цьому коефіцієнти амплітудної модуляції частотами Ω_1 і Ω_2 повинні бути пропорційні амплітудам сигналів на виході антенних пар «Пд-Пн» і «3-С».

В одноканальному РП здійснюється перетворення залежності амплітуди сигналів від величини пеленга в залежність коефіцієнта амплітудної модуляції від пеленга.

Направлення на радіостанцію визначається шляхом порівняння коефіцієнтів локальної модуляції сигналів, що приймаються двома незалежними антенами.

При синусоїдальному випромінюванні миттєві значення е.р.с., що наводяться в ортогональних парах рознесених антен (зазвичай Н-подібних), можуть бути представлені у вигляді (рис. 2.19)

$$e_{\Pi H-\Pi \Lambda} = E_m h_{\Lambda} \cos \theta \sin \omega t,$$

$$e_{3-c} = E_m h_{\pi} \sin \theta \sin \omega t.$$
(2.41)



Рис. 2.19. Схема одноканального амплітудного радіопеленгатора

У центральній антені A_{μ} е.р.с. збігається за фазою з напруженістю поля, тобто

$$e_c = E_{mc} h_{\rm II} \sin \omega t. \tag{2.42}$$

Для можливості ефективного складання напруг направлених і ненаправлених антен ці напруги повинні бути сфазовані.

Це досягається фазуванням напруг на виходах балансних модуляторів *БМ1* і *БМ2*, які забезпечують отримання модульованих за амплітудою високочастотних коливань (балансної модуляції), що описується виразами:

$$u_{\rm EM1} = K_{\rm EM1} E_m h_{\rm d} \cos\theta \sin\Omega_1 t \sin\omega t,$$

$$u_{\rm EM2} = K_{\rm EM2} E_m h_{\rm d} \sin\theta \sin\Omega_2 t \sin\omega t,$$
(2.43)

де $K_{\rm EM1}$, $K_{\rm EM2}$ — коефіцієнти передачі балансних модуляторів; Ω_1 і Ω_2 — низькочастотні модулюючи напруги, досить близькі за частотою для забезпечення однакових умов проходження бічних частот модуляції через тракт приймача.

В результаті складання високочастотних сигналів на вході антенного підсилювача *АП* сумарна напруга стає

$$u_{\Sigma} = u_{c} + u_{\rm EM1} + u_{\rm EM2} = U_{mc} \left(1 + \frac{K_{\rm EM} E_{m} h_{\rm A}}{U_{mc}} \cos \theta \sin \Omega_{1} t + \frac{K_{\rm EM} E_{m} h_{\rm A}}{U_{mc}} \cos \theta \sin \Omega_{2} t \right) \sin \omega t =$$
$$= U_{m} \left(1 + m_{1} \sin \Omega_{1} t + m_{2} \sin \Omega_{2} t \right) \sin \omega t, \qquad (2.44)$$

де $m_1 = K_{\rm EM} E_m h_{\rm A} \cos\theta / U_{mc}$; $m_2 = K_{\rm EM} E_m h_{\rm A} \sin\theta / U_{mc}$ – коефіцієнти амплітудної модуляції, що залежать від кута θ ; U_{mc} – амплітуда напруги, що знімається з центральної антени.

Таким чином, інформація про величину пеленга і його знак знаходиться в коефіцієнтах амплітудної модуляції несучих коливань двома низькими частотами Ω_1 і Ω_2 .

Після підсилення і детектування в приймаче сумарного сигналу його вихідна напруга відтворює огинаючи модульованих коливань, тобто складається з двох змінних напруг з частотами Ω_1 і Ω_2

$$u_{\rm BHX} = U_{\rm mBHX} \cos\theta \sin\Omega_1 t + U_{\rm mBHX} \sin\theta \sin\Omega_2 t.$$
(2.45)

Ці напруги після фільтрації за допомогою фільтрів Φ - Ω_1 і Φ - Ω_2 надходять на відповідні фазові детектори $\Phi \square 1$ і $\Phi \square 2$ (синхронні балансні детектори). Крім того, до детектора $\Phi \square 1$ підводиться опорна напруга частоти Ω_1 від першого генератора низької частоти $\Gamma H \Psi 1$, а до $\Phi \square 2$ – опорна напруга частоти Ω_2 від $\Gamma H \Psi 2$.

На виходах фазових детекторів будуть виділені постійні напруги

$$U_{\mathrm{d}\phi 1} = k_{\mathrm{d}\phi} U_{\mathrm{mBux}} \cos \theta; \quad U_{\mathrm{d}\phi 2} = k_{\mathrm{d}\phi} U_{\mathrm{mBux}} \sin \theta; \tag{2.46}$$

де $k_{\phi \alpha}$ – коефіцієнт передачі ФД: $k_{\phi \alpha} = k_{\Phi Д1} = k_{\Phi Д2}$; tg $\alpha = U_{\alpha \phi 2} / U_{\alpha \phi 1}$.

Величини напруг пропорційні амплітудам відповідних високочастотних напруг антенних пар, тому що всі перетворювачі сигналів працюють в лінійному режимі. Полярність вихідних напруг буде визначатися фазами огинаючих модуляції відносно до опорних напруг, тобто в кінцевому рахунку фазами високочастотних напруг антен «Пд-Пн-» і «3-С». Для використання електронно-променевої трубки електронні комутатори *EK1*, *EK2* з генератором комутуючої напруги *ГКН* перетворюють постійні напруги у пилкоподібні.

2.3.4. Амплітудна пеленгація з «опорним нулем»

На рис. 2.20 наведено спрощену схему радіомаяка глісадного каналу посадкової системи, що діє за методом «опорного нуля», а на рис. 2.21 діаграму направленості антенної системи. Високочастотні сигнали передавача радіомаяка через дільник потужності $\mathcal{Д}M$ подаються на амплітудні модулятори (з частотами модуляції Ω_1 і Ω_2), кожен з яких пов'язаний через фазуючий міст $\mathcal{P}M$ з обома антенами – верхньої $A_{\rm B}$ і нижньої $A_{\rm H}$.



Рис. 2.20. Принцип дії радіомаяка з «опорним нулем»

Фазуючий міст забезпечує синфазне живлення обох антен AM коливаннями з частотою Ω_1 ($F_1 = 90$ Гц) і протифазне живлення антен AM коливаннями з частотою Ω_2 ($F_2 = 150$ Гц).

Нижня антена живиться сумарним AM коливанням, спектр якого містить несучу $f_{\rm H}$ і дві пари бічних частот ($f_{\rm H} \pm F_1$); ($f_{\rm H} \pm F_2$).

Верхня антена живиться балансно-модульованим коливанням, бічні складові якого $f_{\rm H} \pm F_1$ посунуті за фазою на 180° відносно складових $f_{\rm H} \pm F_2$, причому одна пара бічних частот збігається за фазою з аналогічними бічними частотами АМ коливання, що живить нижню антену, а друга пара бічних частот протифазна відповідній парі частот коливань антени $A_{\rm H}$.

З огляду на зазначені особливості формування випромінювань радіомаяків з «опорним нулем», поле, що випромінюється нижньої антеною, описується виразом

$$e_{\rm H} = E_{m\rm H} F_{\rm H}(\beta) (1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega t, \qquad (2.47)$$

а поле верхньої антени

$$e_{\rm B} = E_{m\rm B}F_{\rm B}(\beta)(1+m_1\sin\Omega_1 t)\sin\omega t - E_{m\rm B}F_{\rm B}(\beta)(1+m_2\sin\Omega_2 t)\sin\omega t. \quad (2.48)$$



Рис. 2.21. Діаграма направленості радіомаяка з «опорним нулем»

При однаковій глибині модуляції сигналів в каналах ($m_1 = m_2 = m$) складання в просторі полів (2.47), (2.48) дає результуюче поле

$$e_{\Sigma} = 2E_{mH}F_{H}(\beta) \left[1 + \left(\frac{m}{2} + \frac{mE_{mB}F_{B}(\beta)}{2E_{mH}F_{H}(\beta)}\right) \sin\Omega_{1}t + \left(\frac{m}{2} - \frac{mE_{mB}F_{B}(\beta)}{2E_{mH}F_{H}(\beta)}\right) \sin\Omega_{2}t \right] \sin\omega t.$$
(2.49)

З виразу (2.49) видно, що коефіцієнти при sin $\Omega_1 t$ і sin $\Omega_2 t$ визначають залежність амплітуд частот модуляції від кута. Позначивши ці коефіцієнти

$$M_{1} = \frac{m}{2} \left(1 + \frac{E_{mB}F_{B}(\beta)}{E_{mH}F_{H}(\beta)} \right), \qquad M_{2} = \frac{m}{2} \left(1 - \frac{E_{mB}F_{B}(\beta)}{E_{mH}F_{H}(\beta)} \right),$$

записується величина відхилення від заданого напрямку як

$$\Delta_{\Gamma} = k(M_1 - M_2) = km \frac{E_{mB}F_{B}(\beta)}{E_{mH}F_{H}(\beta)},$$

де *k* – масштабний коефіцієнт перетворення сигналу в кутове відхилення.

При знаходженні літака на заданій лінії $\Delta_{\Gamma} = 0$ і $E_{mB}F_{B}(\beta) = 0$.

Бортова апаратура глісадної радіомаячної системи посадки з «опорним нулем» не відрізняється від відповідної апаратури, що працює в комплекті з рівносигнальним радіомаяком.

Аналогічний принцип використовується також у курсових радіомаяках з «опорним нулем», що задовольняють вимогам ІІ і ІІІ категорії стандартів ІСАО.

Література до розділу 2: [1], [5], [13–17].

Контрольні запитання

- Назвіть типи кутомірних радіотехнічних систем і як вони використовуються в навігації.
- 2. Які методи застосовуються в кутометрії?
- 3. Поясніть фізичні принципи фазового методу виміру кутів.
- Дайте математичний опис радіохвилі в точці прийому у вигляді просторово-часової функції.
- 5. Пояснить метод визначення кутових координат об'єкта за часовим запізненням у прийомі радіосигналу.
- 6. Дайте визначення пеленгаційної характеристики кутомірної системи.
- 7. Які принципи закладаються у побудову фазових кутомірних систем?
- 8. За яких умов з'являється доплерівський зсув частоти?
- 9. Як впливає обертання антени на формування електромагнітного поля?
- 10.Як використовується ефект Доплера у фазових радіопеленгаторах?
- 11.Поясніть фізичні принципи амплітудного методу виміру кутів.
- 12. Чім відрізняються амплітудні пеленгації за мінімумом і за максимумом сигналу?
- 13. Чім відрізняється рівносигнальний метод пеленгації від пеленгації з «опорним нулем»?

Розділ 3. Методи радіодалекометрії

Визначення дальності радіотехнічними засобами полягає на вимірюванні часової затримки τ між випромінюваним і отриманим сигналом, яка пропорційна поточної дальності *R*.

В радіодалекомірах (РД) використовується безпосереднє вимірювання часового інтервалу або фази і частоти, які є функціями часу.

Розрізняють фазові, частотні і часові методи радіодалекометрії. Сигнали, що випромінюються, можуть бути модульованими і не модульованими, тобто вимірювання можуть виконуватися на несучої частоті, частоті модуляції і частоті биття випромінюваних і прийнятих сигналів.

За способами формування сигналу, що приймаються, розрізняють методи і засоби радіодалекометрії з відбитим сигналом (автономні) і з ретрансльованим сигналом (неавтономні).

Залежно від способу побудови схем оптимального (квазіоптимального) вимірювання дальності вони діляться на вимірювачі слідкуючого типу і не слідкуючого.

Найбільш широке застосування знаходять слідкуючі вимірювачі дальності (СВД). Завданням СВД є формування слідкуючих імпульсів, часове положення яких відображає лише плавну, закономірну зміну дальності і практично не змінюється під впливом хаотичних шумових збурень. У цьому сенсі СВД подібний згладжувальному фільтру для функції $\tau(t)=2R(t)/c$. При цьому забезпечується висока точність вимірювання.

3.1. Фазовий метод радіодалекометрії

Вимірювання дальності фазовим методом ґрунтується на визначенні фазового зсуву між двома гармонійними коливаннями, одне з яких є опорним, а інше несе інформацію про вимірювану відстань.

Різниця фаз порівнюваних сигналів може вимірюватися на високій (несучої) частоті, частоті модуляції несучих коливань і частоті биття двох коливань, різницева частота яких служить для вимірювання відстані.

Фазові далекомірні системи можуть бути реалізовані в двох варіантах:

- системи з ретрансляцією сигналу («запит-відповідь»);

 – системи з однонаправленим радіоканалом (зі зберіганням початкової фази сигналів еталонним генератором).

3.1.1. Фазовий далекомірний метод в системі з однонаправленим радіоканалом

В такій далекомірній системі (рис. 3.1) знаходиться задаючий генератор ЗГ, що задає частоти ω_0 передавальному пристрою *Прд*, який знаходиться в пункті з відомими координатами та випромінює сигнал

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{3.1}$$

з початковою фазою ϕ_0 .

В результаті проходження відстані R, що вимірюється, сигнал запізнюється за фазою (за часом $\tau = R/c$) і може бути описаний на вході приймача Прм як

$$U_{ex}(t) = gU_m \cos\left(\omega_0 t + \varphi_0 - \frac{\omega_0 R}{c} \pm \frac{\omega_0 W_r t}{c}\right), \qquad (3.2)$$

де W_r – радіальна складова шляхової швидкості зближення передавача і приймача сигналів; *g* – коефіцієнт, що враховує затухання амплітуди сигналу.

Якщо не враховувати величину доплерівського зсуву частоти (фази) вимірюваного сигналу (вибираючи порівняно малі значення частот ω_0), то на вході фазометра фаза сигналу, що несе далекомірну інформацію, дорівнює

$$\phi_2 = \phi_1 - \frac{\omega_0 R}{c} = \omega_0 t + \phi_0 - \frac{\omega_0 R}{c},$$
(3.3)

де $\phi_1 = \omega_0 t + \phi_0$.

На фазометр також подається сигнал опорної фази від високостабільного генератора опорної напруги *ГОН*.



Рис. 3.1. Фазова далекоміра система з однонаправленим радіоканалом

Фаза опорного сигналу ГОН повинна дорівнювати початковій фазі сигналу, який формується також високостабільним задаючим генератором, що практично досягається з точністю до похибки синхронізації частот (фаз) обох генераторів, відповідно до виразу (3.1),

$$\varphi_3 = \varphi_1 + \varphi_{cx} = \omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_{cx},$$
 (3.4)

де $\phi_{cx} = \Delta \omega t$ – похибка синхронізації, що обумовлена відхиленням частоти *ГОН* від номінального значення ω_0 .

Поточну відстань *R* визначають, вимірюючи різницю фаз φ_r прийнятого і опорного сигналів. Нехтуючи похибкою синхронізації φ_{cx} , маємо

$$\phi_r = \phi_3 - \phi_2 = \frac{\omega_0 R}{c} = \frac{2\pi f_0 R}{c} = \frac{2\pi c R}{c\lambda_0} = \frac{2\pi R}{\lambda_0}.$$
(3.5)

Звідки

$$R = \frac{c}{\omega_0} \varphi_r = \frac{\lambda_0}{2\pi} \varphi_r, \qquad (3.6)$$

де ϕ_r – різниця фаз.

Фазометром вимірюється різниця фаз лише в межах одного фазового циклу, а величина φ_r може включати в себе невідоме число повних фазових циклів.

Як випливає з формули для R (3.6), зміна фази на повний цикл відбудеться при зміні відстані $R = \lambda_0$. При подальшому збільшенні відстані показання фазометра будуть повторюватися.

Т.ч., максимальна відстань, яка може бути виміряна однозначно, дорівнює довжині хвилі випромінюваних коливань $R_{\max} = \lambda_0$.

Зона в просторі, в межах якої фаза сигналу змінюється на 2*π* при зміні відстані, є зоною однозначного відліку, або фазовою доріжкою.

Для розглянутої далекомірної системи фазові доріжки мають вигляд концентричних кілець шириною λ_0 (для далекомірів з ретранслятором — шириною $\lambda_0/2$).

Залежно від вимірюваної відстані число фазових доріжок буде $n_1 = R/\lambda_0$.

У межах кожної фазової доріжки можна розрізнити лише кінцеве число n_r ліній положення — ЛРР, яке визначається величиною *похибки фазових* вимірювань $\Delta \varphi_r$: $n_2 = 360^{\circ}/\Delta \varphi_r$.

З урахуванням співвідношень (3.4) і (3.6) похибка вимірювання дальності

$$\Delta R = \frac{\lambda_0}{2\pi} \Delta \varphi_r + \frac{\Delta \lambda_0}{\lambda_0} ct, \qquad (3.7)$$

де $\Delta \phi_r$ – апаратурна похибка вимірювання фазового зсуву; $\Delta \lambda_0$ – відхилення довжини хвилі коливань опорного генератора від номінального значення за час, відрахований від моменту початку синхронізації роботи задаючого і опорного генераторів .

З виразу (3.7) виходить, що похибки вимірювання дальності можуть бути зменшені шляхом зменшення довжини хвилі (збільшенням частоти) робочих коливань далекоміра, а також збільшенням стабільності частоти опорного і задаючого генераторів і точності синхронізації їх роботи.

Оскільки в сучасних високостабільних генераторах досягнута величина відносної нестабільності частоти $10^{-10}...10^{-11}$ (за тривалий період роботи), то похибка вимірювання дальності невелика. Найважче забезпечити синхронність (синфазність) роботи задаючого і опорного генераторів. Зазвичай це виконується на початку вимірювань.

Збільшення робочої частоти далекоміра для підвищення точності вимірювань зменшує, як це видно з формули $R = f_0^{-1} \varphi_r / 2\pi$, максимальне значення вимірюваної відстані, при цьому виникає проблема з ліквідації багатозначності відліку відстані. Тому подібні системи працюють на довгих хвилях.

Усунення багатозначності відліку в фазових далекомірах здійснюється зазвичай наступними способами.

1. Використання в індикаторах дальності лічильників повних фазових циклів. При цьому необхідно попередньо «прив'язати» показання індикатора до орієнтиру на місцевості, щоб від нього виконувати наступний відлік дальності.

2. Використання попередньої інформації про відстань, отриманої шляхом числення шляху іншим способом. В цьому випадку похибка оцінки місцеположення (дальності) повинна бути менше ширини фазової доріжки.

3. Випромінювання двох або більше робочих частот, тобто зміною масштабу виміру дальності. Для правильного визначення дальності необхідно, щоб період найбільш низької масштабної частоти $T_{\Omega_{\rm H}}$ був більше величини $2R_{\rm max}/c$, а період кожної наступної більш високої частоти був більше можливої похибки запізнювання відповіді сигналу, що виникає при вимірюванні на попередній, більш низькій масштабній частоті. Цей спосіб ліквідації

багатозначності відліків вимагає розширення діапазону робочих частот далекоміра, що не завжди можливо.

Отже, незважаючи на порівняльну простоту розглянутої схеми далекоміра з вимірами на несучої частоті і його практично необмежену пропускну здатність, властивий недолік багатозначності вимірювання дальності знижує його переваги і створює труднощі при використанні.

3.1.2. Фазовий далекомірний метод в системі з ретрансляцією сигналу

Значне зменшення і навіть повне усунення багатозначності вимірювання дальності може бути досягнуто застосуванням системи з вимірюванням фазових зсувів на частотах модуляції несучих коливань (за амплітудою).

Далекомір з ретранслятором сигналу і рознесенням несучих частот прямого ω_1 і ретрансльованого ω_2 сигналів (рис. 3.2) забезпечує виключення взаємовпливу сигналів обох радіоканалів. Високочастотні сигнали передавача запитувача модулюються за амплітудою від генератора низької частоти *ГНЧ* низькочастотною напругою Ω_M , яка подається на фазометр як опорна напруга $\Omega_{M\cdot 0\Pi}$. Отримані приймачем ретранслятором $\Pi p M_p$ на частоті ω_1 модульовані сигнали детектуються, посилюються підсилювачем Π і модулюють сигнали передавача $\Pi p \partial_p$ ретранслятора, що випромінюються на частоті ω_2 .

На вході приймача запитувача Πpm виділяється напруга частоти Ω_M , фаза якої містить інформацію про поточну дальність. Ця напруга порівнюється в фазометрі з опорним сигналом і індикатор на виході фазометра видає інформацію про виміряну дальність R.



Рис. 3.2. Фазова далекоміра система з ретрансляцією сигналу

Якщо на виході ГНЧ модулююча напруга має вигляд

$$U_1 = U_{m1} \sin(\Omega_{\rm M} t + \varphi_0),$$
 (3.8)

то відповідна йому напруга на вході приймача *Прм* набуває запізнювання за фазою в результаті проходження сигналом відстані 2*R*, тобто

$$U_2 = U_{m2}\sin(\Omega_{\rm M}t + \varphi_0 - 2\Omega_{\rm M}R/c)$$
(3.9)

(при вимірах на низьких частотах доплерівським зсувом частоти можна знехтувати).

За допомогою фазометра в результаті віднімання фаз напруг (3.8) і (3.9) вимірюється різницевий фазовий зсув

$$\varphi_r = \frac{2\Omega_{\rm M}R}{c} = \frac{4\pi R}{\lambda_{\rm M}},\tag{3.10}$$

де $\lambda_{\rm M}$ – довжина хвилі модулюючих коливань.

За виміряною різницею фаз ф, визначається відстань

$$R = \frac{\lambda_{\rm M} \phi_r}{4\pi}.$$
(3.11)

Оскільки показання фазометра циклічно (через кожні $\varphi_r=2\pi$) повторюються, то в цьому випадку максимальна однозначно вимірювана відстань дорівнює $R_{\text{max}} = \lambda_w/2$.

Оскільки модулююча частота може бути обрана досить малою (у порівнянні з несучою частотою), то перевагою розглянутого далекоміра є можливість однозначного визначення великих відстаней. Однак точність вимірювання в даному випадку знижується, так як похибка (середньоквадратична σ_R) оцінки дальності з урахуванням формули (3.11) запишеться у вигляді

$$\sigma_R = \frac{\lambda_{\rm M} \sigma_{\varphi_r}}{4\pi},\tag{3.12}$$

де σ_{φr} – середньоквадратична похибка вимірювання фазових зсувів.

3 виразу (3.12) випливає, що збільшення масштабу вимірювання відстані (і відповідної довжини хвилі λ_м) досягається за рахунок програшу у точності

вимірювань. Для вирішення зазначених суперечностей, властивих всім фазовим далекомірам, використовують кілька масштабних модулюючих частот (сітку частот), що легше забезпечити, ніж створювати масштабну сітку несучих коливань.

Необхідно вказати на відсутність у фазового методу роздільної здатності за дальністю. При одночасному надходженні на вхід приймача фазового далекоміра декількох сигналів вони будуть інтерферувати і дадуть результуючий сигнал, фазовий зсув якого не буде нести інформацію про дальність до об'єктів. Тому фазовий метод дає найкращі результати в тих випадках, коли наперед відомо, що джерелом інформації є лише один об'єкт. В силу зазначених причин фазові далекоміри знайшли застосування в космічній радіонавігації.

3.2. Частотний метод радіодалекометрії

Частотним методом дальність до об'єкта визначається в основному з використанням безперервних частотно-модульованих сигналів. При цьому вимірюють приріст частоти сигналів передавача за час їх прямого (до об'єкту) і зворотного поширення, тобто вимір частоти биття прямого і відбитого сигналів, що відповідає поточній дальності.

3.2.1. Частотна модуляція

У разі зміни частоти передавача $f_{\Pi}(t)$ за лінійним (пилкоподібним) законом зміна частоти відбитого сигналу $f_{\text{відб}}(t)$ буде запізнюватися на час $t_3 = 2R/c$, пропорційне вимірюваній відстані R (рис. 3.3). При змішуванні цих сигналів утворюються биття, огинаюча яких є гармонійним коливанням.

Величина зміни частоти передавача (рис. 3.3, a) за час t_3 , тобто частота биття, дорівнює

$$F_{\tilde{o}} = t_3 \operatorname{tg} \alpha = t_3 \frac{df_{\pi}}{dt} = \frac{2R}{c} \frac{df_{\pi}}{dt}, \qquad (3.13)$$

де $t_3 = \frac{2R}{c}$.

У частотних радіодалекомірів (ЧД) використовуються різні види періодичної модуляції несучої частоти $f_{\rm n}(t)$. При цьому огинаюча модуляції $F_{\rm M}(t)$ може мати наступний вигляд:

– для симетричного пилкоподібного закону (рис.3.3, *a*)

$$F_{\rm M}(t) = 1 - \left| \frac{2t}{T_{\rm M}} \right| \, \Pi \mathrm{pu} \, -\frac{T_{\rm M}}{2} < t < \frac{T_{\rm M}}{2}; \tag{3.14}$$

– для несиметричного пилкоподібного $F_{\rm M}$ (рис. 3.3, б)

$$F_{\rm M}(t) = \frac{2t}{T_{\rm M}} \, \Pi \mathrm{pu} \, -\frac{T_{\rm M}}{2} < t < \frac{T_{\rm M}}{2}; \tag{3.15}$$

– для гармонійного (рис. 3.3, в)

$$F_{\rm M}(t) = \sin\Omega_{\rm M}t, \qquad (3.16)$$

де $\Omega_{\rm M} = 2\pi F_{\rm M} = 2\pi / T_{\rm M} -$ частота модуляції.



Рис. 3.3. Види періодичної модуляції несучої частоти

Структурну схему частотного далекоміра показано на рис. 3.4. Модульовані за частотою коливання $f_{\rm n}(t)$ високочастотного генератора $4M\Gamma$ випромінюються передавальною антеною A_1 , а також подаються на вхід змішувача 3M – схему множення прямого і відбитого $f_{\rm від6}(t)$ (прийнятого антеною A_2) сигналів. На виході змішувача виділяються лише низькочастотні коливання (сигнал биття), пропорційні абсолютному значенню різниці миттєвих значень частот прямого і відбитого сигналів, тобто

$$|F_{\vec{0}}(t)| = |f_{\Pi}(t) - f_{\text{Big}\vec{0}}(t)|.$$
 (3.17)

Частота биття дається за модулем, оскільки вона завжди позитивна.



Рис. 3.4. Структурна схема частотного далекоміра

Частота биття залишається постійною протягом більшої частини періоду модуляції $T_{\rm M}$ (часові діаграми на рис. 3.5, *a*, *б*), і може бути виражена з урахуванням співвідношення (3.13) як:

$$F_{60} = t_3 \frac{df_{\rm II}}{dt} = 8\Delta f_{\rm M} F_{\rm M} R / c, \qquad (3.18)$$

звідси

$$R = \frac{c}{8\Delta f_{\rm M}} \frac{F_{\rm 60}}{F_{\rm M}},\tag{3.19}$$

де $\Delta f_{\rm M}$ – девіація несучої частоти.

Відрізки часу t_3 , протягом яких частота F_{50} не залишається постійною, називають зонами обернення, оскільки в середній точці їх зміни функція $F_5(t)$ проходить через нуль (рис. 3.5, б). Вплив зон обернення тим менше, чим краще виконується умова $T_{\rm M} \ge t_3$. Таким чином, залежність (3.19) має лінійний характер лише на малих відстанях (висотах).

Процес формування огинаючої биття при різних фазових зсувах відбитих сигналів відносно випромінюваних пояснюється за допомогою діаграми (рис. 3.6). Вважається, що опорний вектор \bar{U}_{n} , що характеризує зондуючий сигнал, нерухомий.

При цьому вісь проекції обертається зі змінною кутовою частотою $\omega_{n}(t)=2\pi f_{n}(t)$ за годинниковою стрілкою, а відповідний прийнятому сигналу вектор $\bar{U}_{\text{відб}}$ обертається відповідно \bar{U}_{n} з частотою биття $F_{6}(t) = f_{n}(t) - f_{\text{відб}}(t)$ в напрямку, який визначається знаком $F_{6}(t)$. При $f_{\text{відб}} < f_{n}$ вектор $U_{\text{відб}}$ обертається за годинниковою стрілкою, а при $f_{\text{відб}} > f_{n}$ – проти.



Рис. 3.5. Часові діаграми



Рис. 3.6. Процес формування огинаючої биття

Для оцінки форми зміни амплітуди, що огинає биття, треба порівняти зміну частот сигналів на рис. 3.6, *а* й на рис. 3.6, *в* в точках 1, 2, 3, 4.

В інтервалі часу 1–2 вектор $\bar{U}_{\rm відб}$ обертається за годинниковою стрілкою з постійною швидкістю, а в інтервалі 2–3 обертання вектора $\bar{U}_{\rm відб}$ сповільнюється. У точці 3 вектор $\bar{U}_{\rm відб}$ зупиняється (тому що в цій точці $f_{\rm n} = f_{\rm відб}$), після чого починає обертатися в протилежному напрямку зі зростаючою швидкістю, поки не досягне її сталості і т.д. При цьому результуючий вектор $\bar{U}_{\rm p}$ здійснює кутові коливання, величина яких визначається положенням вектора $\bar{U}_{\rm відб}$. Довжина вектора $\bar{U}_{\rm p}$ характеризує величину амплітуди биття $U_{\rm вх}$ на вході $\Pi p M$.

Отже, огинаюча биття на виході змішувача має форму гармонійного коливання, за винятком ділянок тривалістю t_3 (з інтервалом $T_{\rm M}/2$), всередині яких фаза коливання змінюється на 180°.

Для визначення відстані необхідно виміряти *F*_{бо}, для чого використовують частотоміри, виконані у вигляді аналізаторів спектра, або рахункових вимірювальних схем стеження.

У наведеній схемі частотного далекоміра обробка сигналів називається кореляційно-фільтровою, оскільки спочатку виконується операція множення відбитого сигналу на опорний (випромінюючий) сигнал, а потім енергія сигналу биття накопичується в фільтрах. Залежно від обраних параметрів вимірювача частоти можлива реалізація алгоритмів, наближених до оптимальних.

Найбільш широко в частотних радіодалекомірах використовують вимірювачі без стеження частоти биття завдяки технічній простоті і надійності роботи. Принцип його роботи полягає в підрахунку числа імпульсів (підрахунку нулів процесу $U_{npc}(t)$), сформованих з напруги биття, за період модуляції $T_{\rm M}$. Для цього биття $F_{\delta}(t)$ посилюються і після двостороннього обмеження $U_{\rm oбM}$ і диференціювання $U_{\rm дu}$ однополярні імпульси (що виділяються за допомогою діода) надходять на вхід лічильника імпульсів – основного елемента частотоміра (рис. 3.5, *в*, *г*, *д*). При аналоговому способі рахунку постійна складова напруги на виході інтегратора $U_{\rm вих}$, що усереднює імпульсну послідовність, буде пропорційна числу імпульсів $n_{\rm T}$ за період модуляції, тобто частоті биття (рис. 3.5, *e*).

Слід мати на увазі, що сам метод вимірювання дальності шляхом оцінки частоти биття принципово містить методичні похибки. Зокрема, методична похибка дискретності відліку дальності, викликана порушенням кратності періодів $T_{\rm M}$ і $T_{\rm 50}$ при зміні висоти, а також наявністю зон обернення. Крім того, наведені формули справедливі за умови, що можна знехтувати доплерівським збільшенням частоти биття $F_{\rm 5d}$, викликаним переміщенням об'єкта, що відбиває ($F_{\rm 50} >> F_{\rm 5d}$). Остання умова в практиці вимірювання відстані (або висоти) до рухомого об'єкта не завжди забезпечується.

3.2.2. Радіовисотомір з частотною модуляцією

Частотний метод вимірювання дальності використовується в радіовисотомірах з ЧМ, які знаходять широке застосування в повітряної навігації для вимірювання малих висот, тому їх називають радіовисотомірами малих висот.

Принцип роботи радіовисотоміра (РВ) з ЧМ полягає в наступному (рис. 3.7). Високочастотний безперервний модульований за частотою сигнал, що генерується передавачем РВ, випромінюється передавальною антеною у напрямку до землі. Ослаблений прямий сигнал подається також на один з входів балансного змішувача (БЗ).

Частина падаючої на земну поверхню високочастотної енергії відбивається від землі, приймається приймальною антеною і надходить в приймач на другій вхід балансного змішувача.

Через частотну модуляцію за час поширення сигналу до землі і назад частота прямого сигналу зміниться і буде відрізнятися від частоти відбитого сигналу. Тому на виході БЗ буде виділятися сигнал різницевої частоти, який надходить на підсилювач різницевої частоти (ПРЧ) зі спеціально підібраною амплітудно-частотною характеристикою, а потім на пристрій формування імпульсів (ПФІ). З виходу ПФІ знімається послідовність імпульсів постійної амплітуди і тривалості, *частота яких дорівнює різницевої частоті*. У лічильнику імпульсів (ЛІ) ця послідовність перетворюється в постійну напругу, величина якої пропорційна F_p , і, отже, вимірюваної висоті *H*.

Ця напруга після посилення в підсилювачі постійного струму (ППС) надходить на індикатор, шкала якого проградуйована в одиницях висоти, а також до пілотажно-навігаційного комплексу (ПНК).



Рис. 3.7. Спрощена схема частотного висотоміра

При відомому законі ЧМ різницева частота є функцією висоти і може служити її мірою. Закон частотної модуляції не впливає на принцип дії РВ. На практиці використовується гармонійний закон, закон симетричної і несиметричної пилки. У разі гармонійного закону частотної модуляції мірою висоти служить середня різницева частота.

При використанні ЧМ за законом симетричної пилки (рис. 3.8) закон зміни частоти відбитого сигналу показаний пунктирною лінією. Якщо взяти пропорцію

$$\frac{4\Delta f}{T_{\rm M}} = \frac{F_p}{\tau},\tag{3.20}$$

де $\tau = 2H/c$ – час на поширення радіосигналу до земної поверхні і назад, то отримаємо вираз для визначення висоти польоту через значення різницевої частоти:

$$H = \frac{cT_{\rm M}}{8\Delta f} F_P. \tag{3.21}$$

Таким чином, вимірявши різницеву частоту F_p , можна визначити висоту H.

Рівність не виконується для проміжків часу між моментами, коли змінюється напрямок зміни частоти прямого і відбитого сигналів. Однак, з огляду на те, що $\tau \ll T_{\rm M}$, цим можна знехтувати і вважати, що формула досить точно описує принцип роботи РВ з ЧМ.



Рис. 3.8. Частотна модуляція за законом симетричної пилки

Робота далекомірних систем, що використовуються для визначення дальності до різних об'єктів, відрізняється від роботи висотомірів лише тим, що амплітуда відбитого сигналу суттєво залежить від ефективної поверхні цілі (об'єкта). Тому основні зміни вносяться на рівні високочастотної частини приймального пристрою.

3.3. Часовий метод радіодалекометрії

Часовий (імпульсний) метод вимірювання дальності є методом безпосереднього вимірювання дальності R за часом запізнювання відповідного (відбитого) імпульсу по відношенню до прямого (зондуючого). Розглянемо особливості вимірювання дальності в імпульсних далекомірах з відбитим (автономні РД) і з ретрансльованим (неавтономні РД) сигналами.

3.3.1. Радіодалекомір за відбитим сигналом

Спрощена схема такого радіодалекоміра показана на рис. 3.9. У радіодалекомірі передавач $\Pi p \partial$ і блок вимірювання та індикації дальності *БІД* синхронізуються послідовністю відеоімпульсів, що виробляються синхронізатором (діаграма 1, рис. 3.9, *б*). Передавач формує імпульсні високочастотні коливання, які можуть бути модульовані або маніпульовані за фазою або за частотою за певним законом в межах кожного імпульсу (діаграма 2, рис. 3.9, б).



Рис. 3.9. Спрощена схема радіодалекоміра за відбитим сигналом

З виходу передавача радіоімпульси через антенний перемикач *АП* надходять до антени і випромінюються в простір.

На вхід приймача *Прм* далекоміра надходять сигнали, відбиті від будьяких об'єктів (літак Л) або від земної поверхні. З виходу приймача відеоімпульси подаються в *БІД*, де вимірюється час т запізнювання цих імпульсів відносно зондуючих сигналів передавача (діаграма 3 на рис. 3.9, δ). Антенний перемикач служить для замикання приймача під час випромінювання передавачем зондуючих імпульсів і для блокування вихідних ланцюгів $\Pi p \partial$ під час прийому сигналів. Таким чином, часове запізнювання τ при проходженні сигналів до об'єкту, що відбиває, і назад пов'язане з відстанню до об'єкта R співвідношенням

$$R = \frac{c\tau}{2}.$$
 (3.22)

При одночасному вимірі відстані до декількох об'єктів за допомогою імпульсного далекоміра необхідно, щоб прийняті сигнали не перекривалися в часі на вході приймача. Якщо, наприклад, R_1 і R_2 – відстані до двох об'єктів, то відбиті від об'єктів сигнали не перекриваються за умови

$$|2R_2 / c - 2R_1 / c| \ge \tau_i,$$
 (3.23)

де т_і – тривалість імпульсу на виході приймача.

Зі співвідношень (3.22) і (3.23) випливає, що мінімальна відстань ΔR_{\min} , для якої можливо роздільне вимірювання дальності до двох об'єктів,

$$\Delta R_{\min} \ge c\tau_i / 2. \tag{3.24}$$

Ця відстань також визначає величину мінімальної вимірюваної дальності за допомогою імпульсного далекоміра.

При заданій максимальній дальності дії далекоміра R_{max} період випромінюваних імпульсів $T_{\text{п}}$ вибирається за умови забезпечення однозначності виміру відстані, згідно з яким максимальний час запізнювання τ_{max} не повинен перевищувати період проходження $T_{\text{п}}$, тобто

$$\tau_{\max} = 2R_{\max} / c \le T_{\Pi}. \tag{3.25}$$

При порушенні умови (3.25) і $R > cT_{n}/2$ виникає похибка вимірювання кратна величині $cT_{n}/2$.

В якості індикаторних пристроїв імпульсного далекоміра застосовують візуальні індикатори або автоматичні вимірювачі компенсаційного типу, які перетворюють вимірюваний часовий інтервал в цифровий код. В останньому варіанті здійснюється підрахунок в *БІД* числа вимірювальних імпульсів (міток) від спеціального генератора, який "запускається" зондуючим імпульсом далекоміра і зупиняється відбитим імпульсом.

Число підрахованих імпульсів, що надійшли на лічильник дальності в момент приходу відбитого імпульсу (діаграма 4 на рис. 3.9, б),

$$n_R = 2T_{\rm H}R/c, \qquad (3.26)$$

де $T_{n^{4}}$ – період проходження рахункових імпульсів, а число n_{R} відображає вимірювану дальність в двійковому (двійково-десятковому і т.і.) коді.

Перевагою розглянутої схеми далекоміра є можливість вимірювання дальності до багатьох об'єктів при використанні порівняно простої апаратури. До недоліків далекоміра відноситься неможливість вимірювання дуже малих відстаней (під час випромінювання зондуючого сигналу приймач замкнений), а також необхідність використання для вимірювання великих відстаней потужних передавачів.

3.3.2. Радіодалекомір з ретрансляцією сигналів

Такі радіодалекоміри складаються з запитувача і відповідача (ретранслятора) сигналів (рис. 3.10). Можливі два варіанти установки відповідача: на борту об'єкта або в наземному пункті, координати якого відомі.

У першому випадку визначається дальність до об'єкта від наземного пункту. У другому випадку дальність до наземного радіоорієнтира визначається на борту.



Рис. 3.10. Спрощена схема радіодалекоміра з ретрансляцією сигналів

Передавач запитувача $\Pi p \partial$ синхронізується імпульсами з виходу блоку вимірювання дальності *БВД*. Антена A_1 випромінює високочастотний сигнал на частоті f_1 , який через антену A_2 надходить на приймач $\Pi p M_p$ ретранслятора. Далі сигнал посилюється, передавач $\Pi p \partial_p$ генерує коливання і антена A_3 на частоті f_2 передає радіоімпульси відповідача, які сприймаються приймачем запитувача $\Pi p M$ через антену A_4 . У результаті порівняння в *БВД* часового положення імпульсу запиту (опорного) і імпульсу відповіді визначається поточна відстань, яка залежить від часової затримки сигналів за дальністю τ і від затримки сигналів в трактах радіоапаратури t_3 , тобто

$$R = c(\tau - t_3) / 2. \tag{3.27}$$

З урахуванням співвідношень (3.25) і (3.27) умова однозначності виміру для далекоміра з ретранслятором має вигляд:

$$T_{\rm m} \ge 2R_{\rm max} / c + t_3.$$
 (3.28)

Мінімальна вимірювана дальність в такому радіодалекоміри може бути як завгодно малої, тому що завжди можна вибрати затримку сигналу *t*₃ необхідної величини для виключення суміщення імпульсів відповіді і запиту.

Як правило, В радіодалекомірах з ретрансляцією сигнали, ЩО випромінюються, кодуються групами імпульсів (дво- і трьохімпульсні посилки), відповідно до методу кодово-імпульсної модуляції (КІМ). Це дозволяє підвищити стійкість передачі і вилучення далекомірної інформації, оскільки в процесі ретрансляції суміш корисного сигналу і шумів «очищується» за допомогою регенерації імпульсів. Крім того, використання КІМ забезпечує комбіноване частотно-часове ущільнення робочих каналів, що важливо при збільшенні кількості незалежних робочих каналів РНС. Кодування і декодування сигналів радіодалекоміра виконують шифратор Ш і дешифратор ДШ ретранслятора. Аналогічним чином сигнали перетворюються і в запитувачі.

До зазначених переваг радіодалекоміра з ретрансляцією сигналів слід додати можливість вимірювання великих відстаней при порівняно невеликих потужностях передавальних пристроїв (за рахунок регенерації і посилення сигналу ретранслятором).

Однак в подібних радіодалекомірах необхідно враховувати величину пропускної здатності, яка в даному випадку обмежується енергетичними ресурсами передавача відповідача.

3.3.3. Точність імпульсної радіодалекометрії

Для оцінки абсолютної похибки вимірювання дальності ΔR для найбільш складного варіанта імпульсного далекоміра, що характеризується співвідношенням (3.27) $R = c (\tau - t_3) / 2$, обчислюється повний диференціал цього співвідношення.

Переходячи до кінцевих прирощень, визначається

$$\Delta R = \frac{R}{c} \Delta c + \frac{c}{2} \Delta \tau - \frac{c}{2} \Delta t_3, \qquad (3.29)$$

де Δc , $\Delta \tau$, Δt_3 – абсолютні похибки вимірювання швидкості поширення радіохвиль і вимірювання часових інтервалів τ і t_3 .

Оскільки ці похибки носять випадковий характер і незалежні, то з урахуванням формули (3.29) середньоквадратична похибка визначення дальності буде мати вигляд

$$\sigma_R = \sqrt{\frac{R^2}{c^2}\sigma_c^2 + \frac{c^2}{4}\sigma_\tau^2 + \frac{c^2}{4}\sigma_{t3}^2}.$$
(3.30)

У формулі (3.30) σ_c^2 , σ_τ^2 , σ_{t3}^2 – дисперсії похибок оцінки швидкості поширення радіохвиль і вимірюваних часових інтервалів. Таким чином, для забезпечення високої точності вимірювання дальності імпульсним методом необхідно використовувати діапазони радіохвиль з високою стабільністю швидкості їх поширення, а також застосовувати схеми вимірювання часових інтервалів з малими методичними та апаратурними похибками.

3.3.4. Імпульсний радіовисотомір

Імпульсний радіовисотомір (ІРВ) представляє собою імпульсну радіолокаційну станцію, що працює в діапазоні частот близько 4300 МГц. Принцип дії ІРВ (рис. 3.11) заснований на точному вимірі часу, необхідного для проходження імпульсу електромагнітної енергії від ЛА до землі і назад, і перетворенні його в інформацію про висоту в цифровій і аналоговій формі. Часовий інтервал між імпульсами, що випромінюється і відбивається, пропорційний вимірюваній висоті.

Вимірювання часового інтервалу відбувається шляхом підрахунку двійковим лічильником вимірювальних імпульсів, що заповнюють цей

91

інтервал. Для збільшення точності вимірювань використовується кварцова стабілізація генератора вимірювальних імпульсів.

Імпульсні радіовисотоміри застосовувалися для вимірювання великих висот від 300 до 30000 м. Тому їх називали радіовисотомірами великих висот. В даний час IPB можуть вимірювати весь діапазон використовуваних висот від 0 до 30000 м і можуть використовуватися як для вирішення спеціальних завдань (бомбометання, десантування, аерофотозйомки і т.і.), так і для вирішення завдань посадки і рельєфного польоту.

Висотомір видає звуковий і світловий сигнали при досягненні небезпечної висоти при зниженні, яка попередньо встановлюється екіпажем на покажчику висоти. Крім того, він видає разові сигнали в пілотажно-навігаційній комплекс (ПНК) при досягненні заздалегідь заданих висот.

Імпульсні РВ мають ряд переваг. Зокрема, імпульсний режим роботи знімає проблему розв'язки між приймальним і передавальним трактами на великій висоті, отже, немає принципових обмежень за вистою. Вони добре поєднуються з бортовою цифровою обчислювальною машиною. Тому ІРВ є найкращім для використання їх на ЛА.

Недоліком IPB можна вважати поки що більш низьку точність вимірювання малої висоти в порівнянні з PB з частотною модуляцією.



Рис. 3.11. Спрощена функціональна схема імпульсного радіовисотоміра

Для підвищення завадозахищеності в IPB застосовується часове стробування відбитого сигналу, коли приймач відкривається тільки в момент приходу відбитого від землі імпульсу. В інший час приймач закритий і випадкові імпульсні завади не можуть вплинути на його роботу. Щоб забезпечити часове стробування, IPB має два основні режими роботи: пошук відбитого сигналу і вимірювання висоти (режим стеження).

Висотомір включає таки складові: БОІ – блок обробки інформації; ГШП – генератор швидкої пилки; ГПП – генератор повільної пилки; ЧД – часовий дискримінатор; СУ – схему управління; ГІ – генератор імпульсів; ГСІ – генератор селекторних імпульсів; ЛЗ – лінію затримки; ЛЧ – лічильник; БЗ – блок зв'язку; ПВ – покажчик висоти.

Виділення інформації про поточну висоті забезпечується в блоці обробки інформації (БОІ), який може працювати в трьох режимах: пошук, вимір (стеження) і контроль.

Режим пошуку служить для пошуку відбитого від земної поверхні імпульсу. Одночасно з випромінюванням зондуючого імпульсу в БОІ запускається генератор швидкої пилки, який формує імпульси пилкоподібної форми, миттєве значення амплітуди яких пропорційно часу з моменту випромінювання імпульсу передавача (рис. 3.12).



Рис. 3.12.. Часові діаграми імпульсного радіовисотоміра

Сигнал з виходу ГШП надходить на компаратор. На другий вхід компаратора подається напруга з генератора повільної пилки (ГПП).

Компаратор формує імпульс запуску генератора селекторних імпульсів (ГСІ) в момент, коли напруги збігаються $U_{\Gamma \mu \mu n} = U_{\Gamma n n}$. Селекторний імпульс (СІ) надходить на часовий дискримінатор (ЧД), на другий вхід якого надходить імпульс з виходу приймача.

Якщо час приходу селекторного імпульсу не збігається з сигналом на виході приймача, то відбувається переміщення селекторної імпульсу на певний часовий інтервал з періодичністю, яка дорівнює періоду проходження імпульсів ГШП. Селекторний імпульс рухається в діапазоні часу, кратному діапазону вимірюваних висот. При досягненні селекторним імпульсом кінця діапазону пошуку відбувається повернення ГПП в початковий стан (нуль висоти).

Режим вимірювання настає в той момент, коли в часовому дискримінаторі відбувається збіг селекторної імпульсу з імпульсом, відбитим від земної поверхні. Часовий дискримінатор формує імпульс збігу (U_{I3}), який надходить на схему управління (СУ). Крім цього, ЧД подає сигнал на ГПП. ГПП переходить в режим «запам'ятовування» напруги (U_{II}), відповідної моменту формування імпульсу збігу.

У режимі вимірювання ЧД формує також керуючу напругу, яка пропорційна уходу часу перекриття селекторного і відбитого від земної поверхні імпульсів від заданого значення. За рахунок цього відбувається збільшення або зменшення амплітуди постійної напруги на виході ГПП і відповідно переміщення селекторної імпульсу на необхідний часовий інтервал.

У режимі вимірювання запускається схема управління СУ, через яку на вхід лічильника ЛЧ починають надходити вимірювальні імпульси з виходу генератора рахункових імпульсів ГІ. Схема управління запускається імпульсом, що співпадає за часом з зондуючим імпульсом. Відлік імпульсів ГІ припиняється в момент формування імпульсу збігу в часовому дискримінаторі.

Для підвищення точності вимірювань дані лічильника усереднюється за n=1024 вимірюваннями. В результаті середньоквадратична похибка вимірювань часового інтервалу зменшиться в \sqrt{n} разів. Інформація про поточну висоту надходить на покажчик висоти а також іншим споживачам через блок зв'язку (БЗ), що забезпечує перекодування вихідної інформації з урахуванням можливостей споживачів.

У БОІ передбачено збереження інформації протягом 0,2 с. При зникненні відбитих сигналів на час менше 0,2 с, зберігається незмінним положення

94

селекторного імпульсу. Якщо протягом зазначеного часу з'являється відбитий від земної поверхні імпульс, то супровід відновлюється.

Література до розділу 3: [1], [5], [13–17].

Контрольні запитання

- 1. Які методи виміру дальності застосовуються в радіодалекометрії ?
- 2. Поясніть фізичні основи фазового методу виміру дальності.
- 3. Вкажіть основні схеми побудови фазових далекомірних систем.
- 4. Як визначається різниця фаз і як вона пов'язана з визначенням дальності?
- 5. Поясніть фізичні основи частотного методу виміру дальності.
- 6. Які види частотної модуляції використовуються в радіодалекомірах?
- 7. Як частота биття пов'язана з визначенням дальності?
- 8. Опишіть роботу радіовисотоміра з частотною модуляцією.
- 9. Поясніть фізичні основи часового методу виміру дальності.
- 10. Вкажіть види імпульсних радіодалекомірів.
- 11. Опишіть роботу імпульсного радіовисотоміра.

Розділ 4. Різницево-далекомірні методи радіовимірювань

Визначення різницево-далекомірного методу. Вимірювання різниці відстаней від об'єкта до двох (або декількох) радіонавігаційних точок, координати яких відомі, засноване на порівнянні часу приходу сигналів, випромінюваних РНТ, в точку прийому (рис. 4.1). При цьому часовий інтервал між часом приходу сигналів $\tau = \tau_A - \tau_B$ виявляється пропорційний вимірюваній різниці відстаней $\Delta R = R_A - R_B$ до двох РНТ.

Радіонавігаційні методи і засоби різницево-далекомірного типу (гіперболічні) застосовуються в основному в системах дальньої навігації (СДН), використовуючи в якості ліній положення літальних апаратів гіперболи, сімейство яких в певному масштабі наноситься на спеціальну навігаційну карту. Інформація різницево-далекомірних РНС дозволяє безперервно визначати параметри положення і руху ЛА, а також здійснювати виведення ЛА в задану точку (або область) простору.

Крім того, подібні системи можуть комплексуватися з навігаційними системами інших типів (наприклад, доплерівськими вимірювачами швидкості, інерційними системами, системами ближньої навігації).

У цьому випадку інформація різницево-далекомірних систем може використовуватися також в зонах ближньої навігації.



Рис. 4.1. Різницево-далекомірний метод визначення положення об'єкта

Методи різницево-далекомірних радіовимірів можуть ґрунтуватися на визначенні запізнень за фазою сигналів або на вимірюванні відповідних часових інтервалів. У першому випадку вимірювана різниця відстаней є функцією фазового зсуву φ_r порівнюваних сигналів (випромінюваних, наприклад, наземними РНТ), що проходять різні відстані, тобто $\Delta R = f(\varphi_r)$.

Залежно від типу різницево-далекомірних вимірювань розрізняють методи:

- фазовий,
- імпульсний,

- комбінований імпульсно-фазовий.

4.1. Фазовий різницево-далекомірний метод

Визначення різниці відстаней фазовим методом здійснюється в результаті вимірювання різниці фаз двох когерентних коливань, що створюються в точці прийому випромінюваннями з двох РНТ. В цьому випадку вимір фазових зсувів здійснюється на несучих (високих) частотах.

Також можливим є вимірювання фазових зсувів некогерентних коливань на частоті биття сигналів, що випромінюються з РНТ. При цьому масштаб, в якому задаються сітки ліній положення (ЛРРВ), може визначатися частотою, що відрізняється від частоти, на якій проводиться вимірювання.

Відповідно розрізняють фазові різницево-далекомірні методи і системи із завданням сіток ліній положення на несучій частоті, на наведеній частоті порівняння, на частоті биття і на комбінаційних частотах.

Найбільшого застосування в цивільній авіації знайшли СДН фазового типу, що використовують для вимірювання різниці фаз (і відповідних різниць відстаней) несучі частоти.

4.1.1. Різницево-далекомірний фазовий метод з вимірами на несучій частоті

Дві наземні радіопередавальні станції, що розташовані в точках A і B (рис. 4.1), рознесених на відстань R_{AB} (база системи), створюють в просторі електромагнітні поля з напруженостями

$$e_A = E_{Am} \cos(\omega_A t + \phi_{0A}); \quad e_B = E_{Bm} \cos(\omega_B t + \phi_{0B}),$$
 (4.1)

де E_{Am} , E_{Bm} – амплітуди напруженості; ω_A , ω_B – несучі частоти випромінюваних коливань; φ_{0A} , φ_{0B} – початкові фази коливань.

Якщо обидві станції випромінюють коливання однієї і тієї ж частоти, а початкові фази їх узгоджені і приймаються однаковими, то

$$\omega_A = \omega_B = \omega_0; \qquad \varphi_{0A} = \varphi_{0B} = \varphi_0. \tag{4.2}$$

Коливання (4.1) сприймаються бортовим приймачем ЛА, розташованим в точці M. У результаті запізнювання за фазою коливань, що випромінюються станціями A і B, при проходженні відстаней R_A і R_B ці коливання мають в точці M наступні значення поточних фаз

$$\varphi_{AM} = \omega_0 t + \varphi_0 - \omega_0 R_A / c; \quad \varphi_{BM} = \omega_0 t + \varphi_0 - \omega_0 R_B / c.$$
 (4.3)

Якщо сигнали обох станцій можуть бути окремо прийняті і подані на фазометр відповідно до виражень (4.3), то на борту ЛА вимірюється різниця фаз

$$\varphi_r = \varphi_{AM} - \varphi_{BM} = \omega_0 (R_A - R_B) / c.$$
 (4.4)

Відповідно до виміряного фазового зсуву φ_r визначається різниця відстаней

$$\Delta R = R_A - R_B = c \,\varphi_r \,/\,\omega_0 = \frac{\lambda_0 \varphi_r}{2\pi}.\tag{4.5}$$

Безлічі можливих значень різниць відстаней { $\Delta R1$, $\Delta R2$, ..., ΔRn } відповідає сімейство софокусних гіпербол, що є лініями рівних різниць відстаней (ЛРРВ).

Представлення **ЛРРВ** у цифровому види виконується через рівні інтервали різниці фаз в межах 0...360°, що дає можливість визначити лінії положення ЛА. При необхідності ЛРРВ вибирається шляхом інтерполяції.

Місцеположення рухомого об'єкта при використанні різницеводалекомірних систем визначається перетином двох ЛРРВ, тобто після вимірювання іншої пари наземних станцій.

Розглянутий різницево-далекомірний фазовий метод має досить високу точністю вимірювань. Так, з формули (4.5) середньоквадратична оцінка похибки у вимірі різниці відстаней дорівнює

$$\Delta R = \frac{\lambda_0 \varphi_r}{2\pi} \quad \Rightarrow \quad \sigma_{\Delta R} = \frac{\lambda_0 \sigma_{\varphi}}{2\pi}, \tag{4.6}$$

де σ_φ – середньоквадратична похибка вимірювання різниці фаз.

Таким чином, при високій точності сучасних методів вимірювання фазових зсувів (при використанні цифрових фазометрів, високостабільних фазозсувних елементів) похибка визначення відстаней в значній мірі залежить від вибору робочої частоти системи. Однак збільшення частоти обмежується виникненням багатозначності відліку різниці відстаней. Фазовому різницево-далекомірному методу властива багатозначність відліку, що виникає із-за циклічних змін різниці фаз в межах 0...2 π .

Якщо задати у формулі (4.5) $\varphi_r = 2\pi$, то отримаємо максимальне значення різниці відстаней, що вимірюється однозначно, тобто $\Delta R_{\text{max}} = \lambda_0$.

При великих значеннях відстані показання фазометра будуть повторюватися, що потребує спеціального лічильника циклів.

Лінії положення, для яких різниця фаз між сигналами двох наземних станцій кратна 2π , розмежовують робочу область системи на зони однозначного відліку або так звані фазові доріжки.

Доріжки досягають *мінімальної ширини* на базі системи, зростаючи в міру віддалення від неї. Фазові вимірювання (і, отже, вимірювання ΔR) в межах однієї доріжки виявляються однозначними.

Для визначення ступеня багатозначності відліку фази, тобто числа доріжок, треба знати ширину доріжки *d*, тобто найкоротшу відстань *MM'* між двома ЛРРВ (рис. 4.1). Ця відстань по суті визначає точність завдання та визначення лінії положення і дорівнює

$$d = \frac{\Delta R_{\text{max}}}{2\sin\frac{\gamma}{2}} = \frac{\lambda_0 \varphi_r}{2\sin\frac{\gamma}{2}}.$$
(4.7)

де γ – кут між напрямками на наземні РНТ (з точки *M*).

На базі кут $\gamma = 180^{\circ}$ а ширина доріжки $d_0 = \lambda_0/2$, тобто дорівнює половині довжини хвилі несучих коливань (або половині довжини хвилі, що відповідає частоті порівняння, на якій може здійснюватися вимір фази). Тому число доріжок *N* дорівнює числу півхвиль $\lambda_0/2$, що укладаються на базі системи R_{AB} ,

$$N = 2R_{AB} / \lambda. \tag{4.8}$$

Неоднозначність відліку в фазових різницево-далекомірних системах розглянутого типу усувається або шляхом підрахунку повних циклів приросту різниці фаз прийнятих коливань, або шляхом створення додаткових сіток ліній положення при використанні допоміжних частот порівняння.

Розглянутий спрощений варіант фазового різницево-далекомірного методу з вимірюванням різниці фаз на частоті не може бути реалізований практично, оскільки при роботі наземних радіопередавальних станцій на однаковій несучій частоті сигнали, що ними випромінюються, будуть інтерферувати в просторі і приймальний пристрій прийме сумарний сигнал, який не буде містити об'єктивну інформацію про різниці відстаней.

У реальних різницево-далекомірних РНС з вимірами на несучій частоті здійснюють розподіл робочих каналів наземних станцій завдяки частотної і часової селекції сигналів.

4.1.2. Фазова різницево-далекомірна РНС з частотним поділом каналів

На цьому принципі була побудована фазова система дальньої навігації «Декка». До складу наземного обладнання системи входить кілька станцій (зазвичай чотири), що утворюють так званий ланцюжок (з трьох пар станцій). На рис. 4.2 зображена двобазова різницево-далекомірна система, що складається з двох пар станцій. Одна станція A – ведуча (загальна для обох пар), а станції B і C – ведені. Місцеположення об'єкта (точка M) визначається перетином двох ЛРРВ (*ЛРРВ*1 і *ЛРРВ*2), що створюються двома парами станцій (бази R_{AB} і R_{AC}).

Поділ каналів в системі здійснюється в результаті частотної селекції, яка виконується шляхом встановлення співвідношень частот сигналів, що випромінюються наземними станціями, як співвідношення простих цілих чисел

$$\omega_A / \omega_B = m / n; \qquad \omega_A / \omega_C = l / m, \tag{4.9}$$

m, *n* і *l* – прості цілі числа (2, 3, 4 і т. д.).



Рис. 4.2. Двобазова різницево-далекомірна система

Радіопередавач ведучої станції A випромінює високостабільні незгасаючі коливання частоти ω_A , якими синхронізуються коливання ведених станцій. При цьому на ведених станціях ведеться стеження за фазою коливань ведучої станції за допомогою систем фазового автоматичного підстроювання (ФАП), що забезпечує необхідну когерентність коливань всіх станцій системи (рис. 4.3).

Коливання ω_A *ведучої* станції сприймаються приймачем *веденої* станції **В** $\Pi p M_B$, потім частота ω_A послідовно ділиться на **m** і множиться на **n**. В результаті формуються коливання частотою $\omega_B = n\omega_A / m$, які збуджують потужний передавач $\Pi p \partial_B$ станції **B**, яка випромінює сигнали на частоті ω_B .

До складу ФАП, яка стежить за фазою сигналів ведучої станції, входять множник частоти ω_A на *n*, множник частоти ω_B на *m* і керуюча схема, що складається з фазового детектора (ФД) і схеми підстроювання фази.

За допомогою множників сигнали частот ω_A і ω_B наводяться до загальної частоті порівняння $\omega_1 = n\omega_A = m\omega_B$ і подаються на ФД керуючої схеми. Якщо в тракті передачі і перетворення сигналу частоти ω_A в сигнал частоти ω_B виникають небажані фазові зсуви, то фази порівнюваних сигналів частотою $n\omega_A$ і $m\omega_B$ також будуть відрізнятися.

В результаті на виході керуючої схеми з'являється напруга неузгодженості. Ця напруга подається на помножувач частоти через схему підстроювання фази і усуває неузгодженість фаз сигналів ведучої і веденої станцій.



Рис. 4.3. Схема різницево-далекомірної системи з частотним поділом каналів

Аналогічно ведеться стеження за фазою сигналів ведучої станції на другої веденої станції C, де формуються сигнали з частотою $\omega_c = m \omega_A / l$.

Аналіз основних фазових співвідношень. Аналіз виконується за умови, що передавач ведучої станції *А* випромінює сигнали з фазою $\phi_A = \omega t + \phi_0$.

Прийняті в точці *M* (на рухомому об'єкті) сигнали в результаті проходження відстані *R*_A набувають запізнювання за фазою

$$\varphi_{AM} = \omega_A t + \varphi_0 - \omega_A R_A / c. \tag{4.10}$$

Сигнали приймаються веденими станціями В і С, набуваючи фази:

$$\varphi_{AB} = \omega_A t + \varphi_0 - \omega_A R_{AB} / c;$$

$$\varphi_{AC} = \omega_A t + \varphi_0 - \omega_A R_{AC} / c.$$
(4.11)

В процесі перетворення частот сигналів, прийнятих на ведених станціях, їх фази також перетворюються. Якщо не враховувати постійних фазових зсувів в співвідношенні (4.11), то сигнали, що випромінюються станціями **B** і **C**, будуть мати фази:

$$\varphi_B = \varphi_{AB} n / m = \omega_B t + \varphi_0 n / m;$$

$$\varphi_C = \varphi_{AC} m / l = \omega_C t + \varphi_0 m / l.$$
(4.12)

Отримавши додаткові фазові зміщення, пропорційні відстаням R_B і R_C , сигнали станцій **B** і **C** прибувають в точку **M** з фазами:

$$\varphi_{BM} = \omega_B t + \varphi_0 n / m - \omega_B R_B / c;$$

$$\varphi_{CM} = \omega_C t + \varphi_0 m / l - \omega_C R_C / c.$$
(4.13)

Сигнали, які випромінюються станціями *А*, *В*, *С*, надходять на вхід бортового приймача (в точку *М*) з фазами:

$$\varphi_{AM} = \omega_A t + \varphi_0 - \omega_A R_A / c;$$

$$\varphi_{BM} = \omega_B t + \varphi_0 n / m - \omega_B R_B / c;$$

$$\varphi_{CM} = \omega_C t + \varphi_0 m / l - \omega_C R_C / c.$$
(4.14)

Приймальний пристрій складається з вхідних розділювальних ланцюгів і трьохканального підсилювача частот ω_A , ω_B і ω_C (рис. 4.4).

Після підсилення сигналів їх частоти за допомогою множників частоти наводяться до частот **порівняння** ω_{I} і ω_{II} (ω_{I} – для бази *AB*; ω_{II} – для бази *AC*), на яких проводиться вимірювання різниці фаз.

На виходах помножувачів *Mнl*, *Mн2* будуть отримані сигнали частоти порівняння $\omega_{I} = \omega_{A}n = \omega_{B}m$, а на виходах множників *Mн3*, *Mн4* – сигнали частоти порівняння $\omega_{II} = \omega_{A}m = \omega_{C}l$.

Фази сигналів, отриманих на виходах множників *Мн1* і *Мн2* (для бази *AB*) будуть дорівнювати:

$$\varphi'_{AM} = \varphi_{AM} n = \omega_{\mathrm{I}} t + \varphi_0 n - \omega_{\mathrm{I}} R_A / c;$$

$$\varphi'_{BM} = \varphi_{BM} m = \omega_{\mathrm{I}} t + \varphi_0 n - \omega_{\mathrm{I}} R_B / c.$$
(4.15)

Далі фазометром ФІ вимірюється різниця фаз

$$\varphi_{r1} = \varphi'_{AM} - \varphi'_{BM} = \omega_{\rm I} (R_A - R_B) / c.$$
 (4.16)

Аналогічно на виходах МнЗ і Мн4 (для бази АС):

$$\varphi'_{AM} = \varphi_{AM} m = \omega_{II} t + \varphi_0 m - \omega_{II} R_A / c;$$

$$\varphi'_{CM} = \varphi_{CM} l = \omega_{II} t + \varphi_0 m - \omega_{II} R_C / c.$$
(4.17)

Різниця фаз, що визначається фазометром Ф2, буде дорівнювати

$$\varphi_{r2} = \varphi'_{AM} - \varphi'_{CM} = \omega_{II} (R_A - R_C) / c.$$
 (4.18)

В результаті визначаються різниці відстаней для баз *AB* і *AC* :

$$\Delta R_{AB} = c \varphi_{r1} / \omega_{\rm I}; \qquad \Delta R_{AC} = c \varphi_{r2} / \omega_{\rm II}. \tag{4.19}$$



Рис. 4.4. Схема приймальної частини різницево-далекомірної системи з частотним поділом каналів

Вихідні пристрої *B*1 і *B*2 дають інформацію про дві лінії положення, що відповідають виміряним зсувам фаз (різницям відстаней). Точка перетину цих ліній дає місцеположення об'єкта.

4.1.3. Фазова різницево-далекомірна РНС з часовим поділом каналів

До таких систем відноситься система «Омега», рекомендована раніше ІСАО в якості основної системи дальньої навігації для цивільної авіації.

Наземна частина системи «Омега» складалась з восьми передавальних станцій, випромінюючих синфазні коливання на частотах 10...14 кГц, тобто в діапазоні наддовгих хвиль (НДХ). Для точних навігаційних визначень призначені коливання однієї частоти $f_0 = 10,2$ кГц (що випромінюється всіма станціями), на якій вимірюються різниці фаз. Крім того, наземні станції випромінюють додаткові частоти 13,6 і 11,33 кГц, що використовуються для усунення багатозначності визначення різниці відстаней.

Станції системи мають буквені позначення *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *G*, *H* і розташовані в наступних місцях:

А	Норвегія
В	Ліберія
С	Гавайські острови
D	Штат Півд. Дакота (США)
E	о. Реюньйон (Індійський океан)
F	Аргентина
G	Австралія
Н	о. Цусіма

Випромінювання кожної станції системи «Омега» строго регламентовано за часом і за частотою. Це крім вирішення основної задачі *часового* поділу каналів дозволяє виключити також взаємні завади між сусідніми частотними каналами. Стандартизована часова послідовність випромінювання сигналів усіма станціями (формат сигналів) системи «Омега» показана схемою (рис. 4.5). Повний період (цикл) випромінювання сигналів станціями складає $T_c = 10$ с.

Тривалість випромінювання (посилки) сигналів кожною станцією (близько 1 с) визначена форматом сигналу, а інтервал між сусідніми посилками дорівнює 0,2 с. Робота кожної станції синхронізована з міжнародним стандартом часу UT-2 (точність синхронізації контролюється спеціальними пунктами служби єдиного часу).

Всі наземні станції працюють практично незалежно, забезпечуючи в той же час отримання когерентних коливань в пункті прийому.

У бортовому приймачі системи сигнали наземних станцій приймаються в заданій часовій послідовності і запам'ятовуються в окремих каналах схеми «пам'яті» на час періоду випромінювання. Вибираючи будь-яку пару каналів з «пам'яті» індикатора, можна виміряти різницю фаз між двома коливаннями (ϕ_{A-B}) і таким чином визначити різницю відстаней до двох наземних станцій.

Для визначення місцеположення ЛА необхідне вимірювання різниці відстаней за двома парами станцій. При цьому ЛА буде знаходитися в точці перетину двох ізоліній (двох ЛРРВ), кожна з яких створюється однією парою станцій.



Рис. 4.5. Часова послідовність випромінювання сигналів станціями

Для вимірювання фазових зсувів і відповідних різниць відстаней в системі «Омега» використовуються співвідношення (4.4) – (4.8)

$$\varphi_r = \varphi_{AM} - \varphi_{BM} = \omega_0 (R_A - R_B) / c,$$

$$\Delta R = R_A - R_B = c\varphi_r / \omega_0 = \frac{\lambda_0 \varphi_r}{2\pi},$$

(4.20)

$$d = \frac{\Delta R_{\max}}{2\sin\frac{\gamma}{2}} = \frac{\lambda_0 \varphi_r}{2\sin\frac{\gamma}{2}}, \quad \sigma_{\Delta R} = \frac{\lambda_0 \sigma_{\varphi}}{2\pi},$$
$$N = 2R_{AB} / \lambda.$$

Усунення багатозначності відліків в системі досягається за рахунок використання більш низьких частот порівняння. З цією метою випромінюються додаткові сигнали частот $f_1 = 13,6$ кГц і $f_2 = 11,33$ кГц.

У бортових приймачах створюються коливання різницевих частот:

$$F_1 = f_1 - f_0 = f_0 / 3 \quad (13, 6 - 10, 2 = 3, 4 = 10, 2 / 3);$$

$$F_2 = f_2 - f_0 = f_0 / 9 \quad (11, 33 - 10, 2 = 1, 13 = 10, 2 / 9).$$

На цих різницевих частотах створюються «грубі» виміри різниці фаз (наприклад, для базі *AB*):

$$\varphi_{r1} = \frac{2\pi}{3\lambda_0} (R_A - R_B), \quad \varphi_{r2} = \frac{2\pi}{9\lambda_0} (R_A - R_B).$$
 (4.21)

Відповідно до формули (4.8) $N=2R_{AB}/\lambda$ перший ступінь зменшення багатозначності відліків буде містити $N_1 = 2R_{AB}/3\lambda_0$ доріжок, а другий ступінь – $N_2 = 2R_{AB}/9\lambda_0$ доріжок.

Оскільки $\lambda_0 = c / f_0 = 30$ км, то фактично в системі «Омега» створюється сімейство ЛРРВ в трьох масштабах: для точних вимірювань з шириною доріжок на базі $d_0 = \lambda_0/2 = 15$ км і для «грубих» вимірювань (зменшення багатозначності) – з шириною доріжок на базі $d_1 = \lambda_1/2 = 45$ км і $d_2 = \lambda_2/2 = 135$ км.

При усуненні багатозначності відліків розраховане місце ЛА має бути відомо з похибкою $\Delta c \varphi$, що не перевищує половини доріжки, тобто для розглянутих масштабах це: $\Delta c \varphi_1 < d_1 / 2 = 22,5$ км; $\Delta c \varphi_2 < d_2 / 2 = 67,5$ км.

Для вимірювання навігаційного параметра в кожному з трьох сімейств ізоліній бортовий приймач повинен мати три окремі приймальні канали (для частот f_0 , f_1 i f_2) і три фазометри для визначення різниці фаз на різних частотах порівняння. В процесі індикації різниці відстаней за вимірюваннями грубого фазометра (другого ступеня) усувається неоднозначність показань фазометра першого ступеня, які, в свою чергу, служать для усунення багатозначності точного фазометра.

Структурна схема приймача системи «Омега»

Сигнали станцій (одного з 3-х каналів на рис. 4.6) приймаються за допомогою рамкової антени з керованою ДНА і через антенний підсилювач $A\Pi$ надходять на антенну матрицю AM. Матриця, за допомогою якої ДНА повертається в положення, що відповідає максимуму відношення сигнал/шум при прийомі сигналів кожної станції, навантажена на три паралельні приймальні канали за кількістю несучих частот f_0 , f_1 , f_2 . Будь-який сигнал з несучих частот f_{μ} потрапляє в підсилювач високої частоти ΠBH і після посилення надходить на перший змішувач 3mI. У наслідок змішування несучої частоти f_{μ} з сигналами, отриманими від когерентного гетеродина $K\Gamma$ і дільника частоти ΠH , на виході 3mI виділяються сигнали першої проміжної частоти $f_{\pi p}$ і після посилення в першому підсилювачі проміжної частоти $\Pi\Pi HI$ подаються на другий змішувач 3m2. Так як на 3m2 від $\mathcal{A}H$ подається також другий сигнал f_{r2} , на його виході виділяється сигнал з частотю $f_{\pi p2} = 20$ Гц, однаковою для всіх каналів приймача.



Рис. 4.6. Структурна схема приймача різницево-далекомірної системи з часовим поділом каналів: АП – антенний підсилювач; АМ – антенна матриця; ПВЧ – підсилювач вис. частоти; Зм – змішувач; КГ – когерентний гетеродин; ДЧ – дільник частот; f_{np} – проміжна частота; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; АПЧ – автоматичне підстроювання частоти; ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій; Обм – амплітудний обмежувач; ФД – фазовий детектор; ЦІ – цифровий інтегратор; БОФ – блок опорної фази; ДО – детектор огинаючої; АЦП – аналого-цифровий перетворювач.

Гетеродинні сигнали всіх частот отримуються за допомогою високостабільного когерентного генератора $K\Gamma$, охопленого через $ЦО\Pi$ ланцюгом автоматичного підстроювання частоти, і дільника частоти ДЧ. На виході приймача є амплітудний обмежувач Oбм, що забезпечує нормування сигналу і обмеження його динамічного діапазону.

Фазометр за структурою являє собою оптимальний вимірювач з квадратурними каналами, в які входять фазові детектори $\Phi Д$ і цифрові інтегратори $\mathcal{U}I$. Обидва канали ідентичні і відрізняються лише фазовим зсувами на 90° між опорними сигналами, що подаються на $\Phi Д$. Для формування опорних сигналів служить блок опорної фази $\mathcal{F}O\Phi$, сигнали керування подаються від $\mathcal{U}O\Pi$, замикаючи систему стеження за вимірюваним фазовим зсувом.

На виході фазових детекторів $\Phi Д$ виділяється сигнал, пропорційний неузгодженості сигналів, що подаються на їх вхід (опорної і змінної фази). Зазначений вихідний сигнал неузгодженості накопичується в цифрових інтеграторах μ і у вигляді послідовності імпульсів подається в μ *ОП*, де здійснюється стеження за фазою. Фази сигналів порівнюються і різниця фаз вимірюється на частоті 200 Гц. Ланцюги стеження за фазою дозволяють також визначити значення і знак коригувальних сигналів, що керують локальним когерентним гетеродином.

Детектор огинаючої ДO виділяє сигнал, що повторює за формою огинаючу імпульсних посилок на вході приймача. Цей сигнал перетворюється з аналогової в цифрову форму за допомогою аналого-цифрового перетворювача $A \amalg \Pi$ і надходить в ДO, де використовується для пошуку і виявлення прийнятих корисних сигналів, тобто для підвищення достовірності роботи системи.

Цифровий обчислювач загального призначення, що входить до складу приймача, виконує *наступні функції*: визначає за огинаючою взаємно кореляційну функцію прийнятого сигналу і його аналога, що виробляється в приймаче з метою виявлення сигналу і встановлення загальної часової бази вимірювань; вимірює різницю фаз сигналів, що випромінюються на одній частоті для визначення лінії положення, а також на допоміжних частотах для усунення багатозначності вимірювань; вирішує ряд додаткових завдань корекції результатів вимірювання з урахуванням умов поширення радіохвиль, динаміки руху ЛА і інші завдання. Крім того, на обчислювач покладені також функції синхронізації роботи та керування бортовою системою прийому і індикації, контроль найважливіших параметрів системи прийому і індикації, а також ряд додаткових функцій. Бортова система прийому і індикації системи

108
«Омега» виконана на основі інтегральної схемотехніки і має високу надійність, мали габарити та масу.

При використанні в системи «Омега» високостабільних еталонів часу (частоти), які коригуються за атомним стандартом, різницево-далекомірна система може застосовуватися в далекомірному режимі.

Використання НДХ діапазону в системі «Омега», що має високу стабільність поширення хвиль на великі відстані (до 10 000 тис. км), забезпечує високу точність оцінки місцеположення ЛА, сприяє поліпшенню геометрії розташування ізоліній, що формуються за допомогою системи. Всі станції системи «Омега» (що розташовані на відстанях 8...10 тис. км одна від одної) можуть забезпечувати інформацією рухомі об'єкти практично в будь-якій точці земної поверхні.

4.2. Імпульсний та імпульсно-фазовий різницеводалекомірний методи

4.2.1. Імпульсний різницево-далекомірний метод

Визначення різниці відстаней імпульсним методом грунтується на вимірюванні в точці прийому часового інтервалу т між моментами надходження радіоімпульсів, що випромінюються наземними радіопередавачами, розташованими в пунктах з відомими координатами (рис. 4.7).



Рис. 4.7. Імпульсний різницево-далекомірний метод

У точках *A* і *B*, віддалених одна від одної на відстань *R*_{AB}, встановлені радіопередавальні станції, які одночасно випромінюють імпульсні сигнали з однаковою частотою.

Якщо в точці *M* розмістити приймач, то час появи на його вході імпульсу станції *A* (час t_A) і імпульсу станції *B* (час t_B) будуть відрізнятися, оскільки час пропорційний відповідним відстаням R_A і R_B , тобто $t_A = R_A/c$; $t_B = R_B/c$.

Приймальний пристрій вимірює різницевий часовий інтервал **т**, пропорційний різниці відстаней до передавальних станцій, тобто

$$\tau = t_B - t_A = (R_B - R_A) / c = \Delta R / c.$$
(4.22)

Відповідна величина різниці відстаней дорівнює $\Delta R = c\tau$.

При одночасному випромінюванні станціями радіоімпульсів виникає неоднозначність визначення інтервалу часу τ , так як в точках M і M', симетрично розташованих відносно перпендикуляра до середини бази, часові інтервали однакові $\tau_1 = \tau_2$, а на зміну їх знака індикатор не реагує.

Зрозуміло, що $\tau = \tau_{\text{max}}$ при знаходженні ЛА за межами бази на лінії, що збігається з напрямком бази (наприклад, в точках M_1 або M_2).

Якщо ЛА знаходиться за станцією A, то $\tau_{\max} = \Delta t_{AB} = R_{AB}/c > 0$ (тому що $R_A < R_B$), а якщо ЛА знаходиться за станцією B, то $\tau_{\max} = \Delta t_{AB} = R_{AB}/c < 0$, (тому що $R_A > R_B$).

Для усунення неоднозначності визначення τ необхідно, щоб умова $\tau > 0$ виконувалося незалежно від місця розташування ЛА щодо наземних станцій. З цією метою, а також для усунення взаємного накладення імпульсів при $\Delta r = 0$ і покращення розпізнавання, робота станції В (веденої) синхронізується сигналами станції А. При цьому станція В випромінює радіоімпульси з постійним запізненням щодо моменту випромінювання радіоімпульсів станцією А (ведучої) на час $t_{AB} = R_{AB} / c$. Крім зазначеної затримки сигналів веденої станції, яка залежить від розміру бази R_{AB} , передбачається додаткова кодова затримка t_k цих сигналів. Значення кодової затримки можна змінювати, ускладнюючи використання інформації абонентами, які не уклали договір з власниками системи на право її використання. З огляду на те, що імпульс веденої станції зазвичай зміщують в другій напівперіод проходження імпульсів T/2, результуюча постійна затримка випромінювання сигналів станцією В дорівнює (рис. 4.8)

$$t_3 = t_{AB} + t_k + T / 2. \tag{4.23}$$

Тоді з урахуванням співвідношень (4.22), (4.23) і часових діаграм вимірюваний різницевий часовий інтервал дорівнює

$$\tau = t_3 + t_B - t_A = t_3 + \Delta R / c. \tag{4.24}$$

Умова $\tau > 0$ завжди виконується, тобто $\tau_{\min} \le \tau \le \tau_{\max}$

$$\tau_{\max} = 2t_{AB} + t_k; \quad \tau_{\min} = t_k. \tag{4.25}$$



Рис. 4.8. Часові діаграми імпульсного різницево-далекомірного метода

Постійному значенню виміряного інтервалу τ_i відповідає певна різниця відстаней $\Delta R_i = R_{Bi} - R_{Ai}$, а кожному значенню ΔR_i відповідає своя лінія положення (ЛРРВ). Максимальна кількість ліній положення n_{nn} , що задаються системою, можна визначити, знаючи похибка вимірювання часового інтервалу, наприклад, середньоквадратичну похибку σ_{τ} , тобто

$$n_{\rm JIII} = (\tau_{\rm max} - \tau_{\rm min}) / \sigma_r = \frac{\sqrt{2}R_{AB}}{c\sigma_r}.$$
(4.26)

Прикладом технічної реалізації імпульсного різницево-далекомірного методу є система дальньої навігації «Лоран-А». Ланцюжок системи «Лоран-А» включає, як правило, одну ведучу і дві ведені станції, що розміщуються зазвичай вздовж берегової лінії океанів для можливості використання інформації морськими і повітряними судами. Ведені станції зазвичай розташовують в 320 км від ведучої. Для розпізнавання ланцюжків станцій і зменшення впливу взаємних завад використовуються п'ять несучих частот – 1750, 1800, 1850, 1900 і 1950 кГц.

Для поділу сигналів двох пар станцій одного ланцюжка (а також сусідніх ланцюжків) сигнали кожної пари йдуть зі своєю частотою повторення. Всього використовуються три групи частот повторення, що позначаються *H*, *L*, *S*. Кожна група складається з восьми рекурентних частот, з яких одна є основною

111

частотою повторення ($f_{\rm H}$ = 33,3 Гц; f_L = 25 Гц; f_s = 20 Гц), а інші $f_{\rm p}$ утворюються відповідно до формул, які мають для кожної з груп такий вигляд:

$$f_{\rm pH} = 1/(300 - N)100; f_{\rm pL} = 1/(400 - N)100; f_{\rm pS} = 1/(500 - N)100,$$

де N – порядковий номер частоти в групі (N = 0, 1, 2, ..., 7).

Дальність дії системи «Лоран-А» досягала 1500 км. Значною перевагою системи є можливість відокремити імпульсні завади від просторової і поверхневої хвилі, використовуючи їх різне часове запізнювання.

Однак недостатня дальність дії системи, що використовує діапазон близько 2 МГц, знизило перспективність її застосування. Система була замінена більш сучасної системою «Лоран-С».

4.2.2. Імпульсно-фазовий різницево-далекомірний метод

Метод грунтується на вимірюванні інтервалу часу між моментами приходу радіоімпульсів від наземних станцій і на вимірі різниці фаз високочастотних коливань, що заповнюються імпульсами.

Використовуються два методи вимірювань різниці відстаней: імпульсний – для грубого визначення ліній положення ЛА і усунення багатозначності відліків, і фазовий – для визначення ліній положення з високою точністю.

Особливості імпульсно-фазового методу вимірювання різниці відстаней на прикладі системи «Лоран-С».

Тракт грубого визначення ΔR заснований на тих же принципах, що і в системі «Лоран-А», тобто на вимірі часового інтервалу τ між моментами прийому імпульсів ведучої і веденої станціями, який визначається з виразу (4.24)

$$\tau = t_3 + t_B - t_A = t_3 + \Delta R / c.$$

Тракт точного вимірювання використовує фазовий метод оцінки різниці відстаней. В цьому випадку в точці прийому (як і в системі «Декка») вимірюється фазовий зсув сигналів двох високочастотних когерентних коливань, що випромінюються ведучою і веденою станціями

$$\psi_r = \frac{2\pi}{T_{\rm H}} (t_B - t_A) = 2\pi\tau / T_{\rm H}, \qquad (4.27)$$

де $T_{\rm H} = 1/f_{\rm H}$ – період коливань несучої частоти $f_{\rm H}$, що заповнюють імпульси.

Згідно (4.5) $\Delta R = R_A - R_B = c\varphi_r / \omega_0 = \frac{\lambda_0 \varphi_r}{2\pi}$ різниця відстаней до наземних

станцій визначається виразом

$$\Delta R = \frac{\lambda_{\rm H} \Psi_r}{2\pi}.\tag{4.28}$$

Ця величина однозначна лише в межах довжини хвилі несучих коливань $\lambda_{\rm H}$.

З урахуванням багатозначності вимірювання фази (4.27) часовий інтервал між запізнюваннями сигналів в точці прийому запишеться

$$\tau = kT_{\rm H} + \tau_{\rm \phi} + \sigma_{\tau\phi}, \qquad (4.29)$$

де k – ціле число періодів несучих коливань, яке невідоме при проведенні фазових вимірювань; τ_{ϕ} – дрібна частина періоду $T_{\rm H}$, яка може бути виміряна ($\tau_{\phi} \leq T_{\rm H}$); $\sigma_{\tau\phi}$ – середньоквадратична похибка вимірювання τ_{ϕ} .

З іншого боку, виміряний імпульсним методом часовий інтервал дорівнює

$$\tau = \tau_i + \sigma_{\tau i}, \tag{4.30}$$

де τ_i – відлік інтервалу часу; σ_{τi} – середньоквадратична похибка вимірювання. Зі спільного вирішення рівнянь (4.29) і (4.30) знаходиться число

$$k = (\tau_{\rm i} - \tau_{\rm \phi})/T_{\rm H} + (\sigma_{\tau \rm i} - \sigma_{\tau \rm \phi})/T_{\rm H}.$$
 (4.31)

Число k визначається однозначно, якщо похибка вимірювання (другий доданок) буде менше $\pm 1/2$, тобто

$$\sigma_{\tau i} - \sigma_{\tau b} \le T_{\rm H} / 2. \tag{4.32}$$

Оскільки зазвичай $\sigma_{\tau\phi} << \sigma_{\tau i}$, то умову однозначності вимірювань можна переписати

$$\sigma_{\tau i} \le T_{\rm H} / 2. \tag{4.33}$$

Кожна станція «Лоран-С» випромінює пачки радіоімпульсів, що сприяє збільшенню середньої потужності сигналу (рис. 4.9).

Крім забезпечення когерентності несучих коливань, необхідної для фазових вимірювань, дотримується когерентність частоти проходження імпульсів і частоти несучих коливань в межах кожного імпульсу. Відстані між пачками імпульсів і між імпульсами пачки визначаються вимогами відсутності збігів (в зоні дії ланцюжка станцій) сигналів, що поширюються за допомогою поверхневої (основної) і просторової (що заважає) хвиль. З цією метою на ведучих станціях вводиться кодова затримка сигналів, значення якої залежить від розміру бази станцій.

Додатковий захист від просторової хвилі при багаторазовому відбитті від іоносфери досягається фазовим кодуванням імпульсів пачки (маніпуляцією за фазою несучих коливань). Такий фазовий код використовується також для розпізнавання сигналів ведучої і веденої станцій у ланцюжку.

Розпізнавання ланцюжків станцій проводиться за частотою проходження пачок імпульсів, що лежить в межах від 10 до 25 Гц. Для поділу сигналів просторової і поверхневої хвиль бажано випромінювати імпульси тривалістю не більше 40...50 мкс. Однак при використанні довгих хвиль, а також з енергетичних міркувань, доводиться випромінювати імпульси більшої тривалості (понад 200 мкс).



Рис. 4.9. Часова діаграма імпульсно-фазового різницево-далекомірного метода

Література до розділу 4: [1], [5], [13–17].

Контрольні запитання

- 1. На чому ґрунтується ідея різницево-далекомірного методу визначення положення об'єкта?
- 2. Як називається крива лінія, в кожній точці якої різниця відстаней до двох радіостанцій однакова?
- 3. Скільки треба мати станцій для однозначного визначення положення об'єкта в просторі?
- 4. На яких фізичних параметрах радіосигналів ґрунтується різницеводалекомірний метод?

- 5. Пояснить різницево-далекомірний фазовий метода. Як різниця відстаней пов'язана з різницею фаз?
- 6. Що таке фазова доріжка, як визначається її ширина і як вона впливає на точність визначення положення об'єкта?
- 7. Пояснить побудову різницево-далекомірної системи з частотним розподілом каналів.
- 8. Пояснить побудову різницево-далекомірної системи з часовим розподілом каналів.
- 9. На чому полягає імпульсний різницево-далекомірний метод?
- 10.У чому відмінність імпульсно-фазового і різницево-далекомірного методів?

Розділ 5. Радіотехнічні методи вимірювання швидкості і кута зносу

5.1. Доплерівський метод вимірювання шляхової швидкості і кута зносу

5.1.1. Однопроменева система визначення швидкості і кута зносу

Доплерівський метод вимірювання шляхової швидкості на борту літака полягає у наступному. На борту літака, що рухається зі шляховою швидкістю W, встановлені радіопередавальні і приймальні пристрої. Якщо на землі встановлений точковий радіолокаційний відбивач, здатний відбивати сигнал бортового передавача, в тому числі і у бік приймача літака, то при випромінюванні передавачем літака сигналу $e_{\text{вип}} = E_{\text{вип}_m} \cos \omega t$, сигнал в точці відбиття з урахуванням запізнювання на час R/c, де R – відстань між літаком і відбивачем, буде

$$e_{\rm B} = E_{\rm B} \cos \omega (t - R / c). \tag{5.1}$$

Відбитий сигнал буде прийнятий на борту літака вже з більшим часом запізнювання 2*R*/*c*, тобто

$$e_{\rm np} = E_{\rm np_m} \cos \omega (t - 2R / c). \tag{5.2}$$

З огляду на відоме співвідношення між частотою і фазою $\omega = d\varphi/dt$, частота сигналу, що випромінюється, і сигналу, що приймається, запишуться як

$$\omega_{\text{вип}} = \frac{d\phi_{\text{вип}}}{dt} = \omega; \qquad \omega_{\text{пр}} = \frac{d\phi_{\text{пр}}}{dt} = \omega - \frac{2\omega}{c}\frac{dR}{dt}.$$

Різниця частот випроміненого і прийнятого сигналів

$$\Delta \omega = \omega_{\rm пр} - \omega_{\rm вип} = -\frac{2\omega}{c} \frac{dR}{dt} = -2\frac{\omega}{c}W.$$
(5.3)

буде доплерівським зміщенням частоти, або частотою Доплера.

Суть ефекту Доплера – зміна частоти сигналу через швидкість *W* переміщення джерела випромінювання.

Для заданих умов частота Доплера визначається як

$$\Omega_{\rm g} = -\left(\frac{2\omega}{c}\right)W \tag{5.4}$$

або

де $\lambda = c/f$ – довжина хвилі випромінюваних коливань.

Ефект зсуву частоти при переміщенні джерела радіовипромінювання покладено в основу радіонавігаційних методів вимірювання шляхової швидкості і кута зносу ЛА.

 $F_{\rm p} = \frac{2W}{\lambda},$

При опроміненні ділянки земної поверхні *S* під кутом γ і при наявності кута θ між проекцією вектора шляхової швидкості і площиною випромінювання радіохвиль (рис. 5.1) значення доплерівської частоти буде пропорційне радіальної складової W_r шляховий швидкості W, яка дорівнює $W_r = W \cos \gamma \cos \theta$,

$$F_{\pi} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos\theta. \tag{5.5}$$

За виміром доплерівської частоти визначається швидкість руху

$$W = F_{\pi} \lambda / (2\cos\gamma\cos\theta). \tag{5.6}$$



Рис. 5.1. Просторове співвідношення між шляхової швидкості і її радіальною складовою

Якщо забезпечити незмінним кут нахилу γ , то максимальному значенню доплерівської частоти $F_{\text{д мах}}$ буде відповідати кут руху $\theta=0$, що реалізується при суміщенні площині поширення радіохвиль з вертикальною площиною, в якій рухається ЛА.

Значення шляховий швидкості для цього випадку дорівнює

$$W = F_{\pi \max} \lambda / (2\cos\gamma). \tag{5.7}$$

На основі цього виразу може бути реалізований принцип визначення шляховий швидкості за допомогою доплерівського вимірювача.

Визначення кута зносу а між вектором шляховий швидкості W і вектором повітряної швидкості V при випромінюванні радіохвиль в напрямку відбивача здійснюється таким чином.

Оскільки $\theta = \alpha - \psi$, значення доплерівської частоти запишеться

$$F_{\pi} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\alpha - \psi).$$
 (5.8)

При незмінному нахилу променя до земної поверхні максимальному значенню доплерівської частоти відповідає кут $\theta = 0$, тобто $F_{\text{дmax}} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma$ при $\alpha = \psi$.

Якщо повертати антену в горизонтальній площині до положення, яке відповідає максимальному значенню доплерівської частоти, то на основі виразу (5.8) можна визначити значення шляховий швидкості, а значення кута повороту антени дорівнюватиме куту зносу α (рис. 5.2).

Шляхова швидкість і кут зносу можуть бути виміряні апаратурою, яка має в своєму складі приймально-передавальний пристрій і пристрій для випромінювання вузьконаправленого променя. Такі вимірювачі називають однопроменевими доплерівськими вимірювачами шляховий швидкості і кута зносу (ДВШЗ).

Через обмежену точність і незначні функціональні можливості однопроменеві ДВШЗ не мають великого поширення.



Рис. 5.2. Визначення кута зносу однопроменевим ДВШЗ

На точність визначення шляхової швидкості суттєво впливають нестабільність положення антени і наявність кута тангажу.

Якщо платформа, на якій встановлюється антена однопроменевого ДВШЗ, відхиляється від горизонтальної площини на кут $\Delta \gamma$ (рис. 5.3), то це відповідно до виразу (5.7) $W = F_{\pi \max} \lambda /(2 \cos \gamma)$ призведе до похибки у визначенні шляхової швидкості. Диференціюючи вираз (5.7) отримаємо

$$dW = \frac{F_{\text{Amax}}\lambda}{2} \frac{\sin\gamma}{\cos^2\gamma} d\gamma = W \text{tg}\gamma d\gamma.$$
(5.9)

Звідси

$$\frac{\Delta W}{W} = \text{tg}\gamma \,\Delta\gamma. \tag{5.10}$$

Отже, похибка у визначенні шляховий швидкості пропорційна нестабільності положення антени $\Delta \gamma$. Основним способом зменшення похибок такого виду є застосування стабілізованих платформ, на яких розміщується антенна система.



Рис. 5.3. Вплив нестабільності положення антени на похибку ДВШЗ

При зміні кута тангажу η , наприклад при наборі висоти (рис.5.4), за умови, що напрямок випромінювання збігається з напрямком шляховий швидкості, відповідно до виразу (5.7) $W = F_{\pi \max} \lambda / (2 \cos \gamma)$ маємо $F_{\pi \max} = 2W\lambda^{-1}\cos(\gamma + \eta)$, або

$$F_{\rm d max} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos\eta - 2W\lambda^{-1}\sin\gamma\sin\eta.$$
 (5.11)

Для горизонтальної і вертикальної складових шляхової швидкості відповідно $W_{\Gamma} = W \cos \eta$, $W_{B} = W \sin \eta$, і вираз (5.11) запишеться

$$F_{\rm d max} = 2W_{\rm r}\lambda^{-1}\cos\gamma - 2W_{\rm B}\lambda^{-1}\sin\gamma.$$
 (5.12)

З (5.12) випливає, що причиною похибки $\Delta F_{\pi} = 2W_{\rm B}\lambda^{-1}\sin\gamma$ є наявність вертикальної складової шляхової швидкості, при цьому відносна похибка

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta F_{\mathrm{A}}}{F_{\mathrm{A}}} = \frac{W_{\mathrm{B}}}{W_{\mathrm{F}}} \mathrm{tg}\gamma$$
(5.13)

зростає при збільшенні вертикальної складової швидкості.



Рис. 5.4. Вплив кута тангажу на похибку ДВШЗ

Похибки однопроменевих ДВШЗ у визначенні кута зносу може з'являтися при повороті антени. При вимірі а передбачається поворот антени в горизонтальній площині до отримання максимального значення доплерівської частоти у відповідності з виразом (5.7) $F_{\rm d max} = 2W\lambda^{-1} \cos \gamma$. Однак, якщо при цьому ця умова не виконана і ($\alpha - \psi$) = $\delta \neq 0$, то значення доплерівської частоти у відповідності з (5.8) буде

$$F_{\rm A} = F_{\rm A \, max} \cos \delta. \tag{5.14}$$

Після розкладання (5.14) в ряд Тейлора і обмеження ряду першими двома членами (при $\delta_0 = 0$) отримаємо

$$F_{\rm d}=F_{\rm d\,max}(1-\delta^2/2),$$

а також

$$F_{\rm m} = F_{\rm max} - \Delta F_{\rm m}, \qquad (5.15)$$

 $\exists e \ \Delta F_{\rm d} = F_{\rm d max} \delta^2 / 2.$

Звідси вираз, що пов'язує значення похибки у визначенні кута зносу з доплерівською частотою, має вигляд:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\Delta F_{\pi}}{F_{\mu \max}}}.$$
(5.16)

Таким чином, однопроменеві ДВШЗ мають істотні похибки при визначенні шляхової швидкості і кута зносу.

5.1.2. Двопроменева система визначення швидкості і кута зносу

Деякі види похибок можна зменшити, перейшовши до використання двопроменевих ДВШЗ. Для двопроменевого ДВШЗ при спрямуванні променів вперед і назад відносно поздовжньої осі ЛА (рис. 5.5) при польоті з кутом тангажу η і з похибкою витримування вертикалі $\Delta \gamma$ доплерівські частоти у променях 1 і 2 будуть дорівнювати:

$$F_{\pi 1} = 2W\lambda^{-1}\cos[\gamma + (\eta - \Delta\gamma)];$$

$$F_{\pi 2} = 2W\lambda^{-1}\cos[\gamma - (\eta - \Delta\gamma)].$$
(5.17)



Рис. 5.5. Аналіз похибок у двопроменевому ДВШЗ

Оскільки промінь 1 спрямований вперед в напрямку руху ЛА, а промінь 2 – назад, то частоти відбитих сигналів (при випромінюваній частоті f_0) запишуться:

$$f_1 = f_0 + F_{A1}$$
 i $f_2 = f_0 - F_{A2}$,

а різниця частот на вході приймального пристрою буде

$$\Delta F = f_1 - f_2 = F_{\pi 1} + F_{\pi 2} = 2W\lambda^{-1} \{\cos[\gamma + (\eta - \Delta\gamma)] + \cos[\gamma - (\eta - \Delta\gamma)]\} =$$

= $4W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\eta - \Delta\gamma).$ (5.18)

Вплив кута тангажу на точність визначення шляхової швидкості.

При польоті з кутом тангажу виникає вертикальна складова швидкості. Однак, оскільки зміна частоти в обох променях має однаковий знак, то при відніманні доплерівських частот різниця зсуву буде дорівнювати нулю.

Оскільки $W_{\Gamma} = W \cos \eta$, то з виразу (5.18) $\Delta F = 4W\lambda^{-1}\cos \gamma \cos (\eta - \Delta \gamma)$ при $\Delta \gamma = 0$ маємо

$$F_{\rm d} = \frac{4W_{\rm r}}{\lambda} \cos \gamma$$
, звідси $W_{\rm r} = \frac{\lambda}{4\cos \gamma} F_{\rm d}$. (5.19)

Отже, в двопроменевих ДВШЗ відсутні похибки, викликані вертикальною складовою шляхової швидкості.

Вплив нестабільності витримування положення платформи на точність визначення шляхової швидкості при горизонтальному польоті.

При горизонтальному польоті кут тангажу $\eta = 0$ і

$$F_{\rm A} = \frac{4W}{\lambda} \cos\gamma \cos\Delta\gamma = \frac{4W}{\lambda} \cos\gamma \left(1 - \frac{\Delta\gamma^2}{2}\right).$$
(5.20)

Неточність витримування вертикалі (∆γ ≠ 0) призводить до зміни доплерівської частоти на величину

$$\Delta F_{\rm d} = \frac{4W}{\lambda} \cos\gamma \frac{\Delta\gamma^2}{2} = F_{\rm d} \frac{\Delta\gamma^2}{2}.$$
 (5.21)

Оскільки відносна похибка у визначенні шляхової швидкості пропорційна зміні доплерівської частоти, то

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta F_{\pi}}{F_{\pi}} = \frac{\Delta \gamma^2}{2}.$$
(5.22)

Отже, в двопроменевих ДВШЗ похибки у вимірі *W* через нестабільність витримування платформи істотно менше, ніж в однопроменевих (5.13).

Похибки двопроменевих ДВШЗ у визначенні кута зносу.

Для підвищення точності вимірювань **кута зносу** в двопроменевих ДВШЗ застосовують орієнтацію променів вліво і вправо відносно поздовжньої осі ЛА. При цьому процедура визначення кута зносу буде різною в залежності від типу антени, а саме, антена поворотна або нерухома.

При використанні поворотної в горизонтальній площині антени можна змінювати положення кута між променями 1 і 2, поєднуючи бісектрису кута з напрямком шляхової швидкості (рис. 5.6).



Рис. 5.6. Визначення кута зносу у двопроменевому ДВШЗ

При радіальних складових швидкостей променів 1 і 2 доплерівські частоти визначаються як

$$F_{\mu 1} = 2W_1 \lambda^{-1}; \qquad F_{\mu 2} = 2W_2 \lambda^{-1}$$

і з урахуванням геометрії дорівнюють:

$$F_{\mu 1} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos[\theta - (\alpha - \psi)];$$

$$F_{\mu 2} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos[\theta + (\alpha - \psi)].$$
(5.23)

При цьому різницева частота на вході приймального пристрою

$$F_{\rm A} = f_1 - f_2 = F_{\rm A1} - F_{\rm A2} = 4W\lambda^{-1}\cos\gamma\sin\theta\sin(\alpha - \psi).$$
 (5.24)

При поворотної антені процедура визначення кута зносу полягає в повороті антени до положення $\alpha = \psi$ (рис. 5.6).

Про рівність кутів $\alpha = \psi$ свідчить нульове значення доплерівської частоти, так як при $\alpha = \psi$ витримуються рівності $\sin(\alpha - \psi) = 0$ і $F_{\alpha} = 0$. У цьому положенні антенні промені спрямовані симетрично відносно вектора шляхової швидкості *W*, отже, різницева доплерівська частота має вигляд

$$F_{\mu 0} = F_{\mu 1} - F_{\mu 2} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos\theta.$$
 (5.25)

Поворот антени може здійснюватися за допомогою автоматичної системи стеження, для якої сигналом неузгодженості служить різницева доплерівська частота (або сигнал, що пропорційний до неї).

Диференціюючи вираз (5.24) $F_{a} = 4W\lambda^{-1}\cos\gamma\cdot\sin\theta\cdot\sin(\alpha-\psi)$ і перейшовши до кінцевих приростів, знаходиться вираз для похибки у визначенні кута зносу

$$\Delta \alpha = \frac{\Delta F_{\pi}}{4W\lambda^{-1}\cos\gamma\sin\theta\cos(\alpha - \psi)}.$$
(5.26)

Так як в момент відліку кута зносу $\psi \approx \alpha$, $\cos(\alpha - \psi) \approx 1$, а також з урахуванням того, що з виразу (5.25) $2W\lambda^{-1}\cos\gamma = F_{\pi 0}/\cos\theta$, можна записати

$$\Delta \alpha = \frac{\Delta F_{\pi}}{2(F_{\pi 0} / \cos \theta) \sin \theta} = \frac{\Delta F_{\pi}}{2F_{\pi 0} \mathrm{tg} \theta}.$$
 (5.27)

Отриманий вираз показує, що точність визначення кута зносу в двопроменевих ДВШЗ істотно вище, ніж в однопроменевих (5.16).

При використанні нерухомих антен для визначення кута зносу промені 1 і 2 розміщують симетрично до поздовжньої осі ЛА. В цьому випадку з виразів (5.23) при ψ =0 маємо систему рівнянь:

$$F_{\mu 1} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta - \alpha);$$

$$F_{\mu 2} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta + \alpha).$$
(5.28)

Процедура визначення вектора шляхової швидкості і кута зносу полягає в знаходженні невідомих *W* і α в обчислювальному пристрої.

Для вимірювання з високою точністю шляхової швидкості і кута зносу в доплерівських вимірювачах доцільно використовувати пари променів з випромінюванням «вперед-назад» і «вліво-вправо».

На практиці даний принцип реалізується в багатопроменевих ДВШЗ з різною конфігурацією променів.

Практичне використання знайшли трьохпроменеві і чотирьохпроменеві ДВШЗ з жорстко закріпленими або стабілізованими антенами. Внаслідок більш значного впливу тангажу на похибку вимірювання, а також з метою спрощення системи стабілізації антени обмежуються стабілізацією антени тільки за тангажем, а при польотах з великим кутом крену застосовують автоматичне відключення ДВШЗ.

5.1.3. Трьохпроменева система визначення швидкості і кута зносу

При розташуванні променів в системі ДВШЗ «вперед-вправо», «назадвліво» і «назад-вправо» (рис. 5.7) для трьох радіальних складових вектора шляхової швидкості відповідно до (5.28) маємо такі значення доплерівських частот:

$$F_{\pi 1} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta - \alpha);$$

$$F_{\pi 2} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta + \alpha);$$

$$F_{\pi 3} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta - \alpha).$$

(5.29)

Відбиті сигнали будуть прийняті на борту ЛА з частотами:

$$f_1 = f_0 + F_{A1}, f_2 = f_0 - F_{A2}, f_3 = f_0 - F_{A3}$$

Оскільки промені 1 і 3 розташовані в одній площині, то $F_{д1} = F_{d3}$. При цьому складові шляхової швидкості дорівнюють відповідно:

$$W_1 = W_3 = W \cos\gamma \cos(\theta - \alpha);$$

$$W_2 = W \cos\gamma \cos(\theta + \alpha).$$
(5.30)

Для визначення навігаційних параметрів *W* і α в доплерівському вимірнику здійснюється обробка отриманих сигналів за відповідними алгоритмами, наприклад, за визначенням напівсуми і напіврізниці доплерівських частот.



Рис. 5.7. Трьохпроменева система ДВШЗ

Так, напівсума доплерівських частот для променів 1 і 2 дорівнює

$$\frac{F_{\mu 1} + F_{\mu 2}}{2} = \frac{W}{\lambda} \cos\gamma [\cos(\theta - \alpha) + \cos(\theta + \alpha)] = \frac{2W}{\lambda} \cos\gamma \cos\theta \cos\alpha, \quad (5.31)$$

а напіврізниця для променів 3 і 2

$$\frac{F_{\rm A3} - F_{\rm A2}}{2} = \frac{2W}{\lambda} \cos\gamma \sin\theta \sin\alpha.$$
(5.32)

Навігаційні параметри *W* і α визначаються в результаті розв'язання системи рівнянь (5.31), (5.32).

5.1.4. Чотирьохпроменева система визначення швидкості і кута зносу

Якщо сформувати почергове випромінювання сигналів парами променів 1–3 і 2–4, розташованих симетрично відносно поздовжньої осі ЛА, то отримаємо чотирьохпроменевий ДВШЗ (рис. 5.8). В цьому випадку частоти прийнятих сигналів дорівнюють:

$$f_1 = f_0 + F_{A1}$$
, $f_2 = f_0 - F_{A2}$, $f_3 = f_0 + F_{A3}$, $f_4 = f_0 - F_{A4}$. (5.33)

Проекції вектора шляхової швидкості в площинах променів 1-3 і 2-4:

$$W_{1,3} = W \cos(\theta - \alpha); \quad W_{2,4} = W \cos(\theta + \alpha),$$
 (5.34)

Їх радіальні складові дорівнюють:

$$W_{r\,1,3} = W_{1,3} \cos \gamma; \qquad W_{r\,2,4} = W_{2,4} \cos \gamma, \tag{5.35}$$

а значення доплерівських частот:

$$F_{\mu 1,3} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta - \alpha);$$

$$F_{\mu 2,4} = 2W\lambda^{-1}\cos\gamma\cos(\theta + \alpha).$$
(5.36)

Для визначення навігаційних параметрів формуються напівсума і напіврізниця:

$$\frac{F_{\mu 1,3} + F_{\mu 2,4}}{2} = \frac{W}{\lambda} \cos \gamma [\cos(\theta - \alpha) + \cos(\theta + \alpha)] = \frac{2W}{\lambda} \cos \gamma \cos \theta \cos \alpha;$$

$$\frac{F_{\mu 1,3} - F_{\mu 2,4}}{2} = \frac{W}{\lambda} \cos \gamma [\cos(\theta - \alpha) - \cos(\theta + \alpha)] = \frac{2W}{\lambda} \cos \gamma \sin \theta \sin \alpha.$$
(5.37)



Рис. 5.8. Чотирьохпроменева система ДВШЗ

Якщо пари променів працюють за чергою, то при рівності амплітуд відбитих сигналів від променів 1 і 3 на вхід приймального пристрою в певний момент часу надійдуть сигнали:

$$e_1 = e_m \cos(\omega_0 + \Omega_{\mu 1,3})t; \quad e_3 = e_m \cos(\omega_0 - \Omega_{\mu 1,3})t,$$
 (5.38)

і при додаванні з сигналом гетеродина $e_r = \varepsilon_{rm} \cos \omega_0 t$ сумарний сигнал буде мати вигляд

$$e_{c} = e_{r} + (e_{1} + e_{3}) = \varepsilon_{rm} \cos \omega_{0} t + 2e_{m} \cos (\omega_{0} t) \cos (\Omega_{\pi 1,3} t) =$$
$$= \varepsilon_{rm} \left[1 + (2e_{m} / \varepsilon_{rm}) \cos (\Omega_{\pi 1,3} t) \right] \cos \omega_{0} t .$$
(5.39)

Отже, сумарний сигнал являє собою амплітудно-модульований сигнал з частотою модуляції $\Omega_{д1,3}=2\pi F_{d1,3}$ і коефіцієнтом глибини модуляції $m=2e_m/\epsilon_{rm}$.

За аналогією під час прийому відбитих сигналів від променів 2 і 4 $\Omega_{{}_{2,4}} = = 2\pi F_{{}_{2,4}}$ і сумарний сигнал буде мати вигляд

$$\mathbf{e}_{c} = \varepsilon_{\rm rm} \left(1 + m \cos \Omega_{\rm d2,4} t \right) \cos \omega_0 t. \tag{5.40}$$

Після детектування отриманих сигналів виділяються напруги з доплерівськими частотами $\Omega_{д1,3}$ і $\Omega_{д2,4}$, які використовуються для визначення навігаційних параметрів відповідно до виразів:

$$\frac{F_{\mu 1,3} + F_{\mu 2,4}}{2} = \frac{2W}{\lambda} \cos \gamma \cos \theta \cos \alpha;$$

$$\frac{F_{\mu 1,3} - F_{\mu 2,4}}{2} = \frac{2W}{\lambda} \cos \gamma \sin \theta \sin \alpha.$$
(5.41)

Спільним рішенням рівнянь визначаються шляхова швидкість і кут зносу.

Насправді, внаслідок кінцевої ширини променя завжди опромінюється деяка ділянка поверхні, а опромінення кожної з них відбувається під різними кутами γ , тому відбитий сигнал містить спектр доплерівських частот.

Отже, на пристрій обробки завжди надходить сигнал, сформований в результаті відбиття від безлічі елементарних відбивачів, який містить у своєму спектрі багато складових доплерівських частот.

Елементарні відбивачі, що опромінюються під однаковим кутом, при інших рівних умовах дадуть однакове значення доплерівської частоти.

Отже, лінією положення опромінювачів, що дають одне і те ж значення доплерівської частоти, є лінія перетину горизонтальної поверхні з конусом, вісь якого збігається з напрямком вектора шляхової швидкості.

Такою лінією є гіпербола, вісь симетрії якої збігається з лінією шляху ЛА, а сімейство ліній положення, що дають однакове значення доплерівської частоти, які називаються ізочастотними лініями, є сімейством гіпербол. Кожен елементарний відбивач, розташований на ізочастотній лінії, при опроміненні дає сигнал з однаковою доплерівською частотою.

Частоти сигналів, прийнятих від всіх відбивачів, розташованих на ізочастотній лінії, дорівнюють $f_0 + F_{\pi i}$ і мають випадкові фази і амплітуди.

Оскільки на вхід приймального пристрою надходять сигнали, відбиті від відбивачів, розташованих на безлічі різних гіпербол, сумарний відбитий сигнал формується як результат накладення безлічі елементарних сигналів з випадковими амплітудами A_i і випадковими фазами φ_{oi} , тобто

$$u_{\rm Bido}(t) = \sum_{i=1}^{n} A_i(t) \cos[(\omega_0 + \Omega_{di})t + \varphi_{0i}].$$
(5.42)

Отже, відбитий сигнал містить спектр частот з безліччю доплерівських зсувів $F_{\rm di}$ відносно випромінюваної частоти f_0 , розташованих навколо деякого середнього доплерівського зсуву $F_{\rm d0}$.

При виділенні доплерівських частот в вимірювачі також виходить спектр доплерівських частот $F_{\pi i}$, розташованих навколо $F_{\pi 0}$.

При формуванні амплітуд відбитого і прийнятого на борту ЛА сигналу слід також враховувати, що опромінення ділянок поверхні і прийом сигналів в доплерівських вимірювачах здійснюється антенами з вузькими діаграмами направленості. Внаслідок цього різні ділянки поверхні опромінюються сигналами різної потужності, які визначаються формою діаграми направленості. Крім цього, властивості направленості приймальної антени обумовлюють різний рівень прийнятих сигналів від різних точок поверхні, що відбиває.

Це призводить до того, що крива потужності $P(F_{d})$ прийнятого сигналу в залежності від частот прийнятого спектра F_{d} має вигляд, показаний на рис. 5.9.

У реальних ДВШЗ виникають також інструментальні похибки внаслідок проникнення випромінюваного сигналу на вхід приймальних антен, відбиття сигналів від елементів конструкції ЛА і т.д.



Рис. 5.9. Залежність потужності прийнятого сигналу від частоти

З метою зменшення паразитного проникнення сигналу передавача на вхід приймального пристрою замість ДВШЗ з безперервним випромінюванням, як правило, використовують ДВШЗ з імпульсним режимом роботи.

Крім того, відповідним вибором режиму (частоти проходження і тривалості імпульсів) домагаються того, що на час роботи передавача приймальний пристрій закривається.

Недоліком імпульсних ДВЩЗ є неможливість вимірювання W і α при малих висотах r_{mln} , відповідних часу поширення сигналу протягом тривалості імпульсу передавача, а також неможливість їх роботи на висотах, кратних r_{mln} .

Для зменшення інструментальних похибок застосовуються також когерентні ДВШЗ, безперервно-імпульсні ДВШЗ з когерентним прийомом, ДВШЗ з частотною модуляцією випромінюваних коливань і ін.

5.2. Кореляційний метод вимірювання шляхової швидкості

Цей метод заснований на вимірюванні кореляційних характеристик сигналів, відбитих при опроміненні поверхні і прийнятих рознесеними антенами, встановленими на борту літака.

Сигнал, відбитий від протяжних відбивачів, якими є поверхні суші, моря, атмосферні опади, шари іоносфери і т.д., і прийнятий антеною ЛА є результатом накладення безлічі сигналів. Внаслідок цього, а також через вплив ряду інших факторів (нестабільність частоти передавача, еволюції ЛА і т.д.), сигнал, прийнятий антеною ЛА, флуктуює і його характеристики можуть бути описані методами теорії випадкових процесів.

Для радіонавігаційних вимірів можна скористатися взаємною кореляційною функцією сигналів, прийнятих на рознесених антенах на борту ЛА. Якщо сигнали, прийняті двома антенами, позначити $u_1(t)$ і $u_2(t)$, то їх взаємна кореляційна функція визначається як математичне сподівання добудку випадкових величин u_1 і u_2 для фіксованих моментів часу t_1 і t_2

$$K(t_1, t_2) = M[u_1(t_1), u_2(t_2)].$$

Результати дослідження статистичних властивостей відбитих сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ показують, що на певній ділянці польоту вони є стаціонарними випадковими величинамі, тому кореляційна функція залежить лише від різниці моментів часу $\tau = t_2 - t_1$

$$K(\tau) = M[u_1(t), u_2(t+\tau)].$$

В даному випадку взаємна кореляційна функція може визначатися інтегруванням

$$K(\tau) = \int u_1(t) u_2(t+\tau) dt \,. \tag{5.43}$$

Нормована кореляційна функція визначається як $\rho(\tau) = K(\tau)/D(\tau)$, де $D(\tau) = \rho(\tau=0)$ – дисперсія випадкового сигналу.

Функція $\rho(\tau)$ – це коефіцієнт взаємної кореляції між часовими перерізами сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$, розділених інтервалом часу τ . Максимальне значення цей коефіцієнт набуває при $\tau = 0$ і дорівнює $\rho(\tau = 0) = 1$.

Наведене є підставою для застосування кореляційного методу вимірювання шляхової швидкості польоту літака

Якщо приймальні антени розмістити уздовж будівельної осі літака на відстані d, то прийняті відбиті сигнали $u_1(t)$ і $u_2(t)$ будуть ідентичні, але зміщені на час $\tau_0 = d/W$, де W – швидкість літака.

Принцип кореляційного методу вимірювання шляховий швидкості полягає у визначенні часу затримки між сигналами, прийнятими рознесеними антенами. Значення цієї часової затримки пропорційно значенню шляховий швидкості ЛА в момент найбільшого значення коефіцієнта взаємної кореляції

$$\tau_0 = d/W$$
. (5.45)

Якщо в канал прийому одного з прийнятих сигналів ввести пристрій регульованої затримки, то при зміні часу затримки на величину τ_0 функція взаємної кореляції прийме максимальне значення.

Процес вимірювання в такій системі полягає в тому, що шляхом зміни затримки сигналу $u_1(t)$ домагаються максимального його значення на виході корелометра (при цьому пристрій регульованої затримки градуюється в одиницях швидкості).

Розглянемо ЛА, що рухається паралельно поверхні Землі з вектором шляховий швидкості W, напрямок якого збігається з будівельною віссю літака (рис. 5.10). На борту ЛА уздовж будівельної осі встановлені на рівній відстані d три антени: A_B – випромінююча і A_1 , A_2 – приймальні. Антени спрямовані вертикально вниз і «висвічують» на поверхні ділянки S_B , S_1 і S_2 відповідно.

В деякий момент часу t_1 сигнал u_1 в антені A_1 формується областю S, яка є перетином S_B і S_1 . Через проміжок часу $\Delta t = d/W$ антена A_B займе положення антени A_1 , а антена A_2 опиниться на місці A_B . Тому в силу теореми взаємності (якщо поміняти місцями приймач і передавач, то сигнал, що приймається, не

131

зміниться) в момент часу $t_2 = t_1 + \Delta t$ сигнал u_2 антени A_2 стане рівним сигналу антени A_1 , який спостерігався раніше в момент t_1 . Внаслідок впливу різних дестабілізуючих факторів (внутрішні шуми приймачів, випадкові траєкторні відхилення ЛА і ін.) точної рівності сигналів $u_1(t_1)$ і $u_2(t_2)$ не буде.

Однак, якщо розглянути кореляцію цих сигналів (5.43), то максимум функції $K(\tau)$ буде спостерігатися в точці $\tau = \Delta t = d/W$. Таким чином, вимірюючи положення максимуму функції K(t), можна визначити швидкість руху ЛА за формулою

$$W = \frac{d}{\tau_{\text{max}}},\tag{5.46}$$

де τ_{max} – точка, де спостерігається максимум $K(\tau)$.



Рис. 5.10. Кореляційний метод визначення швидкості

Спрощена структурна схема пристрою, що реалізує кореляційний метод вимірювання швидкості ЛА, наведена на рис. 5.11.



Рис. 5.11. Спрощена схема реалізації кореляційного методу

Пристрій працює наступним чином. Безперервний гармонійний сигнал від генератора високої частоти ГВЧ випромінюється антеною $A_{\rm B}$. Сигнал, прийнятий антеною A_1 , після фільтрації та посилення в приймачі ПРМ1 надходить на схему затримки СЗ, де затримується на час τ і надходить на корелятор. На другий вхід корелятора подається фільтрований і посилений в приймальнику ПРМ2 сигнал антени A_2 . На виході інтегратора корелятора сигнал дорівнює значенню кореляційної функції $K(\tau)$. Цей сигнал надходить на блок стеження за максимумом БСМ. Цей блок управляє схемою затримки таким чином, щоб підтримувати сигнал на виході корелятора максимальним. При цьому значення шляховий швидкості обчислюється на підставі (5.43) за часом затримки τ .

Для визначення повного вектора швидкості на борту встановлюється додаткова пара антен уздовж напрямку ортогональної будівельної осі літака, як показано на рис. 5.12.



Рис. 5.12. Схема розміщення антен для визначення повного вектора швидкості

При цьому за допомогою пари антен A₁, A₂ вимірюється поздовжня складова швидкості $W_x = d_x / \tau_x$, а за допомогою пари антен A₃, A₄ – поперечна складова $W_z = d_z / \tau_z$, де τ_x , τ_z – часи затримки, що відповідають максимальної кореляції сигналів u_1 , u_2 і u_3 , u_4 .

Кореляційні вимірювачі швидкості можуть бути надзвичайно перспективними в силу їх високої точності, простоти і надійності. Однак широкого застосування в авіаційній навігації вони поки що не знайшли.

Основні характеристики кореляційних і доплерівських вимірників (точність визначення, маса і габарити) збігаються.

133

У певних умовах кореляційні вимірювачі мають ряд переваг перед доплерівськими. У них більш прості і менш габаритні антени, що дозволяє використовувати їх на ЛА малих розмірів. Це пов'язано з тим, що в кореляційних вимірниках використовуються антени зі значно ширшими діаграмами направленості (20...25° при 5...8° у доплерівських).

Істотною перевагою кореляційних вимірників є достатньо висока точність визначення навігаційних параметрів при роботі над водною поверхнею, де вони стійко працюють практично при будь-якому стані водної поверхні. Це пов'язано з тим, що при вертикальному випромінюванні сигналу в кореляційних вимірниках зростає інтенсивність відбитих сигналів.

Перевагою є також стабільність показань при зміні властивостей поверхні, ЩО відбиває. Тому застосування кореляційних вимірників найдоцільніше на гідролітаках, літаках морської авіації. легких 1 малогабаритних літаках.

5.3. Доплерівський метод вимірювання кутової швидкості

При здійсненні пеленгації рухомого об'єкту одночасно можна виміряти і його кутову швидкість. Використовуючи фазовий метод пеленгації (рис. 5.13), різниця фаз сигналів, що приймаються двома рознесеними в просторі антенами, знаходиться відповідно до (2.3) як

$$\varphi = 2\pi\lambda^{-1}\Delta R = 2\pi\lambda^{-1}(R_A - R_B) = 2\pi d\lambda^{-1} \sin\alpha, \qquad (5.47)$$

 $\Delta R = R_A - R_B - різниця відстаней до пеленгованого об'єкта від антен A і B; d – база.$ Диференціюючи співвідношення (5.47) за часом отримаємо

$$\frac{d\varphi}{dt} = 2\pi \left(\frac{R'_A}{\lambda} - \frac{R'_B}{\lambda}\right) = \frac{2\pi d}{\lambda} \alpha \cos\alpha, \qquad (5.48)$$

звідки кутова швидкість об'єкта визначається як

$$\Omega_{\alpha} = \frac{d\alpha}{dt} = \left(\frac{V_A}{\lambda} - \frac{V_B}{\lambda}\right) / \left(\frac{d}{\lambda}\cos\alpha\right) = \frac{F_{AA} - F_{AB}}{d\cos\alpha/\lambda},$$
(5.49)

де V_A і V_B – лінійні швидкості об'єкта відносно антен A і B.

Якщо можна виміряти різниці частот доплерівських зсувів $F_{AA} = V_A \lambda^{-1}$ і $F_{AB} = V_B \lambda^{-1}$, то можна безпосередньо визначити кутову швидкість пеленгованого об'єкта відповідно до (5.49)

$$\Omega_{\alpha} = \frac{\Delta F_{\mu} \lambda}{d \cos \alpha},\tag{5.50}$$

де $\Delta F_{\mathrm{д}} = F_{\mathrm{д}A} - F_{\mathrm{д}B}$.



Рис. 5.13. Використання фазового методу для визначення кутової швидкості

Різницеву доплерівську частоту, пропорційну кутової швидкості, можна виміряти двома способами: безпосереднім вимірюванням частоти биття двох сигналів або шляхом вимірювання частоти кожного сигналу з подальшим відніманням отриманих результатів.

При однаковій відносній похибці перший спосіб дає меншу абсолютну похибку, так як $\Delta F_{\pi} << F_{\pi A} << F_{\pi B}$.

Спрощена структурна схема доплерівського вимірювача кутової швидкості в одній площині показана на рис. 5.14. Приймальний пристрій вимірювача має не тільки виділити вузькосмуговий спектр доплерівських частот ΔF_{μ} , а й визначити напрямок кутової швидкості обертання об'єкта.

З цією метою в приймальнику формується частота $F > |\Delta F_{\pi}|_{\text{max}}$, а щоб придушити шуми перед надходженням сигналу на частотомір, здійснюється автоматичне підстроювання частоти гетеродина. В результаті на вході частотоміра утворюється вимірюваний сигнал $F_c = F + \Delta F_{\pi}$.

У пристроях з роздільним виміром порівнюваних доплерівських частот системи автопідстроювання встановлюються в кожному з каналів.



Рис. 5.14. Схема приймального пристрою для вимірювання кутової швидкості

Зі співвідношень (5.49), (5.50) очевидно, що вимірювач кутової швидкості дає однозначний відлік при як завгодно великій базі. При цьому похибка оцінки кутовий швидкості зменшується зі збільшенням розміру бази, тому що

$$\sigma_{\Omega_{\alpha}} = \frac{\lambda}{d\cos\alpha} \sigma_{F_{\alpha}}.$$

Вимірювання кутових швидкостей в двох площинах виконується за допомогою двох систем рознесених антен, бази яких орієнтовані в просторі в напрямках «Південь-Північ» і «Схід-Захід». При цьому вимірюються доплерівські зсуви сигналу, відповідні кутовим швидкостям за азимутом θ і кутом місця β. Диференціюючи наведені раніше в п. 2.2.2 співвідношення (2.21)

$$\theta = \arctan \frac{\phi_{c-3}}{\phi_{\Pi H-\Pi A}}; \qquad \beta = \arccos \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \sqrt{\phi_{c-3}^2 + \phi_{\Pi H-\Pi A}^2} \right),$$

отримуємо

$$\Omega_{\theta} = \frac{\phi_{\Pi H-\Pi A}^{\prime} \cos\theta - \phi_{c-3}^{\prime} \sin\theta}{\cos\beta}; \qquad \Omega_{\beta} = \frac{\phi_{\Pi H-\Pi A}^{\prime} \sin\theta - \phi_{c-3}^{\prime} \cos\theta}{\sin\beta}, \qquad (5.51)$$

де $\phi_{пн-пд}$, ϕ_{c-3} – різниці фаз сигналів на виході приймальних каналів «Пд-Пн» і «С-З», що визначаються за формулами (2.20)

$$φ_{\text{пн-пд}} = 2π d \lambda^{-1} \cos \theta \cos \beta,$$

 $φ_{\text{c-3}} = 2π d \lambda^{-1} \sin \theta \cos \beta.$

Література до розділу 5: [7], [14], [15].

Контрольні запитання

- 1. Поясніть принцип виміру швидкості за доплерівським методом.
- 2. Покажіть на рисунку просторове співвідношення між шляховою швидкістю і її радіальною складовою.
- 3. Наведіть формулу, що зв'язує значення шляхової швидкості з доплерівським зсувом частоти.
- 4. Як визначається курс зносу в однопроменевому доплерівському вимірювачі?
- 5. Пояснить, яки фактори призводять до помилок у визначені шляхової швидкості і кута зносу.
- 6. Вкажіть переваги двопроменевих доплерівських вимірювачів швидкості над однопроменевими.
- 7. На чому полягає кореляційний метод вимірювання шляхової швидкості і кута зносу?
- 8. Дайте графічне пояснення кореляційному методу вимірювання шляховий швидкості.
- Як можна виміряти кутому швидкість, використовуючи ефект Доплера?

Розділ 6. Застосування радіотехнічних методів і засобів для вирішення навігаційних задач

6.1. Позиціонування об'єктів, оцінка точності

6.1.1. Основні навігаційні задачі

На основі інформації, одержуваної від РНС, можна вирішувати такі навігаційні завдання:

- визначати лінії положення і місцеположення ЛА;

виводити ЛА в задану точку простору (район і аеродром посадки, ІПМ, КПМ і ін.);

- контролювати маршрут (трасу) польоту;

- виконувати заходження на посадку, зниження і посадку ЛА;

- виходити на задану (розраховану) лінію положення;

– визначати координати точки на земній поверхні і вирішувати інші завдання.

Місцеположення ЛА може бути визначено за допомогою радіонавігаційних методів і засобів наступними шляхами:

– визначенням двох або декількох ліній положення, отриманих відносно однієї або декількох РНТ;

- оглядово-порівняльним методом;

- методом координатних перетворень;

- численням шляху;

- визначенням моменту прольоту РНТ.

До основних методів визначення місцеположення ЛА на площині відносяться: далекомірний (місцеположення визначається при перетині двох кіл), кутомірний (місцеположення визначається при перетині двох прямих), різницево-далекомірний (місцеположення визначається при перетині двох гіпербол), кутомірно-далекомірний (місцеположення визначається при перетині прямий з окружністю).

6.1.2. Точність визначення поверхонь і ліній положення

Сукупність точок простору, в яких скалярна величина має одне і те ж значення, утворює еквіпотенційну поверхню рівня скалярного поля.

Оскільки в межах дії навігаційних систем вимірювані параметри є безперервними функціями координат і мають безперервні перші похідні, зміну

поля навігаційного параметра можна описати його градієнтом (градієнт – векторна величина, що показує напрямок найшвидшого зростання скалярної функції, а її модуль характеризує ступінь зміни цієї функції).

Якщо позначити через \overline{n} нормаль до поверхні положення, спрямовану в бік зростання, то градієнт навігаційного параметра *a* (рис. 6.1)

grad
$$a = \overline{g} = \frac{\partial a}{\partial n}\overline{n}$$
, (6.1)

де чисельне значення (модуль) градієнта виражається похідною $\frac{\partial a}{\partial n} = |\operatorname{grad} a|$



Рис. 6.1. Градієнт лінії положення

Використовуючи градієнт, можна визначити значення похідної від параметра a за будь-яким напрямком. Наприклад, якщо задано градієнт і відомий кут між нормаллю до поверхні положення \overline{n} і напрямком \overline{S} , то похідну за цим напрямком можна записати у вигляді

$$\frac{\partial a}{\partial S} = |\operatorname{grad} a| \cos(\overline{S}, \overline{n}). \tag{6.2}$$

Поняттям градієнта зручно користуватися при аналізі точнісних характеристик РНС, оскільки він дозволяє зв'язати похибку вимірюваного параметра Δa з похибкою визначення поверхонь і ліній положення Δn . Переходячи до кінцевих приростів Δa і Δn , знайдемо зміщення поверхонь і ліній положення

$$\Delta n = \frac{\Delta a}{|\operatorname{grad} a|}.\tag{6.3}$$

Отже, для зменшення похибки визначення поверхонь і ліній положення, а також місцеположення, необхідно прагнути до *збільшення градієнта* поля навігаційного параметра і точності його виміру.

Градієнти можуть бути знайдені, якщо відомі рівняння ліній і поверхонь положення, тобто функціональна залежність для навігаційного параметра в обраній системі координат.

Так, якщо функція для *а* задана аналітично в прямокутній *m*-мірній системі координат $a = a(x_1 ..., x_m)$, то модуль градієнта

$$|\operatorname{grad} a| = \sqrt{\sum_{j=1}^{m} \left(\frac{\partial a}{\partial x_j}\right)^2}.$$
(6.4)

Для плоских поверхонь при a = a(x, y)

$$|\operatorname{grad} a| = \sqrt{\left(\frac{\partial a}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial a}{\partial y}\right)^2}.$$
 (6.5)

В далекомірних методах вимірюється відстань до РНТ $r = \sqrt{x^2 + y^2}$.

Для цього методу модуль градієнта |grad r/=1, а похибка вимірювання відстані Δr викличе зміщення лінії положення (лінії рівних відстаней) на величину $\Delta n = \Delta r$ або на відповідне середньоквадратичне відхилення (рис. 6.2)

$$\sigma_n = \sigma_r. \tag{6.6}$$

Для кутомірних методів вимірювана величина $\alpha = \arctan x/y$, модуль градієнта |grad $\alpha | = 1/r$, а похибка вимірювання кута $\Delta \alpha$ викличе зміщення лінії положення $\Delta n = \Delta \alpha r$ (рис. 6.3).

В радіанах середньоквадратичне відхилення ЛП буде

$$\sigma_n = \sigma_\alpha r, \tag{6.7}$$

а в градусному вимірі $\sigma_n = 0,017\sigma_{\alpha}r$, де σ_{α} – середньоквадратична похибка вимірювання пеленга.

В різницево-далекомірних методах вимірюється різниця відстаней (рис. 6.4)

$$r_A - r_B = \sqrt{(x + d/2)^2 + y^2} - \sqrt{(x - d/2)^2 + y^2}, \qquad (6.8)$$

при цьому модуль градієнта $|\operatorname{grad}(r_A - r_B)| = 2 \sin(\varphi/2)$.

Лінійне зміщення лінії положення (лінії рівних різниць відстаней), викликане похибкою виміру буде дорівнювати

$$\Delta n = \Delta r / 2\sin 0, 5\varphi, \tag{6.9}$$

а середньоквадратичного відхилення ЛП

$$\sigma_n = \sigma_{\Lambda r} / 2\sin 0, 5\varphi. \tag{6.10}$$

Похибка визначення ЛРРР залежить від кута φ . Найменша $\sigma_n = \sigma_{\Delta r}/2$ буде при $\varphi = 180^\circ$, що відповідає місцезнаходженню ЛА на лінії бази *AB*.



Рис. 6.2. Похибка виміру відстані у далекомірних методах



Рис. 6.4. Похибка виміру у різницеводалекомірному методі

6.1.3. Оцінка точності визначення місцеположення об'єкта

На рис. 6.5 показано визначення місцеположення ЛА за допомогою двох РНС, відносно яких виміряні лінії положення ЛП₁ і ЛП₂ .



Рис. 6.3. Похибка виміру кута у кутомірних методах

Через похибки вимірювань навігаційних параметрів Δa_1 і Δa_2 лінії положення визначаються з похибками Δn_1 і Δn_2 . Тоді розташуванню об'єкта за результатами вимірювання буде відповідати точка *M'*, яка визначається з відхиленням (похибкою) Δr відносно точки *M фактичного місцеположення*.

Оскільки в загальному випадку лінії положення можуть перетинатися під довільним кутом γ , то з розгляду паралелограма похибок

$$\Delta r^2 = c^2 + b^2 + 2bc\cos\gamma,$$

де $b = \frac{\Delta n_1}{\sin \gamma}; \quad c = \frac{\Delta n_2}{\sin \gamma},$ можна записати

$$\Delta r^2 = \frac{1}{\sin^2 \gamma} (\Delta n_1^2 + \Delta n_2^2 + \Delta 2n_1 \Delta n_2 \cos \gamma). \tag{6.11}$$

Отже, при детермінованому способі завдання похибок положення точність положення ЛА залежить від точності завдання (визначення) ЛП і особливостей «геометрії» системи, тобто кута γ , розміру бази системи, відстані від центру бази до ЛА і напрямку на нього відносно перпендикуляра до центру бази.



Рис. 6.5. Визначення положення за двома лініями положення

Для забезпечення високої точності визначення місця ЛА за допомогою конкретних РНС і отримання картини розподілу похибок в межах робочої зони РНС використовують імовірнісні характеристики оцінки місця розташування і, зокрема, поняття еліпса (еліпсоїда) похибок (еліпса розсіювання).

Якщо ймовірності результуючої похибки визначення місця ЛА *незалежні*, а похибки ліній положення n₁, n₂, n₃ задані дисперсіями їх нормальних розподілів σ_{n1} , σ_{n2} , σ_{n3} , то можна записати співвідношення для тривимірної щільності ймовірності спільної появи цих похибок

$$w(n_1, n_2, n_3) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma_{n1} \sigma_{n2} \sigma_{n3}} \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{n_1^2}{\sigma_{n1}^2} + \frac{n_2^2}{\sigma_{n2}^2} + \frac{n_3^2}{\sigma_{n3}^2}\right)\right].$$
 (6.12)

Прирівнюючи показник ступеня деякої постійної λ, отримаємо рівняння поверхні, на якій щільність розподілу похибок однакова, тобто

$$\frac{n_1^2}{\sigma_{n1}^2} + \frac{n_2^2}{\sigma_{n2}^2} + \frac{n_3^2}{\sigma_{n3}^2} = 2\lambda^2.$$
(6.13)

Це є рівняння еліпсоїда похибок в косокутній системі координат 0, n_1 , n_2 , n_3 , осі якої збігаються з нормалями до поверхні положення. Еліпсоїд похибок обмежує область простору, в яку із заданою ймовірністю потрапляють точки місцеположення ЛА (рис. 6.6).



Рис. 6.6. Еліпсоїд похибок

У разі оцінки ймовірності похибки місцезнаходження об'єкта на площині співвідношення для двовимірної щільності розподілу похибок буде

$$\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{n_1^2}{\sigma_{n1}^2} - \frac{2\rho n_1 n_2}{\sigma_{n1} \sigma_{n2}} + \frac{n_2^2}{\sigma_{n2}^2} \right) = \lambda^2, \qquad (6.14)$$

де р – коефіцієнт кореляції, що характеризує ступінь взаємозв'язку похибок.

Для оцінки точності місцезнаходження об'єкта з використанням еліпса похибок доцільно перейти до прямокутної системі координат, вісь 0x якої збігається з напрямком великий осі еліпса, а центр з точкою M – істинним

місцем ЛА. В цьому випадку параметри n_1 , n_2 незалежні і спільна щільність ймовірності їх похибок має вигляд

$$w(n_1, n_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_{n1}\sigma_{n2}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{n_1^2}{\sigma_{n1}^2} + \frac{n_2^2}{\sigma_{n2}^2}\right)\right].$$
 (6.15)

Використовуючи канонічну форму запису рівняння еліпса

$$\frac{x^2}{c^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1,$$
(6.16)

співвідношення (6.14) перетвориться до виду

$$k_{1}x^{2} + k_{2}y^{2} = 4\lambda^{2}\sigma_{n1}^{2}\sigma_{n2}^{2} / (\sigma_{n1}^{2} + \sigma_{n2}^{2}),$$
(6.17)

$$de \quad k_{1,2} = 1 \pm \left(1 - \frac{4\sigma_{n1}^{2}\sigma_{n2}^{2}}{\sigma_{n1}^{2} + \sigma_{n2}^{2}}\sin^{2}\lambda\right)^{1/2}.$$

Використовуючи (6.16), (6.17) визначаються півосі еліпса:

$$b^{2} = -4\ln(1-\rho)\sigma_{n1}^{2}\sigma_{n2}^{2} / k_{1}(\sigma_{n1}^{2}+\sigma_{n2}^{2});$$

$$c^{2} = -4\ln(1-\rho)\sigma_{n1}^{2}\sigma_{n2}^{2} / k_{2}(\sigma_{n1}^{2}+\sigma_{n2}^{2}).$$
(6.18)

Кут повороту великий осі еліпса відносно бісектриси кута між лініями положення (орієнтація еліпса) визначається співвідношенням

$$tg2\eta = tg\gamma \frac{\sigma_{n1}^2 - \sigma_{n2}^2}{\sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2}.$$
 (6.19)

Формули (6.16) – (6.19) дозволяють визначити розміри і орієнтацію еліпса похибок і здійснити його побудову.

Якщо потрібно знайти ймовірність $P_{\rm Mc}$ попадання розрахункового місцеположення ЛА всередину області $Q(\lambda)$, обмеженою еліпсом заданих розмірів, то використовуючи співвідношення

$$P_{\rm MC} = \int_{Q} \int_{(\lambda)} w(n_1, n_2) dn_1 dn_2, \qquad (6.20)$$
і виконавши інтегрування з урахуванням (6.15), маємо

$$P_{\rm MC} = 1 - \exp(-\lambda^2),$$
 (6.21)

де $\lambda = \sqrt{1 - \ln(1 - P_{\rm MC})}$.

Вираз визначає розміри еліпса, ймовірність попадання в який фіксована. Вважаючи, наприклад, $\lambda = 1$; $\lambda = 1,73$; $\lambda = 2,15$, знайдемо згідно (6.21) ймовірності розташування ЛА в межах відповідних еліпсів розсіювання: $P_{MC1} = 0,63$; $P_{MC2} = 0,95$; $P_{MC3} = 0,99$.

Зазвичай в практиці навігаційних розрахунків використовується наближена методика оцінки місцезнаходження ЛА на основі середнього квадрата відхилення об'єкта від його дійсного положення в просторі і на площині (а не відносний розподіл похибок за координатними осями). Тоді для оцінки точності місцезнаходження ЛА досить до співвідношення (6.11)

$$\Delta r^2 = \frac{1}{\sin^2 \gamma} (\Delta n_1^2 + \Delta n_2^2 + \Delta 2n_1 \Delta n_2 \cos \gamma)$$

застосувати теорему про дисперсії випадкових величин і отримати

$$\sigma_r^2 = \frac{1}{\sin^2 \gamma} (\sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2 + 2\rho \sigma_{n1} \sigma_{n2} \cos \gamma).$$
 (6.22)

Переходячи від похибок визначення ліній положення до похибок вимірювання навігаційних параметрів, співвідношення (6.22) переписується в остаточному вигляді, що враховує величини модулів градієнтів параметрів:

$$\sigma_r = \frac{1}{\sin\gamma} \sqrt{\left(\frac{\sigma_{a1}}{|g_1|}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{a2}}{|g_2|}\right)^2 + 2\rho \frac{\sigma_{a1}\sigma_{a2}}{|g_1||g_2|} \cos\gamma}, \qquad (6.23)$$

 $\exists e \mid g_1 \models \operatorname{grad} a_1 \mid; \quad \mid g_2 \models \operatorname{grad} a_2 \mid.$

Наведена методика оцінки точності місцезнаходження ЛА доцільна для цілком конкретної розстановки наземних станцій РНС. Для повної оцінки навігаційних можливостей РНС, порівняння їх між собою і раціонального розміщення наземних станцій проводиться побудова ліній (кривих) однакової точності визначення місцезнаходження ЛА (тобто ліній, для яких в кожній точці виконується умова $\sigma_r = \text{const}$) і робочої зони (області) системи.

6.2. Визначення положення об'єктів з використання різних РНС

При побудові робочої зони РНС визначають область Q простору, в межах якої похибка вимірювання параметрів не перевищує (із заданою ймовірністю) обраного, наприклад середньоквадратичного, значення.

Для цього зазвичай використовують співвідношення (6.23), на основі якого може бути побудовано сімейство кривих, відповідних постійному значенню σ_r при заданих значеннях σ_{a1} і σ_{a2} (кривих рівної точності).

Оскільки розміри робочої зони визначаються також дальністю дії системи і діаграмами направленості її антен в горизонтальній і вертикальній площинах, ці характеристики також мають бути враховані при побудові робочих зон конкретних типів РНС.

6.2.1. Визначення місцеположення за двома радіодалекомірами

При застосуванні такого методу визначення положення об'єкта співвідношення (6.23) при незалежності вимірюваних відстаней D_1 і D_2 ($\rho = 0$) з урахуванням (6.6) $\sigma_n = \sigma_r$ набуде вигляду

$$\sigma_r = \frac{1}{\sin\gamma} \sqrt{\sigma_{D1}^2 + \sigma_{D2}^2}.$$
(6.24)

Якщо точність вимірювання дальності радіодалекомірів однакова $\sigma_{D1} = \sigma_{D2} = \sigma_D$, то

$$\sigma_r = \frac{\sigma_D \sqrt{2}}{\sin \gamma} \le \sigma_{r \, \text{gon}},\tag{6.25}$$

де $\sigma_{r \text{ доп}}$ – допустиме значення похибки.

Постійної точності σ_r відповідають криві, в кожній точці яких кут між напрямками на радіодалекоміри в точках A і B є величиною постійною, тоді

$$\sin \gamma == \frac{\sigma_D}{\sigma_{r_{\text{доп}}}} \sqrt{2} = \text{const.}$$
(6.26)

Такими лініями буде сімейство кіл, що спираються на базу d як на хорду (рис.6.7).

Мінімальне значення σ_r досягається на окружності 1, для якої база $d \in$ діаметром і sin $\gamma = 1$. При видаленні об'єкта від бази кут γ зменшується і похибка оцінки місцеположення збільшується.

На окружності 2 похибка досягає допустимого значення $\sigma_{r \text{ доп}}$, а при подальшому видаленні від бази перевершує це значення.

При наближенні об'єкту до бази величина sin γ зменшується, що призводить до зростання похибки. При досягненні окружності 3 умова $\sigma_r = \sigma_{r_{доп}}$ знову виконується, а при подальшому зменшенні відстані до бази похибка буде перевищувати допустиму.

Таким чином, робочою зоною далекомірної РНС буде частина площини (заштрихована) з обох боків від бази, яка знаходиться між колами 2 і 3.

Зауважимо, що область простору, обмежена лініями максимальної дальності дії радіодалекомірів, зазвичай більше робочої зони РНС. Однак необхідна точність оцінки місцезнаходження об'єкта за допомогою РНС гарантується лише в межах робочої зони.

Зі співвідношення (6.26) слідує, що збільшення похибки σ_D при заданому значенні $\sigma_{r_{DOR}}$ призводить до скорочення розмірів робочої зони (пунктирна лінія всередині робочої зони). Звідси можна зробити важливий висновок про вплив зменшення точності радіодалекомірної РНС на розміри її робочих зон, що справедливо для будь-якого типу РНС внаслідок узагальненості вихідних передумов аналізу геометрії їх робочих зон. Зменшення точності РНС, викликане будь-яким зовнішнім і внутрішнім фактором і, зокрема, недостатністю контролю параметрів в процесі експлуатації РНС, може привести до значного скорочення їх робочих зон.



Рис. 6.7. Робоча зона для двох далекомірів

6.2.2. Визначення місцеположення за двома радіокутомірами

Середньоквадратична похибка визначення місцеположення об'єкта за даними двох радіопеленгаторів (рис. 6.8) визначається зі співвідношення (6.23), і за умови незалежності вимірів пеленгів запишеться в градусному вимірі як

$$\sigma_r = \frac{0.017}{\sin\gamma} \sqrt{D_1^2 \sigma_{\alpha 1}^2 + D_2^2 \sigma_{\alpha 2}^2}, \qquad (6.27)$$

де D_1 , D_2 – відстані від ЛА до радіонавігаційних точок A і B; $\sigma_{\alpha 1}$ і $\sigma_{\alpha 2}$ – середньоквадратичні похибки радіопеленгів.

В окремому випадку, коли $\sigma_{\alpha 1} = \sigma_{\alpha 2} = \sigma_{\alpha}$

$$\sigma_r = \frac{0.017\sigma_{\alpha}}{\sin\gamma} \sqrt{D_1^2 + D_2^2} \,. \tag{6.28}$$

Для визначення границь робочої зони необхідно побудувати криву рівної точності, в будь-якій точці якої $\sigma_r = \sigma_{rgon}$.

Перетворимо вираз (6.27). З урахуванням того, що $\gamma = 180^{\circ} - (\alpha_1 + \alpha_2)$,

$$D_1 = \frac{d\sin\alpha_2}{\sin(\alpha_1 + \alpha_2)}; D_2 = \frac{d\sin\alpha_1}{\sin(\alpha_1 + \alpha_2)}.$$
 (6.29)

Підставивши D_1 і D_2 (6.29) в (6.27), отримаємо

$$\sigma_r = k d\sigma_{\alpha}, \qquad k = 0.017 \frac{\sqrt{\sin^2 \alpha_1 + \sin^2 \alpha_2}}{\sin^2 (\alpha_1 + \alpha_2)}. \tag{6.30}$$

Побудова робочих зон РНС проводиться виходячи із заданих значень d, σ_{α} і σ_r , згідно з якими із (6.30) $\sigma_r = k d \sigma_{\alpha}$ знаходять коефіцієнт k, а потім за таблицями – відповідні значення α_1 і α_2 . Перетин допоміжних ліній, проведених під кутами α_1 і α_2 , дає точки $M_1, M_2, M_3, ..., M_n$, що належать кривій заданої точності (рис. 6.8).

Для визначення мінімального значення похибки оцінки місцезнаходження в межах розглянутої робочої зони покладемо в співвідношенні (6.28) однакові дальності $D_1 = D_2 = D$, а замість D запишемо його значення у вигляді D = d/2sin 0,5 γ , тоді

$$\sigma_r = \frac{0.017\sigma_{\alpha}}{\sin\gamma\sin\gamma/2} (d/2). \tag{6.31}$$

Для визначення мінімального значення σ, прирівняємо нулю його похідну за кутом γ, тобто

$$\frac{d\sigma_r}{d\gamma} = -0.5\cos(\gamma/2)\sin\gamma - \cos\gamma\sin(\gamma/2) = 0, \qquad (6.32)$$

звідси tg $\gamma = -2$ tg ($\gamma/2$) і $\gamma = 109^{\circ}28'$.

Знайденому значенню кута у відповідають дві точки в робочій області кутомірної РНС, що розташовані симетрично на перпендикулярі, проведеному через середину бази і на відстані 0,35 *d* від неї.



Рис. 6.8. Робоча зона для двох кутомірів

У практиці при побудови робочих зон кутомірних РНС зазвичай використовували шаблони з кривими постійних значень k. Приклад сімейства кривих рівної точності для заданих σ_r , σ_{α} і d показано на рис. 6.9.



Рис. 6.9. Криві рівної точності для двох радіопеленгаторів

6.2.3. Визначення місцеположення за даними різницеводалекомірної РНС з трьох станцій

При побудові робочої зони для різницево-далекомірної системи треба знов скористатися співвідношенням (6.23), яке з урахуванням (6.10) $\sigma_n = \sigma_{\Delta r} / 2\sin 0,5\phi$ запишеться у вигляді

$$\sigma_{r} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\sigma_{1}}{\sin^{2} 0, 5\phi_{1}}\right)^{2} + \left(\frac{\sigma_{2}}{\sin^{2} 0, 5\phi_{2}}\right)^{2} + \frac{2\rho\sigma_{1}\sigma_{2}}{\sin 0, 5\phi_{1}\sin 0, 5\phi_{2}}}}{2\sin\gamma}, \qquad (6.33)$$

де σ₁, σ₂ – середньоквадратичні похибки визначення різниці для 1-ої і 2-ої бази; φ₁, φ₂ – кути між радіальними напрямками на наземні станції (для кожної бази) з точки можливого місцеположення ЛА.

Якщо похибки визначення різниці відстаней для двох баз системи однакові і незалежні, тобто $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ і $\rho = 0$, то з (6.33) одержимо

$$\sigma_r = \frac{\sigma}{2\sin\frac{\phi_1 + \phi_2}{2}} \sqrt{\frac{1}{\sin^2 0, 5\phi_1} + \frac{1}{\sin^2 0, 5\phi_2}} \,. \tag{6.34}$$

З аналізу кривих постійної точності і співвідношень (6.10), (6.33), (6.34) випливає, що найбільша точність оцінки місцезнаходження ЛА досягається на базах системи (рис. 6.10).

У напрямку перпендикуляра із середини бази похибки виявляються меншими, ніж в інших напрямках, а в напрямку бази за її межами, коли $\varphi = 0$ (або 360°), похибки стають нескінченно великими.



Рис. 6.10. Криві рівної точності для різницево-далекомірної системи

6.2.4. Визначення місцеположення за даними кутомірнодалекомірної РНС

Для кутомірно-далекомірного способу оцінки місцеположення ЛА можна скористатися загальним виразом (6.22)

$$\sigma_r^2 = \frac{1}{\sin^2 \gamma} (\sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2 + 2\rho \sigma_{n1} \sigma_{n2} \cos \gamma)$$

Якщо для кутоміра середньоквадратична похибка виміру кута α дорівнює σ_{α} , а для далекоміра похибка виміру дальності *D* дорівнює σ_D , то для формули (6.22) $\sigma_{n1} = \sigma_{\alpha}D$, а $\sigma_{n2} = \sigma_D$. З урахуванням того, що виміри кута і дальності незалежні, а лінії положення ЛРП і ЛРВ перетинаються під кутом γ =90°, похибку визначення місцеположення можна записати

$$\sigma_r = \sqrt{\sigma_D^2 + D^2 \sigma_\alpha^2}.$$
(6.35)

З (6.35) видно, що точність визначення місцеположення ЛА за допомогою КДС залежить лише від точності визначення ліній положення, так як кут ү їх перетину завжди дорівнює 90°. Для побудови кривих заданої точності, що обмежують робочу зону КДС, з виразу (6.35) маємо

$$D_{\text{доп}} = \frac{1}{\sigma_{\alpha}} \sqrt{\sigma_{r\,\text{доп}}^2 - \sigma_D^2} = \text{const}, \tag{6.36}$$

тобто рівняння кола радіуса $D_{\text{доп}}$, описане навколо місця розташування наземного радіомаяка КДС. Зовнішня межа робочої зони визначається максимальною дальністю дії системи D_{max} , яка визначається за загальною методикою оцінки дальності УКВ радіозасобів (рис. 6.11).



Рис. 6.11. Робоча зона для кутомірно-далекомірної системи

6.3. Навігація з застосуванням радіонавігаційних систем

Радіонавігаційні засоби та системи забезпечують виконання широкого спектру навігаційних завдань, а при поєднанні їх з навігаційними системами, що працюють за іншими (не радіотехнічними) фізичними принципами, забезпечує високу надійність і інформаційну достовірність такої комплексної навігаційної системи.

Процес навігації можна виразити математичними рівняннями, що описують взаємний зв'язок первинних параметрів, які визначаються засобами навігації, зі вторинними, які утворюються в результаті числення первинної навігаційної інформації. У цих навігаційних рівняннях завжди є перетворення координат, числення координат і параметри руху.

6.3.1. Виведення об'єкта в задану точку

Використовуючи радіонавігаційні засоби, ЛА в задану точку можна вивести в результаті:

- польоту на радіонавігаційну точку (PHT);

- польоту за заданою лінією положення;

- польоту за прямолінійним або довільним маршрутом.

Політ на РНТ

Такій політ можна виконувати пасивним або активним способами з використанням радіокомпасів, радіосистем ближньої навігації, бортових РЛС і ін.

Пасивним польотом на РНТ називається політ, що виконується з постійним значенням ККР (зазвичай за допомогою АРК) без урахування дії вітру, причому поздовжня вісь ЛА поєднується з напрямком на РНТ (рис. 6.12).

В цьому випадку ЛА описує криволінійну траєкторію польоту, яка має назву радіодромія.



Рис. 6.12. Пасивний політ на РНТ

Активний спосіб польоту на РНТ виконується з врахуванням впливу вітру, при цьому значення ККР встановлюється рівним куту знесення α , який розраховується або вимірюється, тобто ККР = α .

Відхилення від заданого маршруту через неточне визначення вітру (або через його зміну) або через похибки пілотування визначаються за зміною значення ККР. Для коригування ухилення і внесення поправки до кута знесення при польоті за допомогою АРК літак повертають в сторону відхилення стрілки радіокомпаса, при цьому значення кута довороту визначається різницею курсових кутів і величиною поправки на кут знесення.

6.3.2. Політ за лінією положення

Політ за лінією рівних пеленгів починається з виходу ЛА на лінію заздалегідь розрахованого пеленга ψ_{pn} (ЛРП). При використанні радіокомпаса момент виходу на ЛРП контролюється за значенням ψ_{pn} = ККР, яке визначається в точці виходу ψ_{pn} = МПР – γ_{M} (рис. 6.13).

При цьому слід витримувати розрахункове значення магнітного курсу γ_{M} , яке встановлюється на покажчику АРК, і тоді в момент виходу на ЛРП МПР=МПР_П, де МПР_П – наперед розраховане значення магнітного радіопеленга.

При виконанні виходу на ЛРП для подальшого польоту за цією лінією (політ на або від РНТ) необхідно враховувати радіує розвороту ЛА і вводити відповідну поправку $\Delta \psi_{\rho}$ до величини ψ_{pn} або МПР_П.



Рис. 6.13. Політ за лінією рівних пеленгів

На рис. 6.13 точка M – точка початку розвороту на кут $\Delta \gamma$ з урахуванням упередження $MB = R \operatorname{tg} |\Delta \gamma / 2|$ з радіусом, що розраховуується за формулою

$$R = V^2 / (\operatorname{gtg} \gamma_{\kappa}), \tag{6.37}$$

де V – швидкість літака, γ_{κ} – кут крену, g – прискорення вільного падіння. З трикутника MR4 випливає що sin $\Delta y_{\kappa} = MR/MA \sin \Delta y_{\kappa}$ де MA - D

5 трикутника *MDA* випливає, що sin
$$\Delta \psi_p$$
 – міблитА sin $\Delta \gamma$, де *MA* – *D*.

Тоді
$$\sin \Delta \psi_{\rm p} = \frac{R}{D} \operatorname{tg}(\Delta \gamma / 2) \sin(\Delta \gamma)$$
, або $\sin \Delta \psi_{\rm p} = \frac{2R}{D} \sin^2(\Delta \gamma / 2)$,

звідки

$$\Delta \psi_{\rm p} = \arcsin\left(\frac{2R}{D}\sin(\Delta \gamma/2)\right). \tag{6.38}$$

Поправка $\Delta \psi_{\rho}$ з урахуванням необхідного упередження на розворот забезпечує вихід на ЛРП з заданим курсом.

Найбільш просто політ за ЛРП виконується з використанням кутомірних радіомаяків СБН, яки безперервно надають інформацію про поточні значення ПР. Політ за ЛРП часто виконують, використовуючи також поєднаний покажчик, на якому відображаються значення ККР (стрілки радіокомпаса) і магнітного курсу ЛА. В цьому випадку при польоті необхідно за допомогою задавача пеленгів встановити на покажчику задане значення МПР. Зміною курсу польоту потрібно домогтися суміщення стрілки радіокомпаса АРК зі стрілкою задавача пеленгу.

При автоматичному способі польоту ЛА за ЛРП можливий політ в напрямку на кутомірний радіомаяк або від нього (режими «азимут на/від»). При цьому необхідно виконання рівності $I\Pi P_T = I\Pi P_3$, ліва частина якої $I\Pi P_T -$ поточне вимірюване значення істинного пеленгу; $I\Pi P_3 -$ задане. Бічне відхилення ЛА від ЛЗШ, що виникає при невиконанні цієї умови (рис. 6.14), дорівнює

$$x = (\Pi \Pi P_{\rm T} - \Pi \Pi P_3)D. \tag{6.39}$$



Рис. 6.14. Контроль відхилення від ЛЗШ

Величина $x \in$ параметром, за яким здійснюється керування бічним рухом. Для визначення x в обчислювач безперервно вводяться поточні значення ІПР_т і дальність D від радіомаяка, а також ІПР₃. Для зазначення положення ЛА щодо ЛЗШ використовують нуль-прилад (його вертикальну стрілку), на який подається керуючий сигнал U(t,x), пропорційний бічному відхиленню x.

Політ за лінією рівних відстаней. Вихід в задану точку можна здійснювати польотом за ЛРВ (орбітою) з використанням далекомірної радіосистеми. При цьому визначається дальність D до заданої точки та розраховується лінійне упередження на розворот $\Delta D = D (1 - \cos \Delta \gamma)$, де $\Delta \gamma - кут$ розвороту ЛА для виходу на орбіту; D – відстань від далекомірного радіомаяка до ЛА рис. (6.15).



Рис. 6.15. Вихід на задану лінію рівних відстаней

Для виходу на орбіту маршрут польоту підбирається таким чином, щоб кут розвороту не перевищував 50–60 ° для одиночного ЛА і 30–40 ° для групи ЛА.

При автоматизації рішення задачі польоту за орбітою значення відстані, що вимірюється на борту ЛА, дорівнюється заданому значенню, тобто $D_{\rm T} = D_{\rm 3ad}$. При цьому параметром управління польотом є значення бічного відхилення ЛА від ЛЗШ $x = D_{\rm T} - D$. Сигнал бічного відхилення ЛА, пропорційний x, використовується для управління вертикальної стрілкою нуль-приладу (або подається в автопілот).

6.3.3. Політ за довільним маршрутом

Політ в заданому напрямку (для виходу в намічену точку) здійснюють на основі навігаційної інформації про місцезнаходження ЛА, отриманої від РНС різного типу. Як правило, ця задача вирішується з використанням автоматизованих засобів курування польотом, а керуючий сигнал, пропорційний величині бічного ухилення ЛА від ЛЗШ, формується в ЕОМ.

При використанні КДС положення ЛА на ЛЗШ постійно контролюється за поточними значеннями відстані до наземного радіомаяка *R* і радіопеленгаторів (рис. 6.16).

Нехай ЛА, що знаходиться в точці M, здійснює політ в задану точку O, координатами якої є R_0 і ΠC_0 , а положення ЛЗШ визначає ЗШК.

Рівняння прямої, що з'єднує точки МіО

$$d_3 = R_0 \sin(3IIIK - \Pi C_0). \tag{6.40}$$

Для поточних значень координат рівняння

$$d_{\rm T} = R_{\rm T} \sin(3IIIK - \Pi C_{\rm T}) \tag{6.41}$$

визначає ЛФШ, паралельну заданій прямий.

Умовою руху ЛА точно за ЛЗШ є рівність $d_{T} = d_{3}$.

При відхиленні від заданого маршруту величина бічного відхилення

$$d_{\rm T} = R_{\rm T} \sin(3IIIK - \Pi C_{\rm T}). \tag{6.42}$$

В результаті рішення рівняння і порівняння заданих і поточних координат ЛА обчислювальний пристрій виробляє сигнал, пропорційний боковому ухиленню *l*, що змінює свій знак на протилежний при зміні сторони відхилення і впливає на відхиляючу систему нуль-приладу і на органи управління ЛА.



Рис. 6.16. Політ за довільним маршрутом

Зазначений спосіб забезпечує польоти за будь-яким маршрутом в межах зони дії наземних радіомаяків систем ближньої навігації і знаходять все більш широке застосування при здійсненні так званої зональної (або поза трасової) навігації.

Якщо при звичайній трасової навігації маршрути польотів ЛА прокладаються на маяк або від нього (рис. 6.17), то зональна навігація передбачає використання всього робочого простору, що обслуговується системою.



Рис. 6.17. Орієнтація літака відносно лінії заданого шляху і РНТ

Для вирішення завдань зональної навігації на борту ЛА необхідна ЕОМ, яка веде оптимальну обробку інформації комплексу навігаційних систем. Вона видає дані про бічне відхилення ЛА від ЛЗШ і про відстань до наступного проміжного пункту маршруту, де передбачається змінити параметри ЛЗШ або здійснити маневрування.

6.3.4. Метод числення шляху

Метод числення шляху ґрунтується на вимірі повного вектора швидкості літака W щодо поверхні Землі. Якщо в початковий момент часу t_0 об'єкт перебував у точці простору з радіус-вектором r_0 щодо деякої системи координат, то в момент часу t його поточне положення відповідатиме радіус-вектору

$$\boldsymbol{r}(t) = \boldsymbol{r}_0 + \int_{t_0}^t \boldsymbol{W}(t) dt.$$

На літаках в основному режимі числення шляху поточні координати місцеположення літака визначаються за даними доплерівського вимірювача швидкості і куту зносу ДВШЗ і курсової системи. При навігації у частковоортодромічній системі координат *S-Z* (рис. 6.17) числення координат виконується за формулами

$$s(t) = s_0 + \int_{t_0}^t W_s(t)dt;$$
$$z(t) = z_0 + \int_{t_0}^t W_z(t)dt,$$

де s_0, z_0 – початкові значення координат; $W_s(t) = W(t) \cos \psi_{\kappa}$ – повздовжня складова шляхової швидкості польоту; $W_z(t) = W(t) \sin \psi_{\kappa}$ – поперечна складова; ψ_{κ} – ортодромічний курс польоту.

При відмовах ДВШЗ обчислення складових лінійної швидкості проводиться за даними повітряної швидкості V та значенню швидкості вітру U, що попередньо був розрахований з навігаційного трикутника швидкостей і запам'ятовувався.

6.3.5. Комплексні системи навігації

Комплексні навігаційні системи являють собою інтегрування різних засобів і систем. Сутність комплексування полягає в тому, щоб використати інформацію про одних і тих же або функціонально пов'язаних параметрах, отриманих від різних вимірників, для підвищення точності і надійності визначення параметрів. Потреба в одночасному вимірі одних і тих же параметрів за допомогою пристроїв і систем, що працюють на різних фізичних принципах, обумовлена тим, що кожен вимірювач окремо може не відповідати всім вимогам, що пред'являються до вимірювання цих параметрів.

Так багато інерційних навігаційних систем (ІНС) не відповідають вимогам точності; системи VOR/DME – вимогам завадозахищеності, а ДВШЗ – вимогам застосування їх в будь-яких умовах польоту і будь-яких районах (перехід в режим «пам'ять» при великих кутах крену і тангажу, нестійка робота над морем в штиль).

Зазвичай найбільший ефект від комплексування досягається при об'єднанні радіотехнічних і нерадіотехнічних вимірювачів. Це обумовлено перш за все тим, що їх похибки мають статистичні характеристиками, які сильно відрізняються, і це спрощує їх фільтрування.

158

Комплексні системи ближньої навігації включають радіотехнічні канали вимірювання азимуту (VOR, DVOR) і дальності (DME) і взаємодіють з автономними системами: інерційною навігаційною системою (IHC), системою повітряних сигналів (СПС), системою курсу і вертикалі (СКВ).

В сучасних бортових навігаційних комплексах реалізовано комплексування даних супутникової навігаційної системи з автономною інерційною системою.

У найпростіших випадках комплексування вимірників здійснюється на основі взаємної компенсації і фільтрації похибок. Зв'язок цих вимірників між собою здійснюється зазвичай за допомогою оптимальних лінійних фільтрів, які підбираються таким чином, щоб отримати мінімальні, відповідно до обраного критерію, помилки оцінювання навігаційних параметрів.

Проблемі комплексування з використанням оптимальних статистичних методів обробки даних надається велика увага. Однак, обговорення цієї проблеми виходить за рамки даного підручника.

Література до розділу 6: [1], [7–12], [14–15].

Контрольні запитання

- 1. Що означає позиціонування об'єктів?
- 2. Дайте визначення ліній та поверхонь положення об'єкта.
- 3. Що визначає градієнт лінії положення, як він пов'язаний з похибками радіонавігаційних вимірювань?
- 4. Як математично описуються похибки визначення ліній положення?
- 5. За якими критеріями дається оцінка точності визначення місцеположення об'єкта?
- 6. Дайте визначення робочої зони радіонавігаційної системи.
- 7. Як визначається місцеположення об'єкта за двома радіодалекомірами?
- 8. Як визначається місцеположення об'єкта за даними кутомірнодалекомірної системи?
- 9. Як визначається місцеположення об'єкта за двома радіокутомірами?
- 10. Як визначається місцеположення об'єкта за даними різницеводалекомірної системи?
- 11. Наведіть способи навігації об'єктів та проілюструйте їх рисунками.
- 12. На чому грунтується метод числення шляху, як за цим методом визначається поточне положення літака?
- 13. У чому перевага комплексних систем навігації?

Розділ 7. Радіомаячні та радіопеленгаційні системи

7.1. Ненаправлені радіомаяки

7.1.1. Призначення ненаправлених радіомаяків, їх види

Ненаправлені радіомаяки (NDB – Non-Directional Radio Beacon) представляють собою передавальні пристрої, що працюють в діапазоні середніх частот на антени ненаправленої дії. Такі радіомаяки призначені для приведення літаків, які обладнані автоматичними радіокомпасами (АРК), в район аеродрома або для приведення їх до радіонавігаційної точки (РНТ) поза Тому такі радіомаяки аеродромом. також називаються привідними радіостанціями (ПРС). Крім того, вони можуть використовуватися для організації каналу зв'язку з однотипною радіостанцією. На рис. 7.1 показано зовнішній вигляд одної з ПРС.



Рис. 7.1. Зовнішній вигляд привідної радіостанції

Привідна радіостанція призначена для безперервного випромінювання радіохвиль, за якими на ЛА визначається курсової кут радіостанції (рис.7.2).

Курсовий кут радіостанції (ККР) – кут між поздовжньою віссю ЛА і напрямком на ПРС.

При використанні ПРС на ЛА можуть вирішуватися наступні завдання:

- розпізнавання ПРС;

- політ «на» або «від» ПРС;

- контроль шляху за напрямом при використанні одночасно двох ПРС;

- привід ЛА в район аеродрому за ПРС обладнання системи посадки (ОСП);

- побудова маневру перед посадкою ЛА і неточний захід на посадку за ПРС системи ОСП;

- резервний канал радіозв'язку «земля-повітря» через дальню ПРС системи ОСП.



Рис. 7.2. Визначення та відображення курсового куту радіостанції

Залежно від завдань, що вирішуються, і місця установки ПРС поділяються на посадочні і окремі. Посадочні ПРС поділяються на дальні (ДПРС) і ближні (БПРС) (рис. 7.3).



Рис. 7.3. Варіанти розміщення ПРС на аеродромі: *а* – в системі заходу на посадку «ОСП»; *б* – в системі РМС посадки; *в* – в системі РМС посадки з однією ПРС

Окремі ПРС (ОПРС) поділяються на аеродромні і поза аеродромні.

ПРС в районі аеродромів можуть бути використані і як засоби зв'язку при відмові на борту ЛА всіх основних засобів радіозв'язку. В цьому випадку диспетчер УПР може передати необхідні повідомлення екіпажу, використовуючи дальню ПРС. Екіпаж може прийняти надіслані повідомлення за допомогою приймача АРК.

Посадочні ПРС входять до складу обладнання систем посадки (ОСП) і служать для приведення ЛА в район аеродрому, виконання перед посадочного маневрування і витримування напряму польоту уздовж поздовжньої осі злітно-посадкової смуги (ЗПС). Встановлюються вони строго вздовж осі ЗПС і на встановленому віддаленні від її початку (рис. 7.4).

Зоною дії ПРС вважається район, в межах якого рівень випромінюваних нею сигналів забезпечує впевнену індикацію (коливання стрілки індикаторів ККР не більше ± 5°) пеленга, виміряного АРК. Для ДПРС встановлюється радіус зони дії в 150 км, для БПРС – 50...100 км.



Рис. 7.4. Використання ПРС в системі посадки

Дальній маркерний радіомаяк сигналізує про необхідність перевірки висоти польоту над маяком (за радіовисотоміром), відстані до точки приземлення і готовності бортових систем до забезпечення польоту на кінцевому етапі заходу на посадку.

Ближній маркерний радіомаяк сигналізує про момент часу перевірки за радіовисотоміром висоти прийняття рішення та переходу до візуального етапу посадки.

Крім випромінювання високочастотних коливань ПРС за допомогою радіотелеграфної азбуки передають сигнали розпізнавання. Дальній ПРС присвоюється двохбуквений телеграфний позивний, а БПРС – однобуквений (перша буква позивного ДПРС). Сигнали розпізнавання передаються безперервно.

На аеродромах, де обладнання встановлено з двох і більше напрямків заходу на посадку, позивні ДПРС і БПРС присвоюються кожному напрямку заходу на посадку (рис. 7.5).



Рис. 7.5. Встановлення позивних ПРС для різних напрямках заходу на посадку

Частоти ДПРС однакові для всіх напрямків заходу на посадку. Це дозволяє при польоті на ДПРС для одного аеродрому налаштовувати АРК на одну частоту, а за позивним цієї радіостанції визначати магнітний курс посадки ЗПС, що працює в даний момент.

На аеродромах, де є дві паралельні ЗПС, частоти і позивні різні для ДПРС і БПРС для кожної смуги (рис. 7.6). Смуги позначають як права і ліва.



Рис. 7.6. Встановлення позивних ПРС при паралельних ЗПС 163

Аеродромні ОПРС служать для приведення ЛА на аеродром і забезпечення подальшого спрощеного маневру для заходу на посадку з пробиттям хмарності за затвердженою схемою. Аеродромні ОПРС встановлюють, як правило, уздовж осі ЗПС і на видаленні від її кінця з урахуванням забезпечення найбільш зручного і повного їх використання екіпажами ЛА при виконанні маневрів, пов'язаних із заходом за затвердженою схемою, а також з урахуванням забезпечення об'єкта електроенергією і зручностей для обслуговуючого персоналу (рис. 7.7, a).

Поза аеродромні ОПРС служать для приведення ЛА на радіонавігаційну точку (РНТ) поза аеродромом і для сигналізації моменту прольоту РНТ (рис. 7.7, *б*). Поза аеродромні ОПРС розміщують в пунктах, що маркують входи і виходи коридорів повітряних зон або пунктах зламу повітряних трас (ПТ).

Поза аеродромні ОПРС розпізнаються за двобуквеним позивним сигналу, який передається зі швидкістю 20...30 знаків за хвилину через кожні 25...30 с.

Аеродромні ОПРС передають позивні безперервно. Дальність дії ОПРС повинна бути такою ж, як і у ДПРС і бути не менше 150 км. ОПРС можуть встановлюватися спільно з МРМ.



Рис. 7.7. Приклад розміщення аеродромних та поза аеродромних ПРС: *a* – аеродромні; *б* – поза аеродромні

7.1.2. Структура та функції привідної радіостанції

Наземне обладнання ПРС складається з передавача, пристрою для настройки антени і контрольного пристрою, апаратури автоматичного перемикання на резервне обладнання та пристрою автоматичної настройки антени (контрольний пристрій не завжди встановлюється разом з передавачем) (рис. 7.8).



Рис. 7.8. Склад обладнання ПРС: ПНЧ – підсилювач НЧ; АМ – амплітудний модулятор; ТГ – тональний генератор; ГВЧ – генератор ВЧ; ПП – підсилювач потужності; АПС – автомат подачі сигналів

Типова структура ПРС показана на рис. 7.9, до складу якої входять:

3 – збудник несучих коливань,

БПЧ – блок подільника (помножувача) частоти,

ПП – підсилювач потужності,

АК – антенний контур,

ПНЧ – підсилювач низької частоти,

М – модулятор,

ТГ – тональний генератор,

АР – антенне реле.

Передавач зазвичай випромінює безперервну несучу частоту, модульовану тоном 1020 Гц або 400 Гц, який маніпулюється для забезпечення розпізнавання ПРС. В окремих випадках при сильних завадах або високому рівні шумів для розпізнавання використовується маніпуляція модельованої несучої частоти. Потужність передавача вибирається такою, щоб забезпечити необхідну мінімальну зону дії, і становить від декількох ват до декількох

кіловат. Антенна система являє собою вертикальний випромінювач, якій зазвичай навантажується у верхній частині, з масивної наземною частиною, необхідної для підвищення ККД антени і обмеження випромінювання при великих кутах місця.



Рис. 7.9. Типова структура ПРС

Дистанційне керування радіостанцією забезпечується з використанням двох-провідний або чотирьох-провідної лінії зв'язку, або радіоканалу.

ПРС може працювати на привід і використовуватися як резервний засіб зв'язку.

При роботі на «Привід» радіостанція працює в наступних режимах:

1) телеграфний (ТЛГ) – режим амплітудної маніпуляції несучого коливання (А1А);

2) тональний (ТОН) – режим незатухаючих коливань з подачею позивних від автомата подачі сигналів. В даному режимі переривання несучої частоти не відбувається. Відповідно до позивних відбувається амплітудна модуляція несучих коливань напругою тонального генератора (A2A);

3) телефонний (ТЛФ) – коливання несучої частоти модулюються напругою від мікрофона або інших джерел з подачею позивних від автомата подачі сигналів (АПС).

Потужність передавача в режимах «ТОН» і «ТЛФ» на 40...60 % менше, ніж в режимі «ТЛГ». У разі використання привідної радіостанції в якості аварійного засобу передачі інформації екіпажу повітряного судна, передавач працює в режимі «ТЛФ».

Режими роботи ПРС.

Режим роботи на «Привід» – видає позивні, має підрежими «A2» – «*тональний*» і «A1» – «*телеграфний*». У підрежимі «A2» на виході тонального генератора (TГ) діє напруга тональної частоти 1020 ± 50 Гц або 400 ± 25 Гц (рис.7.10, *a*). Роботою TГ керує автомат подачі сигналів (AПС). Контакти АПС комутують подачу живлення на ТГ відповідно до позивних, що надані даній ПРС. В амплітудному модуляторі (AM) проводиться модуляція високочастотних (BЧ) коливань генератора високої частоти (ГВЧ) (рис. 7.10, *б*) напругою TГ (рис. 7.10, *в*).

Підрежим «А1» застосовується для забезпечення роботи ПРС на більшої потужності (на велику дальність). При цьому автомат АПС комутує роботу ГВЧ, який формує ВЧ коливання, при розмиканні контактів – коливання відсутні. На виході підсилювача потужності ПП утворюються тональнонемодульовані коливання з розривом несучої (рис. 7.10, *г*). При прийомі таких коливань бортовим радіокомпасом в телефонах не буде прослуховування позивних. Для їх «озвучування» в АРК застосовується своя, внутрішня амплітудна модуляція.

Режим «Зв'язок» – видає сигнали мовної інформації диспетчера. Модуляція здійснюється посиленими сигналами низькочастотної напруги, що надходять від мікрофона диспетчера. Прослуховування здійснюється в телефонах, підключених до виходу приймача радіокомпаса.



Рис. 7.10. Діаграми сигналів, що формуються в ПРМ

Антена привідної радіостанції. Антена ПРС має діаграму направленості в горизонтальній площині близьку до кругової. Конструктивно це Т-подібна антена висотою близько 20 м для ДПРС і 5 м для БПРС. Хвильовий опір (імпеданс) антени становить 50 Ом. Випромінювання радіохвиль здійснюється з вертикальною поляризацією. Антена з'єднується з виходом передавача коаксіальним кабелем.

Важливою характеристикою антени є коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) – відношення максимального значення амплітуди напруженості поля стоячої хвилі в лінії передачі до найменшого значення. Найбільше значення спостерігається в пучностях і дорівнює A_n+ A_o, найменше значення – в вузлах A_n- A_o, де A_n – амплітуда падаючої хвилі, A_o – амплітуда відбитої хвилі, тоді

$$KCX = (A_{\pi} + A_{o}) / (A_{\pi} - A_{o}).$$

7.1.3. Принцип роботи привідної радіостанції

7.1.3.1. Принцип визначення курсового кута радіостанції заснований на направленому прийманні радіохвиль ПРС і вимірі кута повороту чутливого елемента направленої приймальної антени автоматного радіокомпаса щодо поздовжньої осі ЛА.

За поздовжньої осі ЛА встановлюється корпус направленої антени АРК. Рухома частина цієї антени в результаті прийому і обробки коливань несучої частоти ПРС, повертається в напрямку на ПРС відносно корпусу антени, тобто повернеться на величину відліку ККР. Цей відлік відрізняється від ККР на значення радіодевіації. Після введення поправки на радіодевіацію покажчик АРК видає значення ККР.

В АРК в якості направленої антени використовується **рамкова** або **гоніометрична** антена. У першій повертається сама антена, у другій – вишукувальна котушка. При приході від ПРС радіохвиль за нормаллю до площини витка антени в його вертикальних провідниках наводяться електрорушійні сили (е.р.с.), миттєві значення яких однакові але спрямовані зустрічно, отже, вихідний сигнал рамки дорівнює нулю.

Обертання чутливого елемента антени здійснюється відповідно до фази сигналу до напрямку нульового прийому антени на ПРС. Цей кут повороту передається на індикатор курсового кута або на радіомагнітний індикатор. Один кінець стрілки (гострий) показує ККР або магнітний пеленг ПРС, інший (тупий) – курсовий кут або магнітний пеленг ЛА відносно ПРС.

168

Для визначення **ККР** в АРК застосовуються антени з яскраво вираженими в горизонтальній площині направленими властивостями, у яких амплітуда вихідного сигналу залежить від її орієнтації на ПРС. Такими антенами є рамкова і гоніометрична антени.

Рамкова антена, в найпростішому випадку, являє собою виток дроту. Вертикально-поляризовані радіохвилі наводять е.р.с. тільки в вертикальних плечах рамки. Утворені при цьому струми i_1 і i_2 , течуть через навантаження $R_{\rm H}$ в протилежних напрямках. Амплітуда результуючої напруги на навантаженні залежить від різниці фаз між утвореними струмами. У свою чергу, різниця фаз між струмами визначається різницею ходу променів до вертикальних плечей рамки. Наприклад, при приході радіохвиль з напрямку, перпендикулярному до площини антени, радіохвилі одночасно досягають обох плечей, тоді е.р.с. утворюються одночасно (різниця фаз між струмами відсутня) і напруга на навантаженні дорівнює нулю.

Діаграма направленості антени (ДНА) в горизонтальній площині і часові діаграми сигналів на навантаженні антени $R_{\rm H}$ для 4-х випадків приходу радіохвиль показані на рис. 7.11. Знаки «+» і «–» на діаграмі означають, що початкова фаза коливань рамки для напрямків приходу радіохвиль 0° < θ <180° відрізняється від фази коливань для напрямків 180° < θ < 360° на 180°. Наприклад, для положення 1 початкова фаза 270°, а для 3 і 4 – 90° (рис. 7.11, *в*).



Рис. 7.11. Визначення курсового кута радіостанції рамковою антеною

В сучасних АРК використовуються гоніометричні антени, що складаються з двох взаємно перпендикулярних обмоток (рамок) і гоніометра.

Гоніометр являє собою пристрій з двох нерухомих взаємно перпендикулярних котушок і однією рухомою котушки-ротора, виконаної у вигляді витка. Кожна з нерухомих котушок з'єднана зі своєю рамкою (рис. 7.12).

У котушках гоніометра утворюються магнітні поля, напруженості яких H_1 і H_2 , пропорційні відповідно u_{p1} і u_{p2} . Напрямок результуючого вектора магнітного поля H_p збігається з напрямком приходу радіохвиль. Таким чином, за допомогою двох взаємно перпендикулярних рамок і котушок гоніометра електромагнітне поле хвилі, що приходить від **ПРС**, перетворюється в магнітне поле гоніометра, а напрямок приходу радіохвиль збігається з напрямком результуючого вектора магнітного поля H_p .

Діаграма направленості ротора має таку ж форму, як і рамкова антена. При розвороті ротора на кут $\alpha = KKP$, тобто в напрямку результуючого вектора H_p (або в напрямку на **ПРС**) напруга на його виході дорівнює нулю.



Рис. 7.12. Визначення курсового куту радіостанції гоніометричною антеною

7.1.3.2. Принцип роботи автоматичного радіокомпаса

На рис. 7.13 показано спрощену структурну схему АРК, що включає: Р – направлену антену; А – ненаправлену антену; ПРМ – приймач; Фз – фільтр звукового каналу; Фу – фільтр сигналу управління; ФД – фазовий дискримінатор; Д – електродвигун; СД – сельсин датчик.



Рис. 7.13. Спрощена структурна схема АРК

Сучасні АРК працюють в міжнародному діапазоні частот 150...1799,5 кГц. Перемикання настройки на дальню та ближню привідні аеродромні радіостанції при заході на посадку відбувається автоматично.

Принцип дії АРК заснований на використанні направлених властивостей рамкової антени (РА) (рис. 7.14). РА з однієї вертикальної обмоткою має в горизонтальній площині діаграму направленості (ДН) у вигляді вісімки з двома чітко вираженими напрямками нульового прийому, зсунутими в просторі відносно один одного на 180°. Електромагнітне поле з вертикальною поляризацією наводить в РА е.р.с., амплітуда якої залежить від напрямку приходу радіохвилі. Сигнал на виході рамки визначається виразом

$$e_p(t) = E_{pm} \sin \theta \sin(\omega_0 t), \qquad (7.1)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несуча частота сигналу радіостанції; E_{pm} – максимальна амплітуда е.р.с.; θ – кут між нормаллю до площини рамки і напрямом приходу радіохвиль. На рис. 7.14 *E* і *H* – вектори напруженості електричного і магнітного полів, *P* – вектор Умова-Пойтинга, що характеризує напрямок поширення радіосигналу.

Максимальна амплітуда сигналу E_{pm} залежить від напруженості електромагнітного поля, від кількості витків в рамці і від магнітних властивостей осердя, на який намотана рамка. У рамці наводиться максимальна е.р.с., якщо площина рамки збігається з напрямком приходу сигналу, тобто $\theta = 90^{\circ}$ або $\theta = 270^{\circ}$, і е.р.с. дорівнює 0, якщо $\theta = 0^{\circ}$ або $\theta = 180^{\circ}$. При переході через напрямок нульового прийому фаза сигналу на виході РА змінюється на 180°. Використовуючи напрямок нульового прийому, можна запеленгувати працюючу радіостанцію (рис. 7.14), але при наявності шумів точність пеленгування буде невисокою. Крім того, відлік пеленга буде неоднозначним. Для підвищення точності пеленгування і усунення неоднозначності відліку сигнал $e_p(t)$ необхідно скласти з сигналом ненаправленої антени (HHA) $e_a(t)$, який має вигляд:

$$e_a(t) = E_a \cos(\omega_0 t). \tag{7.2}$$



Рис. 7.14. Пояснення фізичного принципу роботи АРК

Аналіз сигналів за формулами (7.1) і (7.2) показує, що сигнал РА $e_p(t)$ зміщений за фазою відносно сигналу ННА $e_a(t)$ на 90°. Це пояснюється тим, що РА є магнітною і працює на магнітну складову радіохвилі, а ННА – це електрична антена, яка працює на електричну складову радіохвилі. Крім того, максимальна амплітуда сигналу РА E_{pm} набагато менше амплітуди сигналу ННА E_a через те, що діюча висота РА набагато менше діючої висоти ННА. Тому зазначені сигнали перед складанням необхідно збалансувати за амплітудою і фазою. Для цього сигнал РА підсилюється і зсувається за фазою в каналі РА так, щоб $E_{pm} = E_a = E$, а сигнали $e_p(t)$ і $e_a(t)$ були в фазі або противазі. Після складання сумарний сигнал буде мати вигляд

$$e_{\Sigma}(t) = E(1 + \sin \theta) \cos(\omega_0 t). \tag{7.3}$$

При цьому можна припустити, що сигнал, який описується виразом (7.3), отриманий на виході деякої сумарної антенної системи, що має ДН у вигляді кардіоїди. На рис. 7.15 знаком «0» умовно позначені зони ДН, де сигнал має початкову фазу 0, а знаком « π » – початкову фазу 180°.

Якщо перед складанням сигналу РА комутувати $e_p(t)$, періодично змінюючи фазу високочастотного заповнення на 180° (на рис. 7.15 знаки «0» і « π » в дужках), то сумарна ДН буде перекидатися відносно вертикальної осі (пунктирна кардіоїда). Таким чином виходить рівносигнальний напрямок, якій і використовується для пеленгування працюючої радіостанції. Сигнал (7.3) в цьому випадку набуває вигляду

$$e_{\Sigma}(t) = E(1 \pm m)\cos(\omega_0 t). \tag{7.4}$$

Це амплітудно-модульований сигнал, а $m = \sin\theta - \kappa oe \phiiцiєнт амплітудної модуляції. Знаки «+» і «–» чергуються з частотою комутації сигналу рамкової антени. Коефіцієнт модуляції <math>m$, а отже, і глибина амплітудної модуляції сумарного сигналу залежить від кута θ . Фаза амплітудної модуляції залежить від сторони відхилення кута θ відносно рівносигнального напрямку.

При невиконанні балансу фаз у сигналах (7.1) і (7.2) в сумарному сигналі з'являється паразитна фазова модуляція і знижується коефіцієнт амплітудної модуляції. Якщо порушується умова балансу амплітуд, то при $E_a > E_{pm}$ мінімум кардіоїди притупляється (рис. 7.16, *a*), коефіцієнт амплітудної модуляції зменшується. При $E_a < E_{pm}$ кардіоїда набуває додаткового мінімуму (рис. 7.16, δ), в сумарному сигналі настане перемодуляція. У всіх випадках знижується чутливість слідкуючої системи АРК і збільшується похибка визначення ККР.



Рис. 7.15. Комутування зміни напрямку сумарної ДНА

Детектуванням сигналу (7.4) можна виділити напругу огинаючої амплітудної модуляції і використовувати її для обертання РА. Для цього посилена напруга огинаючої сумарного сигналу подається на двигун обертання РА. Залежно від фази цієї напруги двигун буде обертатися в ту чи іншу сторону. Коли один з рівносигнальних напрямків співпаде з напрямком приходу радіохвиль, то m = 0, амплітудна модуляція буде відсутня, напруга огинаючої дорівнюватиме нулю і двигун зупиниться. В результаті рамкова антена буде орієнтована на працюючу радіостанцію. Така замкнута система автоматичного керування покладена в основу принципу роботи АРК.



Рис.7.16. Залежність форми діаграми направленості від балансу фаз

Узагальнена структурна схема АРК показана на рис. 7.17. Сигнал з РА надходить в канал рамкової антени (КРА), де посилюється і зсувається за фазою для фазування та балансування з сигналом ННА. При цьому необхідно враховувати набіг фази при проходженні сигналу у кабелі, що з'єднує РА з КРА. Посилена і сфазована напруга КРА комутується в балансному модуляторі (БМ) сигналом генератора низької частоти (ГНЧ) і подається на контур складання (КС), де складається у фазі або протифазі з сигналом ННА. Напруга сумарного сигналу обробляється супергетеродинним приймачем АРК.



Рис. 7.17. Узагальнена структурна схема АРК

Приймач має два виходи. На один виводиться сигнал керування обертанням двигуна. Його частота дорівнює частоті комутації, фаза залежить від знака ККР, а амплітуда – від величини ККР. Цей сигнал виділяється амплітудним детектором, посилюється за потужністю підсилювачем компасного каналу (ПКК) і надходить на керуючу обмотку двигуна (Д). На обмотку збудження двигуна в якості опорного сигналу надходить напруга з ГНЧ. Залежно від співвідношення фаз цих напруг двигун повертає РА в ту чи іншу сторону, при цьому один з рівносигнальних напрямків наводиться до напрямку приходу радіохвиль.

Якщо радіосигнал, що приймається, несе в собі будь-яку інформацію, наприклад позивний сигнал радіомаяка або команду керування, то після амплітудного детектора цей сигнал виділяється фільтром звукових частот і надходить на телефонний вихід приймача.

Для поліпшення динамічних властивостей компасного каналу АРК він зазвичай охоплений негативним зворотним зв'язком за швидкістю. Для цього на валу двигуна встановлюється тахогенератор (ТГ), напруга з якого в протифазі складається з напругою компасного каналу.

За допомогою сельсин-трансформаторного зв'язку двигун пов'язаний з покажчиком ККР, встановленим в кабіні ЛА.

N⁰	Параметр	Значення
1	Діапазон частот	1501750 кГц
2	Дискретність установки частоти збудника	100 Гц
3	Номінальна потужність (на виході підсилювача передавачів)	400 Вт
4	Дальність дії (в залежності від висоти польоту і робочої частоти)	от 50150 до 400 км
5	Частоти тональної модуляції	400±25 Гц або 1020±50 Гц
6	Глибина модуляції сигналу, розпізнавання якої проводиться маніпуляцією сигналу звукової частоти	95 %
7	Видача знака розпізнавання в режимі приведення (формується автоматично)	одно-, дво- і трьохбуквені посилки коду Морзе з циклом повторення 15, 30, 60 с.
8	Типи антен (для привідних передавачів)	Т-образні з висотою щогли 20 м для дальньої і 5 м для ближньої РПС
9	Електроживлення	3-х фазна мережа ~220/380 В +10/-15 %, частотою 50±2 Гц або від автоматизованого резервного дизельного електроагрегату

Технічні характеристики ПРС

Чинники, що впливають на результат пеленгування.

Береговий ефект. На кордоні двох середовищ з різними діелектричними проникливостями спостерігається зміна напрямку поширення радіохвиль.

Гірський ефект. В результаті дифракції поверхневої радіохвилі навколо наземних перешкод виникає зміна напрямку її поширення, що призводить до помилок у визначенні курсового кута.

Нічний ефект. У нічний час іони рекомбінують і іоносфера має малу щільність, а її нижній край піднімається вище, при цьому радіохвилі середнього діапазону переломлюються в іоносфері у бік земної поверхні.

Помилка відмітки прольоту радіостанції.

З принципу роботи АРК в режимі автоматичного пеленгування слідує, що в момент прольоту над радіостанцією дані радіокомпаса повинні змінитися на 180°. Але при малих відстанях між ЛА і радіостанцією погіршується ефективність прийому сигналів направленою антеною, внаслідок чого показання АРК стають нестійкими. Область нестійких показань має вигляд просторового конуса 3 вершиною В точці розташування антени радіопеленгатора. Радіус підстави цього конуса залежить від висоти польоту, а також від типу і місця розташування ненаправленої антени на ЛА і від точності регулювання деяких ланцюгів самого АРК, так що довжина цього радіусу може дорівнювати двом - трьом висотам польоту.

Підсистема моніторингу та контролю (ПМК) привідної радіостанції.

ПМК ПРС забезпечує:

- автоматичний контроль параметрів привідних передавачів (струм в антені, глибина модуляції, наявність розпізнавального знака);

- автоматичний контроль параметрів маркерного радіомаяка (глибина модуляції, випромінювана потужність, маніпуляція несучої частоти);

- резервування маркерного радіомаяка при:

- зниженні глибини модуляції до 50 %;
- зниженні потужності випромінювання до 50 % від номінальної;
- припинення маніпуляції несучої частоти;

- резервування привідних передавачів при:

- зниженні струму в антені на 30...40 % від встановленого значення;
- зниженні глибини модуляції до 50...60 %;
- відсутності або збою розпізнавального знака.

- дистанційне керування передавачами ПРС, маркерним радіомаяком, загороджувальними вогнями і дизель агрегатами за чотироьхпровідною, двохпровідною лінією управління або радіолінією на видаленні до 10 км.

7.2. Автоматичні радіопеленгатори

7.2.1. Призначення радіопеленгаторів та їх функції

Автоматичний радіопеленгатор (АРП, DF – Direction Finder) – це радіотехнічний пристрій, що здійснює автоматичне вимірювання та індикацію радіопеленга об'єкта, що випромінює радіосигнал, на частоту якого він налаштований. Зовнішній вигляд АРП показано на рис. 7.18.

Основне призначення АРП – визначення напрямку, або пеленгу на джерело випромінювання (бортову УКВ радіостанцію ЛА) в той момент, коли екіпаж виходить на радіозв'язок.

Основні завдання АРП.

1. Розпізнавання ЛА при використанні первинної радіолокаційної станції.

2. Визначення пеленгів ЛА при відмові основних систем спостереження.

3. Контроль положення ЛА у разі відмови або відсутності системи інструментальної посадки ILS.



Рис. 7.18. Зовнішній вигляд автоматичного радіопеленгатора

Автоматичний радіопеленгатор – це не стандартизований ICAO елемент кутомірної системи, яка утворюється бортовим ДВЧ передавачем мовної інформації ЛА і АРП. Автоматичний радіопеленгатор здатний, як правило, одночасно визначати пеленги декількох (від 2-х до 8-и) радіопередавачів ЛА, які працюють на різних несучих частотах.

Пеленг ЛА – це кут між північним напрямком меридіана антенної системи АРП і напрямком з АРП на ЛА (рис. 7.19). Залежно від прийнятого виду меридіана пеленг літака може бути істинним (ІПЛ) або магнітним (МПЛ).

Вони відрізняються на величину магнітного схилення ΔM для місця установки антенної системи АРП, тобто ІПЛ = МПЛ + (± ΔM).



Рис. 7.19. Види пеленгів та їх зв'язок

За місцем розташування АРП діляться на аеродромні і поза аеродромні, і можуть застосовуватися автономно або в комбінації з іншими АРП і іншими радіомаяками. Значення пеленга радіопередавача ЛА вказується на стрілочноцифровому індикаторі АРП. Поточне значення пеленга ЛА вказує стрілка, попереднє значення вказує табло, причому, зворотний кінець стрілки вказує пеленг з ЛА на АРП.

Також АРП видає пеленг ЛА в автоматизовану систему керування повітряним рухом (АС КПР), де на моніторі відповідного диспетчера відображається лінія з точки АРП в напрямку пеленгованого ЛА.

АРП, які використовуються у поза аеродромному повітряному просторі, тобто на трасах, орієнтовані відносно істинного меридіана.

АРП, що використовуються в районі аеродрому, орієнтуються за магнітним меридіаном і видають магнітні пеленги.

За принципом вимірювання пеленга АРП підрозділяються на наступні групи:

– стандартні АРП, де принцип вимірювання пеленга заснований на порівнянні глибини модуляції сигналів, що приймаються з направлення на ЛА, і сигналів, що приймаються з північного напрямку меридіана АРП.

– доплерівські АРП, де принцип вимірювання пеленга заснований на порівнянні початкової фази доплерівської складової сигналу, що приймається з

направлення на ЛА (сигнал змінної фази), з фазою складової сигналу, що визначає північний напрямок меридіана АРП (опорний сигнал).

 інтерферометричні АРП, де принцип вимірювання пеленга заснований на порівнянні фаз сигналів, що приймаються з різних напрямків, з різницями фаз, які розраховані для цих кутів приходу радіохвиль.

7.2.2. Принцип роботи автоматичного радіопеленгатора

Принцип визначення пеленга фазовим доплерівським APΠ заснований на ефекті Доплера, який проявляється при русі випромінювача щодо точки прийому або при переміщенні точки прийому щодо випромінювача. Тому, якщо в полі випромінювання такого джерела пересувати антену, то до його частоті f буде додаватися складова (частота Доплера F_{π}), яка залежить від швидкості і напрямку переміщення антени і визначається виразом

$$F_{\rm d} = \frac{V_r}{\lambda},\tag{7.5}$$

де *V_r* – радіальна швидкість, λ – довжина радіохвилі.

Якщо цю антену обертати, то додана доплерівська складова частоти буде змінюватися за синусоїдою.

Приймальна антенна система АРП має дві ненаправлені в горизонтальній площині антени. Одна – нерухома центральна антена (ЦА), друга складається з 16-и вібраторів (антенна решітка АР), розташованих рівномірно навколо центральної антени. Обидві антени підключені на вхід модулятора, при цьому, ЦА – постійно, а вібратори АР підключаються за чергою з частотою 525 Гц, що імітує обертання вібраторів по колу з постійною кутовою швидкістю, яка відповідає частоті $F_{\rm вp} = 525/16 = 32,8$ Гц. Відповідно до ефекту Доплера внаслідок цього обертання частота сигналів, що приймаються вібраторами АР, буде періодично збільшуватися і зменшуватися з частотою $F_{\rm вp}$, а початкова фаза частотної модуляції залежатиме від напрямку приходу радіохвилі (напрямку на ЛА).

На модулятор також подаються незгасаючі коливання піднесучої частоти $F_{\rm n} = 4200$ Гц. В результаті змішування вхідних сигналів в модуляторі, на його виході з'являється фазомодульований сигнал частотою ($f_{\rm H} + F_{\rm n}$) (сигнал змінної фази). Сигнал частотою 525 Гц постійної початкової фази, яка відповідає північному напрямку меридіана АРП, формується опорним генератором

179

пеленгатора. Пеленгатор регулюється так, щоб початкова фаза опорного генератора збігалася з початковою фазою сигналу змінної фази при прийомі пеленгатором радіохвиль з північного напрямку меридіана АРП.

Розглянемо як змінюються сигнали в АРП на прикладі, коли пеленг літака дорівнює нулю $\theta = 0^{\circ}$ (рис. 7.20). Точку випромінювання з радіостанції літака приймемо нерухомою, а за початок відліку кута приймемо положення антени у точці 1.

При переміщенні антени з точки 1 у точку 2 з частотою обертання $F_{\rm BP}$ радіальна складова швидкості антени V_r змінюється від нуля до V_{r2} (рис. 7.20, *a*).

При наступних положеннях антени в точках 2...12 радіальна складова швидкості продовжує змінюватися, досягаючи максимального значення в точках 4 і 10, де кут повороту антени відповідно дорівнює $\phi = 90^\circ$ і $\phi = 270^\circ$, та змінює знак, починаючи з точки 7.

При обертанні антени з лінійною швидкістю V_{AHT} радіальна складова вектора швидкості V_r змінюється відповідно до виразу (рис. 7.20, δ)

$$V_r = -V_{\text{AHT}} \sin(\varphi - \theta), \qquad (7.6)$$

де ф – кут повороту антени; θ – пеленг літака.

Відповідно частота сигналу, що приймається, також змінюється за законом синуса.



Рис. 7.20. Зміна частоти Доплера при обертанні антени

Зміна частоти сигналу відносно частоті сигналу випромінювача є частотою Доплера. Графік зміни частоти Доплера від кута повороту антени наведено на рис. 7.20, *в*.

Як бачимо, початкова фаза залежності частоти Доплера F_{d} від часу (кута повороту випромінювача) становить 0°.
Таким чином, початкова фаза залежності **частоти Доплера** від часу (кута повороту) визначається пеленгом на літак.

Значення частоти Доплера внаслідок обертання антени становить

$$F_{\rm II}(t) = -2\pi F_{\rm BD} R \sin(2\pi F_{\rm BD} t - \theta) / \lambda, \qquad (7.7)$$

де R – радіус обертання; $F_{\rm вр}$ – частота обертів антени; θ – пеленг літака; λ – довжина хвилі високочастотних коливань.

При обертанні антени прийнятий сигнал $U_{\rm вр}$ частоти F буде модульованим за фазою частотою обертання антени $F_{\rm вр}$ за рахунок ефекту Доплера, причому початкова фаза модулюючого коливання відповідає пеленгові літака

$$U_{\rm BP}(t) = A(t)\sin\left(2\pi Ft + \frac{2\pi R}{\lambda}\cos(2\pi F_{\rm BP}t - \theta)\right)$$
(7.8)

де A(t) – закон зміни амплітуди несучого коливання;

У приймальному пристрої пеленгатора можна виділити модулюючий сигнал, що змінюється з частотою обертання антени. Виділення здійснюється порівнянням за фазою коливань $U_{\rm BP}(t)$, що знімаються з AP, і коливань неспрямованої антени **ЦА**

$$U_0(t) = \mathcal{A}(t)\sin(2\pi F t). \tag{7.9}$$

При цьому різниця фаз цих сигналів дорівнює

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(2\pi F_{\rm BP} t - \theta) \,. \tag{7.10}$$

Відповідно, фаза виділеного сигналу залежить від напрямку на літак і тому даний сигнал називається сигналом «змінна фаза»:

$$U_{\sim}(t) = U\cos(2\pi F_{\rm BD}t - \theta).$$
 (7.11)

Виміряти фазу цього сигналу можна тільки порівнянням з фазою іншого опорного сигналу, фаза якого не залежала б від пеленга літака. Такий сигнал називається сигналом **«постійна фаза».** У АРП сигнал «постійна фаза» формується опорним генератором

$$U_{=}(t) = U\cos(2\pi F_{\rm BD}t).$$
(7.12)

Радіопеленгатор регулюється таким чином, щоб фази сигналів збігалися в напрямку на північ. У будь-якому іншому напрямку фаза сигналу «змінна фаза» відстає від фази сигналу «постійна фаза» на кут між цим напрямком і напрямком на північ. Отже, вимірявши величину такого відставання можна визначити пеленг літака (рис.7.21).



Рис. 7.21. Фазові співвідношення між сигналами **«постійна фаза»** і **«змінна фаза»** для різних пеленгів літака

Квазідоплерівський метод визначення пеленга.

На практиці замість антен, що обертаються, застосовують системи із розташованих по колу нерухомих антен, які будь-яким способом за чергою з частотою Ω підключаються до входу приймача. Такий пеленгатор отримав назву квазідоплерівського пеленгатора.

Внаслідок почергового підключення вібраторів до загального навантаження, виконується імітація обертання точки прийому відносно центру обертання, що призводить внаслідок ефекту Доплера до зміни частоти сигналу. Псевдодоплерівський ефект полягає в тому, що в момент комутації стрибкоподібно змінюється фаза сигналу, а сукупна крива зміни фази, що складається з дискретних точок, повторює доплерівську огинаючу. Перевагою такого методу є висока точність вимірювання. Недолік методу полягає в необхідності витрати певного проміжку часу, тому що для визначення пеленга необхідно провести сканування всіх елементів антенної системи, принаймні один раз.

У квазідоплерівському пеленгаторі комутація сусідніх антен здійснюється не миттєво, а зі змінними в часі ваговими множниками, наприклад такими, що змінюються за лінійним законом. Наприклад, якщо в початковий момент часу перший антенний елемент (вібратор) повністю підключений а другий – повністю відключений від виходу антеною решітки, то з часом ваговий коефіцієнт включення першої антени поступово (в ідеальному випадку – лінійно) зменшується до нуля до моменту повного включення другої антени, що відповідає «плавному» повороту антени в доплерівському пеленгаторі.

182

Для виділення початкової фази і, отже, визначення пеленгу об'єкта, сигнал з виходу антенного комутатора подається на фазовий детектор, де порівнюється за фазою з опорною напругою. В якості опорної напруги використовується напруга

$$u_0(t) = U_0 \cos(\Omega t), \tag{7.13}$$

фаза цієї напруги дорівнює нулю в моменти підключення антенних елементів, відповідного нульового пеленгу.

7.2.3. Структура автоматичного радіопеленгатора

Типова структурна схема радіопеленгатора показана на рис. 7.22. Радіопеленгатор складається з наступних основних частин: антенна система, приймально-вимірювальна апаратура з індикаторами пеленга, контрольновипробувальний генератор, апаратура дистанційного керування і контролю, пристрій сполучення з індикатором.



Рис. 7.22. Структурна схема АРП

Модулятор служить для формування на піднесучій частоті f_{π} =4200 Гц фазомодульованого сигналу, початкова фаза модуляції якого чисельно дорівнює пеленгу.

Фазомодульований сигнал з АР подається на модулятор, де змішується з опорним гармонійним коливанням стабільної частоти $f_{\rm n}$ і сигналом, прийнятим центральним вібратором. На виході модулятора присутні два сигнали: сигнал з центрального вібратора частоти f і фазомодульований сигнал з кільцевої антенної решітки частоти $f + f_{\rm n}$.

Підсилювач-розподільник приймає з виходу модулятора сумарний сигнал і після підсилення здійснює розподіл підключення вхідного сигналу одночасно до радіоприймальних пристроїв всіх каналів, які працюють ідентично.

У радіоприймальному пристрої відбувається посилення і перемикання сигналів, що підсумовуються на амплітудному детекторі. При цьому виділяється фазомодульований сигнал частоти 4200 Гц.

В апаратурі перетворення інформації відбувається подальша обробка сигналу (на вхід фазових детекторів подаються фазомодульовані сигнали частоти 4200 Гц і опорний сигнал частоти 4200 Гц). На виході формуються постійні напруги, пропорційні синусу і косинусу пеленга передавача. При появі цих напруг на вході індикатора пеленга (ІП) його стрілка повертається на кут, що відповідний пеленгу.

Апаратура автоматики і контролю виконує наступні функції: керування антеною і контрольно-випробувальним генератором КВГ; отримання опорних напруг для АРП; керування АРП за дротовою лінією зв'язку на відстані до 10 км (спільно з розміщеною на КДП апаратурою дистанційного керування і контролю АДКК); контроль працездатності АРП.

АРП може працювати в локальному і дистанційному режимах.

Індикатор пеленга забезпечує одночасне зчитування прямого і зворотного пеленга, а також відлік попереднього значення пеленга на табло.

7.2.4. Антенна система радіопеленгатора

Антенна система АС складається з антеною решітки АР і центрального вібратора ЦВ. Вертикальні симетричні вібратори (16 шт.) розташовані по колу діаметром 3,2 м на висоті близько 5 м. Блок БВК служить для виключення і комутації вібраторів. Сигнали управління УС подаються на комутатор з частотою 525 Гц, яка відповідає частоті «обертання»

Антена А контрольно-вимірювального генератора (вертикальний диполь) встановлюється на відстані приблизно 50 м від щогли ЦА і АР в північному напрямку або іншому точно фіксованому напрямку.

Антенна система юстирується за північним напрямком магнітного меридіана місця установки щогли. Склад антеною системи:

- вібратор центральної антени;
- 16 вібраторів антенної решітки;
- блок вимірювання і перемикання вібраторів АР;
- модулятор;
- контрольно-вимірювальний генератор (КВГ);
- антена контрольно-вимірювального генератора.

7.2.5. Основні тактико-технічні дані радіопеленгаторів

Технічні характеристики антенної системи АРП:

- діапазон частот 118...136 МГц;
- коефіцієнт стоячої хвилі не більше 1,6;
- максимальне ослаблення між переходом «Вх-Вих» при відключеному вібраторі не менше 35 дБ;
- мінімальне ослаблення між переходом «Вх-Вих» при підключеному вібраторі не більш 2,5 дБ;
- антени розраховані на роботу з вертикальною поляризацією радіохвиль.

Комутація вібраторів АР здійснюється електронним комутатором, який спрацьовує на прямокутні імпульси з частотою повторення 525 Гц від апаратури автоматики і перемикання (ААП).

Фактори, що впливають на точність пеленгування.

На точність пеленгування доплерівських АРП впливають в основному перевідбиття від місцевих об'єктів, а також сигнали, близькі за частотою до робочої частоті АРП. Тому, радіопеленгатори встановлюють в зоні аеродрому, на місцевості, вільної від перевипромінювання (лінії електропередачі, висотні споруди, дерева) з урахуванням вимог забезпечення електромагнітної сумісності.

Точність пеленгування залежить від стабільності параметрів АРП. Важливим обмеженням АРП є чутливість до інтерференції радіохвиль, які поширюються за декількома напрямками в результаті їх відбиття від об'єктів на шляху поширення радіохвиль. Крім того, ухил місцевості ділянки АРП в радіусі 100 м повинен бути не більше 1:50, а відстань від щогли антени до різних споруд і визначних місць повинно відповідати експлуатаційній документації АРП. Наприклад, відстань повинна бути до металевої огорожі – 50 м, до стоянки ЛА – 400 м, до ліса з висотою дерев 10...20 м – 300 м, до ліній електропередач високої напруги – 500 м, низької напруги – 400 м.

Специфікація обладнання зазвичай передбачає точність відліку пеленга на індикаторі азимута в межах ± 4 градуси. Однак помилка може перевищувати цю величину в залежності від місця установки АРП, характеру місцевості та інших факторів. У випадках, коли індикація пеленга здійснюється у вигляді світлових ліній, що накладаються на екран оглядового радіолокатора, вноситься невелика додаткова помилка.

Пеленгаторне обладнання забезпечує інформацію про пеленг будь-якого ЛА, що знаходиться в радіусі дії зв'язку і веде передачу на обраній частоті.

Сигнал такого літака схильний до впливу будь-якого іншого сигналу, що випромінюється в радіусі дії зв'язку. Тому у випадках, коли два або більше ЛА одночасно ведуть передачу на одній частоті, пеленг визначається відносною напруженістю двох сигналів, але в будь-якому випадку він буде хибним.

Згідно з положеннями ІСАО, точність пеленгації класифікується наступним чином:

Клас А – в межах ± 2 градуси;

Клас В – в межах ± 5 градусів;

Клас С – в межах ± 10 градусів;

Клас D -> класу С.

Найменування параметру	
Діапазон частот, МГц	118136
Кількість робочих каналів	8
Кількість резервних каналів	2
Кількість одночасно пеленгованих ЛА	18
Похибка пеленгування, град	1
Зона огляду у вертикальній площині, град	38
Дальність дії, км при висоті ЛА, м 150 300 1000 3000	100 180 300
Час вимірювання пеленга не менше, с	1

Основні тактико-технічні дані радіопеленгатора

Важливими тактичними характеристиками АРП для забезпечення безпеки польотів на різних етапах є цілісність і безперервність обслуговування, покриття простору, доступність і точність.

Цілісність обслуговування необхідна, щоб була мала ймовірність неправильного наведення ЛА через видачу невірної інформації за даними АРП. Для підтримки рівня цілісності обслуговування застосовується контрольне обладнання, яке входить до складу АРП.

Цілісність може порушуватися з кількох причин:

 через нерозпізнавання виходу контрольованих параметрів за межі допусків;

– через неможливість контрольного обладнання виключити видачу невірної інформації.

Найбільша ступінь захисту необхідна проти невиявлення несправностей в роботі контрольного обладнання та відповідної системи управління АРП. Цей ризик знижується при розробці АРП, а також шляхом профілактичних перевірок.

Безперервність обслуговування необхідна, щоб була мала ймовірність не наведення ЛА через відсутність інформації за даними АРП. Для забезпечення необхідного рівня безперервності обслуговування ЛА застосовується багатоканальність і резервування, включаючи систему електроживлення.

В діапазоні частот роботи АРП зона покриття визначається прямою видимістю антен бортової ДВЧ радіостанції та АРП і залежить від висоти польоту.

7.2.6. Протокол передачі даних радіопеленгаторів

Передача даних АРП в цифровій формі може здійснюватися з використанням протоколу **ASTERIX.**

Протокол **ASTERIX** (All-purpose **ST**ructured **E**UROCONTROL su**R**veillance Information e**X**change), розроблений EUROCONTROL, визначає принципи обміну даними між джерелами даних про повітряну обстановку та користувачами таких даних.

Протокол визначає структуру і формат повідомлень для обміну даними, принципи кодування кожного біта даних і організації даних в повідомленні.

Дані, що передаються, класифікуються за категоріями даних (Data Categories). У стандарті ASTERIX визначено 256 категорій даних:

• з номерами 000...127 – для стандартного цивільного і військового застосування;

• з номерами **128...240** – зарезервовані для спеціального цивільного і військового застосування;

• з номерами 241...255 – для нестандартного цивільного і військового застосування.

Найменшою стандартизованою одиницею інформації є Елемент даних (**Data Items**). Для кожної категорії даних встановлений стандартизований каталог елементів даних (**Catalogue of Data Items**).

Кожному елементу даних надається унікальне посилання, що однозначно ідентифікує цей елемент у відповідному каталозі, і має структуру **Innn/AAp**, де:

• І – вказує на те, що це елемент даних;

• nnn – тризначне десяткове число, що вказує категорію даних;

• АА – двозначне десяткове число, що вказує тип даних (координати, швидкість і т. д.);

• **р** – однорозрядне десяткове число, яке може вказувати до 10 різних видив елемента даних.

З метою комунікації різні елементи даних повинні бути призначені полям даних (**Data Field**), кожне з яких має довжину цілої кількості октетів і посилається на номер поля (FRN). Відповідність між елементами даних і полями даних стандартизується для кожної відповідної програми за допомогою профілю програми користувача (User Application Profile).

Дані, що передаються, повинні складатися з одного або з конкатенації послідовних блоків даних. Блок даних містить:

• поле Data Category (CAT), що вказує, до якої категорії належать передані дані;

• індикатор довжини поля (LEN), що вказує загальну довжину блоку даних, включаючи поля CAT і LEN;

• один або кілька записів (Record), що містять дані однієї категорії.

	DATA ITEM (p)	DATA ITEM (q)	DATA ITEM (r)	DATA ITEM (s)
FSPEC	DATA FIELD (1)	DATA FIELD (2)	DATA FIELD (3)	DATA FIELD (4)
		RECORD		
*********	*******			******
CAT	LEN	RECORD-1		RECORD-k
1 octet	2 octets			
11	n.	DATA BLOC	ĸ	

Структура блока даних (Data Block)

Для передачі даних АРП використовується категорія 253 протоколу ASTERIX (дана категорія зарезервована EUROCONTROL для передачі інформації при дистанційному моніторингу та управлінні).

Елемент даних I253/N01 ІДЕНТИФІКАЦІЯ ДЖЕРЕЛА

Визначення – ідентифікація джерела, від якого отримані дані. Формат – двохбайтний елемент даних з фіксованою довжиною.

Структура

SAC – код регіону, де розташоване джерело (System Area Code). SIC – код джерела (System Identification Code).

	Байт №1										Байт	r №2			
16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
SAC										SI	C				

Елемент даних I253 / N02 НАПРЯМОК НА ОБ'ЄКТ (ПЕЛЕНГ)

Визначення – елемент даних для передачі пеленгаційної інформації. Формат – трьохбайтний елемент даних з фіксованою довжиною. Структура

Байт №1 Байт №2 20 13 | 12 22 21 19 18 17 16 15 14 11 10 9 24 23 Channel Direction

	Байт №3											
8	8 7 6 5 4 3 2 1											
Direction												

Channel – канал АРП (1–12).

Direction – пеленг, ціна молодшого розряду LSB = $360^{\circ} / (2^{16}) = 0,0055^{\circ}$.

Елемент даних I253/N03 КАНАЛИ АРП ВКЛЮЧЕНО

Визначення – ідентифіковані канали АРП повинні бути включені. Формат – двохбайтний елемент даних з фіксованою довжиною. Структура

Байт №1									Байт	г №2					
16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
0	0	0	0	AC	AB	AA	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1

Біти 13–16 = 0 – не використовуються (запасні). Біти 1–12 (А1–АС) = 0 – за замовчуванням; = 1 – канал включений.

Елемент даних I253 / N04 КАНАЛИ АРП ВИМКНУТИ Визначення – ідентифіковані канали АРП повинні бути вимкнені. Формат – двохбайтний елемент даних з фіксованою довжиною. Структура

Байт №1									Байт	г №2					
16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
0	0	0	0	AC	AB	AA	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1

Біти 13–16

= 0 – не використовуються (запасні).

Біти 1–12 (А1–АС) = 0 – за замовчуванням;

= 1 – канал включений.

Література до розділу 7: [1], [5], [13–17].

Контрольні запитання

- 1. Яке призначення привідних радіостанцій (радіомаяків), де вони розміщуються?
- 2. Надайте структуру та опишіть режими роботи привідної радіостанції.
- 3. Опишіть принцип визначення курсового куту радіостанції.
- 4. Як визначається курсовий кут радіостанції з застосуванням рамкової антени?
- 5. Як працює гоніометрична антенна?
- 6. Опишіть принцип роботи автоматичного радіокомпаса?
- 7. Яке призначення радіопеленгаторів, час визначення пеленгу?
- 8. Опишіть принцип визначення пеленга доплерівським радіопеленгатором.
- 9. Як змінюється частота Доплера внаслідок обертання антени?
- 10. Які основні блоки входять до складу АРП та функції, що вони виконують?
- 11. Опишіть конструкцію антенної системи АРП.

Розділ 8. Радіонавігаційні системи ближньої навігації

8.1. Всебічно направлений азимутальний радіомаяк VOR

8.1.1. Призначення радіонавігаційної системи VOR, принцип роботи

Всебічно направлений азимутальний радіомаяк ДВЧ-діапазону VOR (Very High Frequency Omnidirectional Radio Range) є радіонавігаційним засобом, рекомендованим Міжнародною організацією цивільної авіації (ICAO) в якості міжнародної системи навігації для управління повітряним судном при польотах на близькі і середні відстані, що працюють в діапазоні частот 108... 118 МГц і мають дальність дії до 300 км (дальність радіовидимості в діапазоні ДВЧ) (рис. 8.1).



Рис. 8.1. Зовнішній вигляд наземної частини системи VOR

Радіомаяк VOR забезпечує пілота інформацією про азимут, яка дозволяє виконувати політ від місцезнаходження однієї системи VOR до іншої за заздалегідь обраному курсу. Індикація на приладах у вигляді повідомлень «лети вправо» або «лети вліво» дозволяє пілоту визначити відхилення від курсу, в той час як індикація «від/на» вказує, чи летить ПС на радіомаяк або від нього (рис. 8.2).

Радіомаяк VOR за допомогою бортового приймача забезпечує пілота наступною інформацією:

- 1. Азимут кут між напрямком на магнітний Північ і напрямком «наземний радіомаяк літак».
- 2. **Курс**, який вказує, чи знаходиться ПС зліва або праворуч від заданого курсу (лінії положення), або знаходиться точно на курсі.

- 3. **Індикація** «від / на», яка вказує, чи летить ПС на радіомаяк або від нього. На ПС за сигналами маяка VOR можуть вирішуватися такі завдання:
 - розпізнавання маяка VOR;
 - виконання польоту на або від маяка VOR з постійним азимутом;
 - визначення місцеположення ПС за двома маяками VOR;
 - визначення місцеположення ПС за сигналами системи VOR / DME;

- приведення ПС в район аеродрому і неточний захід на посадку за аеродромною системою VOR/DME.

Принцип роботи радіомаяка VOR заснований на вимірюванні фазового зсуву двох сигналів, що випромінюються наземним радіомаяком. Один сигнал (опорний сигнал) випромінюється з однією і тією ж фазою у всіх напрямках. Фаза другого сигналу (сигнал змінної фази) щодо першого сигналу змінюється в залежності від азимута. Електричний фазовий кут, виміряний бортовим приймачем, відповідає азимуту ПС.



Рис. 8.2. Визначення азимуту літака

Основи функціонування VOR.

РЧ-сигнал, що випромінюється радіомаяком VOR, модулюється двома синусоїдальними напругами з частотою 30 Гц. Сигнали з частотою 30 Гц мають певний фазовий зсув, який залежить від напрямку, під яким приймається сигнал. Зсув фаз ідентичний географічному куту між Північчю і напрямком на літак відносно наземного маяка (азимут). Одне з двох коливань з частотою 30 Гц не залежить від азимута (опорний сигнал), в той час як фаза другого коливання з частотою 30 Гц (сигнал змінної фази) змінюється відносно фази першого зі зміною азимуту. Опорний сигнал і сигнал змінної фази модулюються різними способами.

Незалежний від напрямку сигнал (опорний сигнал) передається шляхом частотної модуляції (ЧМ) сигналу піднесучої частоти 9960 Гц з девіацією ± 480 Гц. Ця допоміжна піднесуча потім передається шляхом амплітудної модуляції (АМ) сигналу несучої f_0 з глибиною модуляції (ГМ) 30%, який в свою чергу випромінюється *всебічно направленою антеною* з горизонтальною поляризацією. Додатково сигнал несучої частоти f_0 модулюється кодом розпізнавання (1020 гц) і мовним сигналом (300...3000 Гц).

Залежний від напрямку сигнал (сигнал змінної фази) випромінюється двома *симетрично схрещеними вібраторами*. Схрещені вібратори живляться модулюючими сигналами з фазовим зсувом огинаючих 90°, які надходять від двох передавачів. В результаті в просторі утворюється діаграма випромінювання у вигляді «вісімки», що обертається зі швидкістю 30 обертів за секунду.

Оскільки сигнал несучої частоти f₀ випромінюється антеною з всебічно направленою характеристикою, то в результаті накладення сигналів несучої і бічних частот 30 Гц (при правильній установці фази) в просторі утворюються чисті АМ-коливання. Зсув фази результуючого сигналу 30 Гц відносно опорного сигналу частотою 30 Гц залежить від азимута.

Співвідношення фаз між опорним сигналом і сигналом змінної фази для різних азимутальних напрямків мають такий вигляд (рис. 8.3): на азимуті 0° (Північ) фазовий кут між цими двома сигналами дорівнює 0°. На азимуті 180° (Південь) фазовий кут дорівнює 180°, на азимуті 90° (Схід) він дорівнює 90° і на азимуті 270° (Захід) фазовий кут дорівнює 270°. Лінії положень, на яких азимутальний кут залишається постійним, розташовані радіально до радіомаяку.



Рис. 8.3. Співвідношення фаз між опорним сигналом і сигналом змінної фази

8.1.2. Фізичні основи роботи системи VOR

Система VOR являє собою фазо-кутомірну систему зі швидким обертанням діаграми направленості антени, в якої антенна система складається з трьох антен A_1 , A_2 і A_3 з поєднаним електричним центром A_1 .



Рис. 8.4. Схема антенної системи зі швидким обертанням ДНА

Центральна антена A_1 не має направленості, тобто $F_1(\theta) = 1$.

Антени A_2 і A_3 з ортогональними базами, що складаються кожна з двох рознесених вібраторів, мають ДНА в формі «вісімок», тобто

$$F_3(\theta) = \cos \theta$$
, a $F_2(\theta) = \sin \theta$. (8.1)

Центральна антена живиться струмами несучої частоти і створює поле

$$e_1 = E_{m1} \cos \omega t. \tag{8.2}$$

Антена *A*₂ живиться амплітудно-модульованим сигналом з придушеною несучою і з огинаючою модуляції частотою Ω. Створюване нею поле

$$e_2 = E_{m2} \cos\theta \cos\Omega t \cos\omega t. \tag{8.3}$$

Антена *A*₃ живиться також амплітудно-модульованим коливанням з придушенням несучої, але зі зсувом на 90°

$$e_3 = E_{m3}\sin\theta\sin\Omega t\cos\omega t. \tag{8.4}$$

Для вимірювання зсуву фази інформаційної огинаючої на борту необхідно знати опорну напругу тієї ж частоти Ω, з якою обертається антена, і незмінною фази, з якою порівнюється фаза огинаючої.

Тому крім випромінювання поля «змінної фази» радіомаяк створює поле «опорною (постійної) фази», яке не залежить від кута θ . Для цього опорною напругою частоти Ω модулюється за частотою допоміжна піднесуча частота Ω_{n} , яка потім накладається за допомогою амплітудної модуляції на несучу частоту. Такий спосіб застосовується тому, що безпосередня частотна модуляція несучої опорною напругою не представляється можливим через паразитну амплітудну модуляцію несучої, що супроводжує її частотну модуляцію, і може привести до спотворення інформаційної огинаючої.

Високочастотні коливання, модульовані зазначеним способом, випромінюються центральною антеною, і тому створюване нею поле має вигляд

$$e_1 = E_{m1} \left[1 + m_{\Pi} \cos(\Omega_{\Pi} t + \frac{\Delta \Omega_{\Pi}}{\Omega} \cos \Omega t)\right] \cos \omega t , \qquad (8.5)$$

де $m_{\rm n}$ – коефіцієнт амплітудної модуляції напруги піднесучої частоти; $\Delta \Omega_{\rm n}$ – девіація частоти при модуляції піднесучої $\Omega_{\rm n}$.

У просторі відбувається складання всіх полів і результуюче електромагнітне поле радіомаяка VOR $e_{\Sigma} = e_1 + e_2 + e_3$ може бути описано формулою

$$e_{\Sigma} = E_{m1}(1 + m_{\Pi}\cos(\Omega_{\Pi}t + \frac{\Delta\Omega_{\Pi}}{\Omega}\cos\Omega t) + m\cos\theta\cos\Omega t + m\sin\theta\sin\Omega t)\cos\omega t =$$

$$= E_{m1}[(1 + m_{\Pi}\cos(\Omega_{\Pi}t + \frac{\Delta\Omega_{\Pi}}{\Omega}\cos\Omega t) + m\cos(\Omega t - \theta)]\cos\omega t,$$
(8.6)

що електричне обертається з кутовою швидкістю Ω ; $m = E_{m2}/E_{m1} = E_{m3}/E_{m1} -$ коефіцієнт амплітудної модуляції

В бортовій апаратурі VOR після прийому сигналів, посилення і детектування виділяється низькочастотна частотно-модульована напруга «опорної фази»

$$U_{\rm YM} = U_m \cos(\Omega_{\rm II} t + \frac{\Delta \Omega_{\rm II}}{\Omega} \cos \Omega t)$$
(8.7)

і напруга «змінної фази», що містить інформацію про значення азимуту θ

$$U_c = U_m \cos(\Omega_n t - \theta). \tag{8.8}$$

У результаті порівняння цих сигналів визначається зсув фаз, значення якого пропорційне значенню азимуту.

Спектр сигналу радіомаяка VOR містить складові з наступними частотами (рис. 8.5):

- 30 Гц, АМ;
- АМ 9960 Гц з ЧМ 30 Гц (девіація ± 480 Гц);
- АМ мовним сигналом і кодом розпізнавання;
- несуча.

Глибина модуляції (ГМ) кожної з частот може змінюватися в певних межах. Номінальні значення ГМ:

-	30 Гц, навігаційний сигнал	30 %
-	9960 Гц, сигнал допоміжної піднесучої	30 %
-	мовний сигнал	30 %
-	код розпізнавання	10 %



Рис. 8.5. Частотний спектр сигналу радіомаяка VOR

8.1.3. Структура радіомаяка VOR

На рис. 8.6 спрощено показано конструкцію азимутального радіомаяка VOR, що розміщений спільно з далекомірною системою DME.



Рис. 8.6. Всебічно направлений азимутальний радіомаяк VOR, розміщений спільно з DME

Навігаційна система VOR (рис. 8.7) складається з апаратної частини, що включає радіочастотні (РЧ) і низькочастотні (НЧ) субблоки, а також програмного забезпечення, яке в істотному ступені визначає можливості керування системою.



Рис. 8.7. Структура радіомаяка VOR

У систему входять наступні функціональні вузли:

- Передавач в одиночному або здвоєному варіантах;
- Монітор в одиночному або здвоєному варіантах;
- Інтерфейс локальних/дистанційних ліній зв'язку;
- Джерело живлення;
- Антенна система.

Передавач і монітор працюють під управлінням окремих власних мікропроцесорів, які з'єднуються через інтерфейс локальних/дистанційних ліній зв'язку.

Процесор передавача виконує наступні функції:

- Формування цифрових (дискретних) сигналів;

- Управління / підстроювання амплітуди (огинаючої), фази і полярності фази РЧ-сигналів;

- Обчислення встановлюваних параметрів для субблоків передавача;

- Встановлення зв'язків.

Процесор монітора (система контролю сигналів) виконує наступні функції:

- Обробка та аналіз сигналів контрольних приймальних антен (датчиків сигналу поля);

- Виконання необхідних дій у разі виявлення відмов (перемикання на резерв або відключення);

- Забезпечення власної працездатності в мінливих зовнішніх умовах з урахуванням старіння компонентів.

Процесор монітора виконує аналіз контрольних сигналів від внутрішніх датчиків і контрольного приймального вібратора. Вибрані РЧ-сигнали посилюються, нормуються за рівнем, демодулюються, фільтруються і перетворюються в конкретні цифрові значення. Процесор монітора виконує **Фур'є-аналіз** отриманих цифрових значень і порівнює їх з опорними значеннями. Якщо відмінності цих значень перевищують задані межі, монітор виконує переключення на резервний передавач або вимикає систему. Інформація про стан апаратури відображається на дисплеї пульта локального керування.

Автоматичний моніторинг випромінюваних сигналів полягає в їх безперервному контролі з подальшим виконанням операцій з переключення на резерв або виключення апаратури, якщо параметри сигналів вийшли за встановлені межі. Контролюються наступні параметри:

- азимут;

- глибина АМ частотою 30 Гц;
- глибина АМ частотою 9960 Гц;
- девіація частоти в ЧМ частотою 30 Гц;
- рівень потужності несучої;
- наявність і правильність коду Морзе сигналу розпізнавання;
- частота несучої.

Інтерфейс локальних/дистанційних ліній зв'язку виконує наступні функції:

- встановлює зв'язки між окремими функціональними групами;

- здійснює керування апаратурою;

- забезпечує для оператора місцеву локальну і локальне керування апаратурою;

- надає функції дистанційного керування.

Всі необхідні для роботи дані або параметри можуть бути введені в апаратуру з пульта локального управління або дистанційно за допомогою терміналу (ПК або переносний ПК). Можливо також перемикання на резервний комплект або вимикання апаратури. З метою забезпечення цілісності даних маніпулювання з ними (введення/зміна) можливо тільки при технічному обслуговуванні (в режимі блокування монітора). Доступ до системи захищений процедурою встановлення паролю на декількох рівнях захисту.

8.1.4. Функціональний опис передавача VOR

Кожен передавач складається з РЧ-модуля, в якому генерується несуча частота, проводиться її модуляція і посилення до необхідного рівня вихідної потужності, і блоку генератора сигналів модуляції, який під управлінням мікропроцесора генерує сигнали модуляції, оцінює їх для управління формою сигналу (амплітуда / фаза) і видає керуючі сигнали на РЧ-модуль. Кожен передавач має окреме джерело живлення. Якщо в одному з передавачів виникає відмова, другий передавач залишається працездатним.

Радіосигнали, що випромінюються системою VOR, характеризуються в точці прийому наявністю двох різних складових на частоті модуляції 30 Гц. Одна з них має постійну фазу, незалежну від азимута точки прийому (опорний сигнал). Фаза другої складової (сигнал змінної фази) відрізняється від фази першої на величину кута, що дорівнює пеленгові (азимуту) точки прийому щодо точки розташування маяка VOR.

У стандартному варіанті радіомаяка VOR для формування сигналу змінної фази РЧ-сигнал випромінюється антеною з кардіоїдною діаграмою

направленості, що обертається в горизонтальній площині зі швидкістю 30 обертів за секунду.

Опорний сигнал утворюється шляхом амплітудної модуляції несучої на частоті піднесучої 9960 Гц, в свою чергу модульованою сигналом ЧМ з частотою модуляції 30 Гц і девіацією ± 480 Гц.

Обидва види модуляції (AM і ЧМ) не залежить один від іншого і їх демодуляція проводиться окремо.

Несуча частота, піднесуча і опорний сигнал (сигнал НБЧ) випромінюються всебічно направленою антеною.

Сигнал антени, що обертається, випромінюється у вигляді сигналів БЧ U_A і U_B – системою схрещених вібраторів (вібратор A і вібратор B). Сигнали БЧ модульовані квадратурними (cos- i sin-) складовими. Залежно від фазових співвідношень сигнали БЧ підсумовуються з несучою або віднімаються від неї.

На рис. 8.8 показано фазові співвідношення при різних азимутах ПС відносно маяка VOR, а на рис. 8.9 розташування вібраторів для забезпечення електронного обертання діаграми направленості і накладення сигналів в просторі.



Рис. 8.8. Фазові співвідношення при різних азимутах ПС відносно маяка VOR





Рис. 8.9. Розташування вібраторів для забезпечення електронного обертання діаграми направленості і накладення сигналів в просторі

Формування сигналів в передавачі радіомаяка VOR.

Модуляційні сигнали звукової частоти формуються в цифровому вигляді в відповідному блоці управління і контролю модуляційних сигналів. Управління формуванням сигналів проводиться мікропроцесором. Для генерації сигналів НБЧ (CSB) і сигналів БЧ А (SBA) і БЧ В (SBB), що надходять в антену VOR, використовуються петлі зворотного зв'язку з вимірювальними схемами.

Несуча частота формується в синтезаторі, з якого вона подається на три модулятора. Один з модуляторів, до якого в варіанті системи з вихідною потужністю 100 Вт додатково підключений підсилювач потужності, виробляє вихідний сигнал несучої з бічними частотами – НБЧ (CSB), а два інших – сигнали БЧ (SBA i SBB).

Модулятори підсилюють РЧ-сигнал синтезатора, а його огинаюча змінюється під управлінням генератора сигналів модуляції і керуючих схем. Контрольні сигнали, що містять інформацію про амплітуду і фазу реального РЧ-сигналу, виробляються шляхом відгалуження частини вихідного сигналу за допомогою двонаправлених відгалужувачів.

В результаті порівняння реального сигналу з програмними значеннями, що зберігаються в пам'яті мікропроцесора, мікропроцесор виробляє керуючий сигнал, який за ланцюгом зворотного зв'язку надходить на модулятор.

Управління модуляційним сигналом і його вимір в радіомаяку VOR реалізується в генераторі сигналів модуляції і відгалужувачі контрольних сигналів.



Рис. 8.10. Схема формування сигналів в передавачі радіомаяка

1						
Параметри модуляції несучої V	'OR					
ЧМ піднесучої частоти						
Центральна частота	9960 Гц ±0,01%					
Частота модуляції	30 Гц ±0,01 %, опорний сигнал					
Індекс модуляції	16 ±0,1; програмований в інтервалі 020 з кроком 0,1					
Глибина модуляції несучої	30 % ±1 %, програмований в інтервалі					
	0 39 % з кроком 0,1 %					
Код розпізнавання						
Тональна частота	1020 Гц ±0,01 %					
Модуляція (код Морзе)	До 4-х символів Морзе, в довільній послідовності, програмована					
Установка тривалості (з кварцовою стабілізацією)	Точка/пауза: 125 мс; тире: 375 мс					
Період повторення	7,5 c					
Глибина АМ	020 %, програмована з кроком 0,1 %					
Мовний сигнал						
Частотна характеристика	3003000 Гц з нерівномірністю ±3 дБ					
Глибина амплітудної модуляції	040 %, програмована з кроком 0,1 %					

• •				
ечници	Vanakte	пистики	перел	argua
CAIII IIII	ларактс	pheiman	πυρυμ	apa ia

8.1.5. Антенна система радіомаяка VOR

Антенна система радіомаяка VOR складається з наступних компонентів:

- антена VOR;
- узгоджувальний пристрій;
- противага (екран);

- контрольна антена монітора;
- кабельна мережа.

Антена радіомаяка VOR має наступні елементи (рис. 8.11):

- 2 всебічно направлених випромінювача;
- 2 схрещених щілинних випромінювача (з антен напіввібраторів);
- верхній і нижній подовжувачі антенних напіввібраторів;
- центральна труба і екрани;
- коаксіальна система живлення.



Рис. 8.11. Конструкція антени радіомаяка

Противага антени.

Противага являє собою металевий лист діаметром 5 м, що встановлюється на даху монтажного боксу; вона забезпечує збільшення кута місця, при якому спостерігається пік випромінювання, в той час як для від'ємних кутів напруженість поля зменшується. Крім того, противага забезпечує ефективне зниження напруженості поля, що спричинене відбиттями від земної поверхні. бути однорідною електропровідною Противага повинна поверхнею. Аналогічне, з'єднання між поверхнею противаги, базовим кільцем антени і опорною трубою повинні бути з однорідною провідністю, безперервними, виконані з круговою симетрією щодо вертикальної осі антени. Електричне активні щілини, обумовлені розбіжністю пластин між двома гвинтовими з'єднаннями, можуть мати довжину не більше 50 мм. Ці вимоги суттєві для проведення безпомилкових і точних вимірювань на краю даху.

Контрольні антени радіомаяка VOR

Контрольні антени для системи 8-точкової наземної перевірки монтуються на кромці противаги або, для існуючих установок, які не мають опорних засобів, на щоглах, розташованих поруч з краєм противаги. Перша контрольна антена може залишатися на місці стандартної контрольної антени (на відстані від 7 до 8 м). Рекомендується встановлювати контрольні антени на висоті приблизно 800 мм над противагою (стандартна висота). Зазвичай контрольні антени встановлюються на краю противаги (рис.8.12, *a*). Наприклад, кожна з антен може бути закріплена на виготовленої з гетинаксу щогловій трубі, яка, в свою чергу, встановлюється за допомогою скоби на краю противаги, або на дерев'яній щоглі, встановленої подібно стандартної контрольної антени, але в безпосередній близькості до краю противаги.



а – розміщення контрольних антен на противазі





 δ – схема контрольної антени монітора

Рис. 8.12. Контрольні антени радіомаяка VOR

Контрольна антена монітора встановлюється на щоглі на висоті 2 м вище противаги і на відстані 8 м від центру антени. Контрольна антена монітора являє собою пасивний субблок, який об'єднує в своєму складі вібраторну антену і імпульсний трансформатор, вона захищена від метеоумов кожухом зі склопластику (рис. 8.12, δ). При використанні однієї контрольної антени сигнал на монітори 1 і 2 в стійці передавача надходить через одиночний коаксіальний кабель і дільник сигналів. При використанні двох контрольних антен сигнал на кожен з моніторів надходить окремим коаксіальним кабелем.

8.1.6. Бортове обладнання системи VOR

Бортове обладнання для вимірювання азимута за сигналами маяка VOR складається з антени, приймальної частини і засобів індикації азимута (рис. 8.13).



Рис. 8.13. Схема обробки сигналів в бортовому обладнанні системи VOR

За сигналами маяка VOR з виходу амплітудного детектора приймача знімається сигнал частотою 30 Гц змінної фази і сигнал частотою 9960 Гц. Останній подається на частотний детектор, з виходу якого знімається сигнал 30 Гц постійної фази. Цей сигнал подається через фазообертач на один вхід фазового дискримінатора, на інший його вхід подається сигнал 30 Гц змінної фази, що пропорційний азимуту точки прийому. На виході фазового дискримінатора утворюється сигнал неузгодженості, що визначає поточний азимут.

8.2. Доплерівський всебічно направлений азимутальний радіомаяк DVOR

8.2.1. Призначення радіонавігаційної системи DVOR, принцип роботи

Всебічно направлений доплерівський азимутальний радіомаяк ДВЧдіапазону DVOR (Doppler Very High Frequency Omni-Direction Range) є подальшим удосконаленням радіомаяка VOR і, завдяки використанню ефекту Доплера і антени з великою базою, може забезпечити значно більш точне визначення азимуту. Радіомаяки DVOR використовуються, як правило, в районах зі складними географічними умовами (рис. 8.14). На рис. 8.15 спрощено показано конструкцію радіомаяка.

В даний час мережа повітряних трас маркована наземними радіомаяками VOR і DVOR, що працюють в діапазоні частот 108...118 МГц і мають дальність дії до 300 км (дальність радіовидимості в діапазоні ДВЧ). Радіомаяк VOR/DVOR забезпечує пілота інформацією про азимут, яка дозволяє виконувати політ від місцезнаходження однієї системи DVOR до іншої за заздалегідь обраному курсу. Індикація на приладах у вигляді повідомлень «лети вправо» або «лети вліво» дозволяє пілоту визначити відхилення від курсу, в той час як індикація "від/на" вказує, чи летить ПС на радіомаяк або від нього.



Рис. 8.14. Зовнішній вигляд наземної частини системи DVOR

Радіомаяк VOR або DVOR за допомогою бортового приймача забезпечує пілота наступною інформацією:

1. Азимут, тобто кут між напрямком на магнітний Північ і напрямком «наземний радіомаяк – літак».

2. Курс, який вказує, чи знаходиться ПС зліва або праворуч від заданого курсу (лінії положення), або знаходиться точно на курсі.

3. Індикація «від/на», яка вказує, чи летить ПС на радіомаяк або від нього.

Принцип роботи радіомаяка DVOR такій самий, як радіомаяка VOR, і заснований на вимірюванні фазового зсуву двох сигналів з частотою 30 Гц, що випромінюються наземним радіомаяком. Один сигнал (опорний сигнал) випромінюється з однією і тією ж фазою у всіх напрямках. Фаза другого сигналу 30 Гц (сигнал змінної фази) щодо першого сигналу змінюється в залежності від азимута. Електричний фазовий кут, виміряний бортовим приймачем, відповідає азимуту повітряного судна.



Рис. 8.15. Антенна система радіомаяка DVOR з електронним обертанням

Основи функціонування DVOR.

У порівнянні зі звичайним маяком VOR коливання з частотою 30 Гц в маяку DVOR міняються ролями (рис. 8.16). Це означає, що коливання з частотою 30 Гц, що використовується для AM ДВЧ-несучої, тепер є опорним сигналом, в той час як сигнал, що залежить від напрямку (сигнал змінної фази), міститься в ЧМ піднесучої 9960 Гц. Коливання несучої частоти

випромінюються всебічно направленою нерухомою центральної антеною (ЦА). Поряд з опорним сигналом частотою 30 Гц несуча також модульована за амплітудою мовним сигналом (в смузі 300...3000 Гц) і сигналом розпізнавання. Сигнали, що містять піднесучу 9960 Гц, випромінюються антеною бічних частот (АБЧ), яку слід розглядати як таку, що переміщується за круговою траєкторією.

Випромінювані бічні частоти зсунуті на +9960 Гц і –9960 Гц відносно несучої. Якщо АБЧ обертається з частотою 30 Гц, то внаслідок ефекту Доплера виникає ЧМ піднесучої, фазовий зсув якої відносно опорного сигналу (30 Гц АМ) є функцією азимута, тобто залежить від точки прийому. Для отримання девіації частоти, що дорівнює ± 480 Гц відповідно до рекомендацій ІСАО, радіус кола R, за яким обертається АБЧ, повинен складати 6,5...7,5 м при роботі в діапазоні частот 108...118 МГц. Величину R можна знайти на основі формули, яка описує ефект Доплера.



Рис. 8.16. Сигнали радіомаяка DVOR

Різниця в методах формування двох сигналів з частотою 30 Гц в системах VOR і DVOR має тільки апаратурне значення. Бортовий приймач VOR не може ззовні визначити, до якої наземної станції відноситься прийнятий сигнал: VOR або DVOR. Однак радіомаяк DVOR дозволяє визначати азимут значно точніше, так як в ньому використовується антена з великою базою, що дає можливість застосування ефекту Доплера. Зсув фаз між двома коливаннями на частоті 30 Гц має певну величину, що залежить від азимута точки прийому. Якщо азимут дорівнює 0° (Північ), зсув фаз дорівнює 0°, якщо азимут дорівнює 180° (Південь), зсув фаз дорівнює 180° градусів. Для азимута 90° (Схід) зсув фаз дорівнює 90°, для азимута 270° (Захід) зсув фаз дорівнює 270°. Сукупність напрямків, в яких азимут залишається постійним, називається радіалами відносно установки DVOR.

Співвідношення фаз між опорним сигналом і сигналом змінної фази, що залежить від місця знаходження ПС для різних азимутальних напрямків, мають такий самий вигляд, як в системі VOR, що було показане на рис. 8.3.

8.2.2. Фізичні основи роботи системи DVOR

В силу принципу взаємності, з точки зору створення та виділення інформації про направлення на об'єкт, між радіомаяками і радіопеленгаторами немає відмінності. Тому аналіз доплерівських радіопеленгаторів може бути адекватно віднесений і до доплерівським радіомаякам. Сигнал, який створюється в кожній точці простору за рахунок обертання випромінювача A_1 відносно нерухомого випромінювача A_2 , описується співвідношенням (2.23)

$$e_{A1} = E_{m1} \sin[\omega_0 t + m_0 \cos(\Omega t - \theta)], \qquad (8.9)$$

де ω_0 - несуча частота випромінюваних сигналів.

Внаслідок доплерівської зміни частоти (фази) сигналу огинаюча модуляції містить інформацію про кутове положення об'єкту відносно радіомаяка. Для виділення цієї інформації використовується сигнал опорної фази, що випромінюється центральної антеною A_2 .

При цьому девіація частоти сигналу $\Delta \phi = 2\pi r \lambda^{-1} \cos(\Omega t - \theta)$ дорівнює

$$\Delta \omega = \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{2\pi r}{\lambda} \Omega \sin(\Omega t - \theta). \qquad (8.10)$$

На рис. 8.17 показано зміна частоти, що викликається обертанням антени A_1 , і сигнали змінної (U_{A1}) і опорної (U_{A2}) фаз для точки прийому з пеленгом $\theta = 90^{\circ}$ (цифри на графіку відповідають положенню антени A_1).



Рис. 8.17. Зміна частоти і напруг у доплерівській радіомаячній кутомірній системі

В доплерівських радіомаяках, що відповідають стандартним кутомірним радіомаякам DVOR, антени A_1 і A_2 випромінюють коливання більш складного виду.

Ефект Доплера і залежна від напрямку частотна модуляція.

Якщо всебічно направлена антена A (рис. 8.18) обертається за колом з центром M проти годинникової стрілки, то частота, яка вимірюється двома спостерігачами, що знаходяться в точках B1 і B2, внаслідок ефекту Доплера буде збільшуватися або зменшуватися (за умови, що діаметр кола D дуже малий у порівнянні з відстанню між спостерігачем і антеною) в залежності від того, чи рухається антена до спостерігача або від нього. Зміна частоти $\Delta f \in$ функцією швидкості обертання антени або частоти обертання f_{Π} , діаметра кола D та середнього значення довжини хвилі λ_0 сигналів, що випромінюються, і виражається наступною формулою

$$\Delta f = \pi \cdot D / \lambda_0 \cdot f_{\Pi} \,. \tag{8.11}$$

Якщо антена А починає рух з точки 1 і слідує далі, проходячи точки 2, 3 і 4, то частоти, що приймаються спостерігачами, які знаходяться в точках В1 і В2, змінюються як функції часу. Якщо в той же самий час за допомогою всебічно направленої антени, встановленої в центрі кола М, випромінюються опорні сигнали з такою ж частотою, то зсув фаз між опорним сигналом і

сигналом із змінною частотою, вимірюваний в зазначених точках спостереження, буде пропорційний азимуту точки спостереження, тобто фазові співвідношення між сигналом антени A і сигналом антени M є функцією азимута. Опорним напрямком є північний напрямок (точка 1 на рис. 8.18), в якому обидва сигнал є синфазними.



Рис. 8.18. Зв'язок ефекту Доплера з напрямком місцезнаходження об'єкта

Спектр випромінюваних сигналів в системі DVOR такий самий, як в системі VOR (рис. 8.5). Зі спектру видно, що частотна модуляція, яка залежить від азимута, зосереджена на частоті f_1 , яка дорівнює 9960 Гц. Для здійснення цього в передавачі DVOR окремо формуються дві бічні частоти ($f_0 + f_1$) і ($f_0 - f_1$), які випромінюються антенами, що «обертаються». Рівень потужності сигналів бічних частот і фазові співвідношення між ними і несучої встановлені такими, щоб при накладенні їх у просторі з сигналами несучої утворився сумарний сигнал, відповідний АМ сигналу.

Якщо дві діаметрально протилежні антени, що випромінюють сигнали бічних частот, обертаються проти годинникової стрілки, але з протилежними фазами сигналів, то тим самим повністю задовольняються умови для отримання ЧМ бічних частот (метод двох бічних частот), що полягає в тому, що при збільшенні верхньої бічний частоти нижня бічна частота зменшується і, навпаки.

Імітація кругового руху антени здійснюється електронним способом.

Девіація частоти піднесучої в DVOR, що дорівнює ± 480 Гц, і частотний діапазон 108...118 МГц є такими ж, що і в стандартному VOR. Якщо взяти центральну частоту зазначеного діапазону 113 МГц (довжина хвилі λ = 2,65 м),

то з наведеної нижче формули виходить, що діаметр кола, за яким антена здійснює круговий рух, має дорівнювати 13,5 м:

$$\Delta f = \pi \cdot D / \lambda_0 \cdot f_{\pi} \quad \to \quad D = \Delta f \cdot \lambda_0 / (\pi \cdot f_{\pi}). \tag{8.12}$$

Рух антени бічних частот зі швидкістю, що відповідає частоті обертання 30 Гц, реалізується електронним способом. Для цієї мети служать 48 однакових одиночних антен, рівномірно віддалених одна від одної навколо центру, які послідовно живляться за допомогою блоку перемикання антен таким чином, щоб фазовий центр випромінювання обертався з необхідною швидкістю.

8.2.3. Структура радіомаяка DVOR

Навігаційна система наземної частини DVOR складається з апаратної частини, що включає радіочастотні (РЧ) та низькочастотні (НЧ) субблоки, і програмного забезпечення, яке в істотному ступені визначає можливості управління системою (рис. 8.19).

У систему входять наступні функціональні вузли:

- Передавач в одиночному або здвоєному варіантах;
- Монітор в одиночному або здвоєному варіантах;
- Інтерфейс локальних/дистанційних ліній зв'язку;
- Джерело живлення;
- Антенна система;
- Блок керування перемиканням антен і розподілу РЧ-сигналів.

Передавач і монітор працюють під керуванням окремих власних мікропроцесорів, які з'єднуються через інтерфейс локальних /дистанційних ліній зв'язку.

Процесор передавача виконує наступні функції:

- Формування цифрових (дискретних) сигналів;
- Керування/підстроювання амплітуди, фази і полярності фази РЧ-сигналів;
- Обчислення встановлюваних параметрів для субблоків передавача;
- Встановлення зв'язків.

Процесор монітора (система контролю) виконує наступні функції:

- Обробку та аналіз сигналів контрольних антен і датчиків сигналу поля;

- Виконання необхідних дій у разі виявлення відмов (перемикання на резерв або відключення);

- Забезпечення власної працездатності в мінливих зовнішніх умовах, з урахуванням старіння компонентів.

8.2.4. Функціональний опис передавача радіомаяка DVOR

Кожен **передавач** складається з РЧ-модуля, в якому генерується сигнал несучої частоти, проводиться його модуляція з підсиленням до необхідного рівня потужності, а також блоку генератора сигналів модуляції, який під управлінням мікропроцесора генерує сигнали модуляції, виконує їх оцінку для управління формою сигналу (амплітуда/фаза) і видає керуючі сигнали на РЧ-модуль.





Кожен передавач має окреме джерело живлення. Якщо в одному з передавачів виникає відмова, другий передавач залишається працездатним.

Дуплексер радіочастотних сигналів направляє сигнал одного передавача до антени (VOR) або через блок перемикання на PIN-діодах (БП) до антен (DVOR), а вихідні сигнали резервного передавача – до антенного еквіваленту (навантаження). Амплітуда і фаза випромінюваних сигналів встановлюються такими, щоб в просторі сформувався сумарний сигнал з необхідними (рис. 8.20). Два монітора контролюють параметрами генеруючи i випромінюючи сигнали VOR, приймаючи їх за допомогою одного або двох датчиків поля (приймальних вібраторних антен). Як варіант пропонується система 8-точкової наземної перевірки з сімома додатковими контрольними антенами, розташованими на краю противаги. Замість одного датчика поля можуть використовуватися до трьох контрольних антен ближнього поля, розташованих по краю противаги в системі DVOR.



8.20. Фазові співвідношення при різних азимутах ПС відносно маяка DVOR

Системою DVOR випромінюються сигнали, що містить різні види модулюючих сигналів частоти 30 Гц. Один з них має постійну фазу, не залежну від азимута точки прийому (сигнал з опорної фазою). У другому фаза (сигнал зі змінною фазою) відрізняється від опорної фази на величину, що дорівнює пеленгу (азимуту) точки спостереження відносно точки розташування маяка DVOR. При порівнянні з системою VOR можна побачити, що компоненти частоти 30 Гц помінялися своїм функціональним призначенням. Стандартний радіомаяк VOR більш чутливий до багатопроменевих відбиттів від стаціонарних місцевих об'єктів (далеких і ближніх), таких як дерева, ЛЕП, будівлі, височини, які викликають помилки пеленгації. В основі роботи більш досконалого радіомаяка DVOR лежить доплерівський зсув частоти, що виникає при русі випромінюючої антени по колу досить великого діаметру. Якщо антена рухається з частотою 30 обертів за секунду, то сигнали, що випромінюються, в точці прийому будуть частотно-модульовані сигналом частоти 30 Гц, а індекс модуляції буде визначатися діаметром кола.

Модулятори підсилюють РЧ-сигнали синтезатора. Управління амплітудою і огинаючою здійснюється генератором сигналів модуляції і керуючими схемами. Контрольні сигнали, що містять інформацію про фактичну амплітуду сигналу, виробляються шляхом відгалуження частини вихідного сигналу за допомогою двонаправленого відгалужувача. В результаті порівняння фактичного сигналу з заданими значеннями, що зберігаються в пам'яті, мікропроцесор виробляє керуючий сигнал, який за ланцюгом зворотного зв'язку надходить на модулятор. Для отримання в каналі несучої (CSB) необхідної потужності 100 Вт використовується підсилювач. Управління сигналом модуляції і його вимірювання в DVOR реалізується в генераторі сигналів модуляції і відгалужувачі контрольних сигналів.

Функція змішування сигналів модуляції бічних частот і керування перемиканням антен здійснюється в шафі передавача. Обробка сигналів управління перемиканням проводиться з метою впливу на немодульовані сигнали USB і LSB для отримання сигналів, необхідних для живлення парних і непарних випромінювачів.

8.2.5. Антенна система радіомаяка DVOR

Антенна система радіомаяка DVOR включає в себе наступні складові частини:

- антенний екран-відбивач (противага), змонтований на опорних стійках і силовому каркасі, конструкційний настил і антенне коло (коло, яке використовується для закріплення антен бічних частот);

- 48 антен бічних частот;
- одна антена несучої частоти;
- комплект кабелів;
- контрольна антена монітора.

8.2.6. Бортове обладнання системи DVOR

Бортовий приймач працює за таким ж принципом, що і бортовий приймач системи VOR, схема якого розглядалась у п.8.1.6 (рис. 8.13). Бортовий приймач не може ззовні визначити, до якої наземної станції відноситься прийнятий

сигнал: VOR або DVOR. Бортове обладнання вимірювання азимута за сигналами маяка складається з антени, приймальної частини і засобів індикації азимута.

За сигналами маяка VOR з виходу амплітудного детектора приймача знімається сигнал частотою 30 Гц змінної фази і сигнал частотою 9960 Гц. Останній подається на частотний детектор, з виходу якого знімається сигнал 30 Гц постійної фази. Цей сигнал подається через фазообертач на один вхід фазового дискримінатора, на інший його вхід подається сигнал 30 Гц змінної фази, що пропорційна азимута точки прийому. На виході ФД утворюється сигнал неузгодженості.

При прийомі сигналів маяка DVOR проходження сигналів 30 Гц в бортовому обладнанні міняються місцями.

8.3. Далекомірний радіомаяк DME

8.3.1. Призначення далекомірного радіомаяка DME, принцип роботи

Далекомірне обладнання **DME** (Distance measuring equipment) стандартизовано ICAO як радіозасіб для ближньої і середньої навігації, що дозволяє декільком повітряним суднам одночасно вимірювати дальність до наземного пункту (приймача-відповідача DME). Дальність визначається шляхом вимірювання затримки проходження радіочастотного імпульсу, що випромінюється передавачем повітряного судна і повертається наземною станцією на іншій частоті після прийому (рис. 8.21).



Рис. 8.21. Зовнішній вигляд наземної частини системи DME
На ПС за сигналами радіомаяків DME можуть вирішуватися такі завдання:

- розпізнавання маяка DME;
- виконання польоту навколо DME;
- визначення місцеположення ПС за двома маяках DME;
- визначення місцеположення ПС за об'єднаною системою VOR/DME;

- приведення ПС в район аеродрому і неточний захід на посадку за аеродромною системою VOR/DME;

- визначення видалення від вхідного порога ЗПС (за системою ILS/DME).

На бортовий навігаційний плановий пристрій видається наступна інформація:

- заданий азимут ПС і його фактичний азимут;
- частота настройки на маяки VOR 1, VOR 2, DME 1, DME 2;
- азимут за маяком VOR1;
- азимут за маяком VOR2;
- дальність до маяка DME1;
- дальність до маяка DME2

Тактичні характеристики DME.

1. Цілісність обслуговування необхідна, щоб була мала ймовірність неправильного наведення ПС через видачу маяком DME невірної інформації.

2. Безперервність обслуговування необхідна, щоб була мала ймовірність відсутності сигналу навігації ПС.

3. Зона дії системи в залежності від обраного типу антени може бути всебічно направленою або секторною в межах прямої радіовидимості.

4. Пропускна здатність приймача-відповідача забезпечує обслуговування не більше 200 ПС (від 800 до 4800 пар імпульсів за секунду або від 2700 до 4800).

5. Точність системи DME знаходиться в межах максимальних значень: $\pm 0,12$ м. міль + 0,05 % вимірюваної дальності в діапазоні від 0 до 65 м. міль; $\pm 0,17$ м. міль + 0,05 % вимірюваної дальності при дальності понад 65 м. міль.

Опис методу та організація системи визначення дальності.

Повітряне судно, обладнане DME, випромінює кодовані пари радіочастотних імпульсів запиту, що надходять в приймальний канал радіомаяка (рис. 8.22). Радіомаяк, в свою чергу, випромінює кодовані пари імпульсів відповіді, частота яких відрізняється від частоти імпульсів запиту на 63 МГц. Ці імпульси відповіді надходять в приймальний канал бортового обладнання.

Часовий інтервал між випромінюванням імпульсу «Запит» і прийомом імпульсу «Відповідь» надає повітряному судну інформацію про дійсну дальність до наземної станції.

Наземний приймач-відповідач здатний відповідати одночасно 200 запитувачам (тобто 4800 пар імпульсів за секунду). Він генерує випадкові пари імпульсів («сквіттери»), щоб підтримувати мінімальну частоту повторення імпульсів від 800 до 2700 пар імпульсів за секунду (ця частота програмується) всякий раз, коли кількість декодованих запитів виявляється нижче зазначеного. Ця відповідь приймається і декодується бортовим приймачем, в якому спеціальні схеми синхронізації автоматично вимірюють час, що минув між запитом і відповіддю, і перетворюють результат вимірювання в електричні вихідні сигнали. Радіомаяк вводить фіксовану затримку, яка називається «затримка відповіді», між прийомом кожної кодованої пари імпульсів «Запит» і передачею відповідної відповіді.



Рис. 8.22. Принцип виміру дальності

Приймач-відповідач періодично передає спеціальні ідентифікаційні групи імпульсів, що перемежовуються імпульсами відповіді і сквіттерімпульсами, які можуть бути декодовані повітряним судном у вигляді тонального сигналу кодом Морзе для визначення кодового імені радіомаяка.

Бортовий приймач за допомогою стробоскопічної процедури здатний розпізнавати відповіді на власні запити серед безлічі інших імпульсів, що передаються з радіомаяка.

218



Рис. 8.23. Організація взаємодії бортового і наземного обладнання

Номінальна затримка відповіді. Код пари імпульсів.

Кожен радіомаяк ідентифікується за частотою його каналу, його імпульсного коду і його сигналу розпізнавання.

Наземний радіомаяк вводить фіксовану затримку між прийомом імпульсів запиту і передачею відповідних імпульсів відповіді.

Вводиться саме ця фіксована затримка, яка називається основною або базовою затримкою. За рахунок цього повітряне судно, що пролітає дуже близько від радіомаяка, встигає закінчити передачу кодованої пари імпульсів запиту і вимкнути свій передавач до того, як приймач почне приймати відповідні імпульси відповіді від радіомаяка.

Для забезпечення максимально можливої нечутливості до завад система DME передає пари імпульсів замість одиночних імпульсів, причому кожна пара складається з двох імпульсів тривалістю 3,5 мкс, інтервал між якими залежить від обраного режиму каналу.

Код каналу	Номінальний	Імпульсний код	Номінальна			
	імпульсний код	відповіді приймача-	затримка			
	запиту	відповідача	відповіді			
	[мкс]	[мкс]	[мкс]			
Х	12	$12,0 \pm 0,1$	50			
Y	36	$30,0 \pm 0,1$	56			

Ідентифікація каналів

Кожен працюючий канал в системі **DME** визначається двома частотами (частотами **запиту і відповіді**), рознесеними на 63 МГц, і імпульсним кодом відповідного каналу (канал X або Y) (рис. 8.24).



Рис. 8.24. Параметри сигналу DME кодів X і Y

8.3.2. Функціонування далекомірного каналу

Система DME виконує передачу каналом, попередньо заданим з наявних 252 каналів. Ці канали розділені на 126 каналів X і 126 каналів Y, причому передача запиту з повітряного судна здійснюється в діапазоні частот від 1025 до 1150 МГц. Крім того, ПС приймає сигнали відповіді, що передаються наземним радіомаяків в діапазоні від 962 до 1213 МГц. Кожен канал має свої частоти запитів і відповідей при інтервалі 1 МГц між частотами каналів (рис. 8.25).



Рис. 8.25. Розподіл частот сигналів запиту і відповіді за каналами Х і У

Кожен маяк випромінює азбукою Морзе сигнал розпізнавання, який можна прослуховувати в гарнітурі пілота. Цей сигнал складається з пар імпульсів, що передаються з частотою 1350 Гц.

Кожен імпульс, що випромінюється, має наступні характеристики:

- час наростання імпульсу: 2,5 мкс (-1/+ 0,5) мкс, виміряне між точками, де амплітуда імпульсу змінюється від 10 % до 90 % від пікового значення;

- тривалість: (3,5 ± 0,5) мкс, виміряна між точками, відповідними 50 % пікового значення амплітуди імпульсу;

- час спаду імпульсу: не більше 3,5 мкс, виміряний між точками, де амплітуда імпульсу змінюється від 10 % до 90 % від пікового значення;

- вершина імпульсу: між точками переднього і заднього фронтів імпульсу, в яких значення амплітуди становить 95 % від максимуму за напругою і не зменшується нижче за цього значення.

Сигнали розпізнавання.

Сигнали розпізнавання (**ID**) складаються з пар імпульсів, що випромінюються з постійною частотою проходження 1350 (± 0,2 %) пар за секунду протягом певного часу (рис. 8.26):

- знак «точка» має тривалість 100...160 мс з розкидом ± 5 %;

- тривалість знака «тире» в 3 рази більше;

- інтервали між знаками в одному символі дорівнюють тривалості однієї «точки»;

- інтервали між двома послідовними символами дорівнюють тривалості не менше трьох «точок»;

- максимальна тривалість коду розпізнавання дорівнює тривалості 64 «точок»;

- частота повторення коду – не менше одного разу протягом кожних 40 с;

- час передачі одного сигналу розпізнавання не перевищує 4 с.

Пріоритети при передачі.

При **передачі вихідних сигналів** приймача-відповідача дотримується наступна черговість відповідно до пріоритету:

- пари імпульсів сигналів розпізнавання;
- пари імпульсів відповіді на запити;
- пари сквіттер-імпульсів.



Рис. 8.26. Кодування сигналів розпізнавання

Пріоритети встановлені за наступним принципом:

- передача сигналів розпізнавання має пріоритет над видачею сигналів відповіді і сквіттер-імпульсів, поки передаються «точки» і «тире»;

- декодовані імпульси запиту забороняють видачу сквіттер-імпульсів на пристрій кодування, поки не будуть передані імпульси відповіді.

Час замикання. Декодування кожної дійсної пари імпульсів запиту супроводжується блокуванням на певний час виходу декодера, протягом якого будь-які наступні запити не будуть оброблятися і відповіді на них не будуть передані, навіть якщо вони будуть декодовані. Тривалість інтервалу часу замикання зазвичай становить 60 мкс (рис. 8.27). Є можливість зміни часу замикання в інтервалі 50...150 мкс з кроком 1 мкс.

8.3.3. Структура радіомаяка DME

Система DME включає (рис. 8.28):

- Приймач-відповідач;
- Підсилювач передавача потужністю 1 кВт;
- Радіочастотний тракт: дуплексер і коаксіальне реле;
- Монітор;
- Локальний пристрій введення-виведення (ЛПВВ);
- Інтерфейс зі взаємодіючім обладнанням;

- Джерело живлення з перетворювачем AC/DC;
- Антена;
- Модем;
- Дистанційне управління і відображення стану (Блок ДУ);



Рис. 8.27. Організація часу замикання декодера каналів Х і Ү



Рис. 8.28. Спрощена загальна структурна схема DME

Приймач-відповідач включає:

- Приймач модуль RX;
- Процесор обробки сигналів модуль DPR;
- Модулятор модуль DMD;
- Передавач модуль ТХ (РЧ-вихід, 100 Вт або формувач для модуля ТКW);
- РЧ-підсилювач потужності 1 кВт модуль ТКW;
- Деталі радіочастотного-тракту і блок дуплексера DPX;
- Перетворювач DC/DC стабілізованого джерела низьких напруг PWS.

Процесор приймача-відповідача вирішує такі основні завдання:

- загальне управління приймачем-відповідачем;
- обробка цифрових і відеосигналів;

- контроль і регулювання основної затримки;

 контроль і регулювання модуляції для максимальної потужності і форми імпульсу.

Процесор монітора вирішує такі основні завдання:

- загальне управління монітором;

– формування радіочастотного сигналу пари запиту для циклу виконавчого моніторингу;

– оцінка відповідних сигналів приймача-відповідача і чутливості приймача (в антені і еквівалентному навантаженні);

– виконання відповідних дій в разі виявлення відмови (перемикання або вимикання станції);

– забезпечення своїх робочих характеристик незалежно від оточуючих умов і старіння елементів (самоконтроль).

Процесор локального пристрою введення-виведення (блоку локального управління і відображення стану) призначений для виконання наступних основних завдань:

- зв'язок через послідовну лінію з монітором (моніторами) і через послідовну лінію з приймачами-відповідачами;

- інтерфейс між оператором та радіомаяком через персональний комп'ютер;

– базовий інтерфейс між оператором та радіомаяком через пульт управління на передній дверцятах;

- перевірка установок обладнання;

– з'єднання з одним або кількома віддаленими центрами управління за комутованими або виділеними телефонними лініями;

- зв'язок через модем з віддаленої позицією моніторингу та управління;

- управління архівом.

Дуплексер і система проходження радіочастотних сигналів (РЧ-тракт) призначені для виконання наступних основних завдань:

- підключення радіочастотного тракту основного приймача-відповідача або резервного приймача-відповідача до антени і до еквівалентного внутрішнього навантаження;

- сполучення сигналу запиту моніторингу і пілот-імпульсу;

- сполучення сигналу за пілот-імпульсом;

- ручна перевірка радіочастотних сигналів за допомогою комутаційної панелі.

225

Пілот-імпульс являє собою імпульс запиту, який генерується обладнанням станції для самокалібрування основної затримки сигналу приймача-відповідача, а також для самотестування приймача-відповідача.

Формування пілот-імпульсу відбувається наступним чином: спочатку РЧвідгалужувач, включений на виході передавача проводить відбір частини потужності вихідного імпульсу. Потім змішувач, використовуючи проміжну частоту 63 МГц від гетеродина, перетворює частоту передавача (Tx) в частоту приймача (Rx); нарешті, сформований таким чином сигнал подається на вхід приймача через РЧ-відгалужувач.

Час надходження пілот-імпульсу запиту ідентифікується за підрахунком лічильника, якій починає рахунок за вхідним сигналом запуску передавача (START_TX), з якого починається формування пілот-імпульсу, і припиняє рахунок за вихідним сигналом запуску приймача (TOA).

8.3.4. Схема приймача-відповідача радіомаяка DME

Приймач-відповідач DME включає (рис. 8.29):

- Модуль приймача RX;
- Модуль DPR процесор обробки сигналів;
- Модуль DMD модулятор;
- Модуль ТХ передавач;
- Модуль ТКW РЧ-підсилювач;
- Дуплексер DPX.

Модуль приймача RX призначений для посилення і перетворення імпульсних РЧ-сигналів в діапазоні УВЧ (UHF), переданих запитувачами повітряних суден. Ці сигнали потрапляють в антену і направляються через коаксіальне реле (КСХ) і дуплексер (DPX) у вхідний радіочастотний каскад для перетворення в проміжну частоту (IF) 63 МГц і виділення з каскадів логарифмічних підсилювачів.

Модуль приймача RX складається з наступних основних функціональних блоків:

- УВЧ-відгалужувач (змішувач в ланцюзі пілотного імпульсу) і задаючий генератор ПЧ 63 МГц;

- Вхідний УВЧ-каскад приймача, преселектор, змішувач і лінійний підсилювач ПЧ 63 МГц;

- Синтезатор приймача і УВЧ-підсилювач незгасаючої гармонійної хвилі (CW);

- Програмований цифровий атенюатор ПЧ;
- Логарифмічні підсилювачі ПЧ 63 МГц;
- Друкований вузол відео-плати має такі основні схеми:
 - схему перевірки достовірності канальних даних (OCV);
 - формувач цифрових атенюаторів;
 - контролер варакторів;
 - цифрові схеми і шина даних;
 - джерело живлення приймача.



Рис. 8.29. Схема приймача-відповідача радіомаяка DME

Процесор обробки сигналів (модуль DPR) – цифрова схема, включена між приймачем і модулятором. Вхідні сигнали являють собою аналогові логарифмічні імпульси, синхронізовані радіочастотними імпульсами запиту, що детектуються в робочому каналі приймача, або імпульсний пілот-сигнал.

Процесор обробки сигналів виконує наступні функції:

- аналого-цифрове перетворення вхідних відеоімпульсів;

- присвоєння сигналу часу надходження пар відеоімпульсів;

– декодування пари вхідних імпульсів за кодовим інтервалом Т_{КЗ};

- формування основної затримки відповіді заданої тривалості;

 формування часу замикання декодера після розпізнавання однієї пари вхідних імпульсів;

– придушення імпульсів, тривалість яких менше 1 мкс;

- придушення ехо-сигналів невеликої дальності;

– придушенні ехо-сигналів великої дальності;

- генерування сквіттер-імпульсів;

- генерування сигналів розпізнавання і управління їх подачею;

– автоматичне зменшення коефіцієнта посилення приймача для обмеження кількості вхідних імпульсів;

- зниження чутливості приймача до незатухаючих гармонійних сигналів;

– управління подачею імпульсів відповіді, сквіттер-імпульсів, ідентифікаційних сигналів в модулятор через відповідний ланцюг пріоритету.

Модуль процесора обробки сигналів (модуль DPR) може бути розділений на наступні основні функціональні блоки:

- Блок аналогового входу (визначення сигналу запуску приймача TOA i порівняння затримки);

- Декодер і час замикання;

- Схема придушення ехо-сигналів ;

- Схема основної затримки і пріоритетів;

- Маніпулятор і генератор 1350 Гц;

- Генератор сквіттер-імпульсів;

- Джерело живлення модуля DPR;

- Тракти цифрових сигналів і шина даних.

8.3.5. Передавач радіомаяка DME

Передавач (ТХ) являє собою твердотільний пристрій і перекриває весь діапазон частот від 960 МГц до 1215 МГц без ручного налаштування або регулювань (рис. 8.30). Модуль ТХ 100 формує імпульсний РЧ-сигнал, який направляється до модуля ТКШ РЧ-підсилювача потужністю 1 кВт. У DME також формується модульований РЧ-імпульс, який направляється в антену через дуплексер і коаксіальне реле. Цей сигнал формується шляхом модулювання безперервних коливань радіочастоти (CW), що надходить від синтезатора до модуля приймача і каскадів квадратичних підсилювачів. За рахунок псевдогаусівського сигналу від модуля DMD (модулятора) здійснюється гаусівська модуляція вихідного сигналу.



Рис. 8.30. Узагальнена схема передавача радіомаяка DME

Модуль передавача (ТХ) включає:

- ланцюжок підсилювачів радіочастотних сигналів;
- підсилювачі відео-модуляції;
- детекторні схеми;
- схеми захисту тривалості імпульсів;
- спеціальне джерело живлення для РЧ-підсилювачів і джерело низьких напруг модуля ТХ;
- схеми для вимірювальних і діагностичних цілей;
- схеми цифрових сигналів і шина даних.

8.3.6. Антенна система радіомаяка DME

В системі DME можуть використовуватися два типа антен – ненаправлена антена DME типу FAN-96, або секторна антена типу FAN-88 (рис. 8.31).



Ненаправлена антена DME FAN-96

Секторна антена DME FAN-88

Рис. 8.31. Антени радіомаяка DME

Ненаправлена антена FAN-96

• Діапазон частот	9601215 МГц		
• Поляризація	вертикальна		
• Вхідний опір	50 Ом, несиметричний		
• КСХН	≤ 1,8, який вимірюється на вході антени		
• Розв'язка між антеною	(21,5 ± 3) дБ (рівномірність і стабільність:		
	± 0,25 дБ) і датчиками монітора		
• Потужність на вході	5 кВт при модуляції і циклі передачі ≤ 5 %		
• Посилення	≥9 дБ по відношенню до ізотропної антени		
• Направленість	ненаправлена в горизонтальній площині,		
	відхилення від кругової форми \leq 1,5 дБ;		
	максимум випромінювання у вертикальній		
	площині розташований під кутом місця		
	$(4 \pm 1)^{\circ}$, ширина променя $\ge 6^{\circ}$		
Секторна антена FAN-88			

Діапазон частот960...1215 МГцПоляризаціявертикальна

50 Ом, розетка типу N		
≤ 1,6, який вимірюється на вході антени		
(25 ± 3) дБ і датчиками монітора		
10 кВт при циклі передачі 2 %		
14 дБ в головній пелюстці по відношенню		
до напівхвильового диполя, в середині діапазону		
66° в горизонтальній площині, 13° у		
вертикальній площині; максимум випромінювання		
у вертикальній площині розташований під кутом		
місця (4 ± 0,5)°		

8.3.7. Підсистема моніторингу та контролю радіомаяка DME

Система моніторингу складається з двох незалежних моніторів, які, в основному, виконують наступні дії з метою перевірки правильності роботи радіомаяка.

1. Цикли автоматичного моніторингу: безперервна перевірка вихідного сигналу приймача-відповідача; монітор виконує команди перемикання на резерв або відключення приймача-відповідача, коли параметри погіршилися або збоять монітори.

2. Самоперевірка монітора: додаткові перевірки, що виконуються спільно з циклами автоматичного моніторингу для забезпечення цілісності монітора.

3. Регламентні перевірки: попередньо встановлені перевірки найбільш важливих параметрів приймача-відповідача і самого монітора, які можуть виконуватися протягом нормальної роботи радіомаяка; вони можуть повторюватися періодично або за запитом оператора;

4. Ручні перевірки: спеціальні перевірки при виконанні робіт з технічного обслуговування, застосовуються для виконання кількісних вимірювань відповідних параметрів при підтримці нормальної роботи радіомаяка. При цьому оператор може вибирати тип перевірок;

5. Діагностика: перевірки, що виконуються послідовно або на вимогу оператора, корисні для визначення ефективності самого монітора і приймачавідповідача, до якого підключено еквівалентне навантаження.

8.3.8. Бортове обладнання системи DME

Бортове обладнання (рис. 8.32) має передавальний і приймальний тракт з всебічно направленою антеною, яка на час передачі автоматично підключається до виходу передавача, а на інший час підключена до входу приймача.

Передавальний тракт включає таки функціональні елементи: синхронізатор (СХ), пристрій кодування (КП), передавач (ПРД), генератор рахункових імпульсів (ГРІ).

Приймальний тракт включає: приймач (ПРМ), декодер (ДК), лічильник (ЛЧ).



Рис. 8.32. Схема обробки сигналів в бортовому обладнанні системи DME

На пульті управлінні бортовим обладнанням знаходяться:

- цифрове табло відображення значення частоти настройки далекоміра на несучу частоту маяка DME;

- перемикач виду настройки «Автом. – Ручн.»;

- ручка «Звук» регулювання гучності прослуховування сигналів розпізнавання маяка DME;

- ручка «КГц» настройки з точністю до сотих часток МГц;

- перемикач «м. мілі - км» вибору одиниць вимірювання дальності;

- три кнопки «Контроль» для перевірки працездатності обладнання системою вбудованого контролю;

- ручка «Яскравість» для регулювання яскравості підсвічування цифрового табло;

- ручка «МГц» для налаштування на частоту маяка з точністю до десятків мегагерц.

На індикаторі дальності розташовані:

- цифрове табло показань дальності;

- індикатор «м. міл. - км» вказівки одиниць виміру дальності;

- ручка «Яскравість» регулювання яскравості підсвічування індикатора дальності.

8.4. Кутомірно-далекомірна радіонавігаційна система ближньої навігації РСБН

8.4.1. Призначення системи РСБН, особливості функціонування

Кутомірно-далекомірні радіотехнічні системи працюють в діапазонах метрових і дециметрових радіохвиль і тому відносяться до радіотехнічних засобів ближньої навігації. Кутомірно-далекомірні радіонавігаційні системи (КД РНС) ближньої навігації є комбінацією кутомірної і далекомірної радіонавігаційних систем. Така радіотехнічна система ближньої навігації (РСБН) складається з наземних радіомаяків і бортових радіопристроїв. Наземне обладнання цих систем є комплексом радіомаяків, що встановлюються на повітряних трасах і аеродромах, і призначені для навігаційного забезпечення польотів на повітряних трасах, приведення ПС в район аеродрому і виходу в зону дії посадочних систем. Бортові радіоприлади забезпечують визначення місцеположення ПС шляхом вимірювання його азимута і дальності відносно точки установки радіомаяка. При цьому координати радіонавігаційної точки (радіомаяка) відомі (рис. 8.33).



Рис. 8.33. Азимутально-далекомірний радіомаяк РСБН

РСБН складається з наземного обладнання і бортового обладнання, встановленого на літаку. Наземне обладнання складається з азимутальнодалекомірних радіомаяків (АДРМ) і посадкових радіомаякових груп (ПРМГ) (рис. 8.34). Відмінність азимутально-далекомірного радіомаяка від ПРМГ тільки в одному – АДРМ забезпечує всебічно направлене випромінювання своїх сигналів, а ПРМГ забезпечує випромінювання сигналів тільки у вузькому секторі, забезпечуючи односторонній захід ПС на посадку. Посадкова радіомаякова група складається з курсового радіомаяка, глісадного радіомаяка і ретранслятора дальності.

Радіонавігаційна система РСБН призначена для вирішення наступних завдань навігації і посадки:

- безперервного автоматичного визначення місцеположення ПС шляхом вимірювання його полярних координат (азимут, похила дальність) відносно наземного радіомаяка;

 визначення кутового відхилення літака від рівносигнальних ліній курсу і глісади відносно наземних посадочних радіомаяків і вимірювання дальності до посадкового ретранслятора дальності;

– розпізнавання наземних РМ і визначення на індикаторі кругового огляду (ІКО) місцезнаходження ПС (ІКО входить в комплект АДРМ, а на робочому місці керівника польотів знаходиться виносний ІКО);

 політ в режимі ручного, директорного або автоматичного управління ПС на будь-якому прямолінійному або ламаному маршруті, що необов'язково має проходити через точку розміщення РМ;

- корекцію автономно зчислених координат систем повітряної навігації;

– видачу значень азимуту, дальності, курсу і глісади в автоматизовану систему керування польотом для управління польотом літака і індикації на навігаційному плановому приладі (НПП).

Система РСБН крім вирішення основних завдань повітряної навігації, які передбачають визначення координат ПС на борту, також забезпечує отримання на землі інформації про динамічну повітряну обстановку в районі установки РМ, тобто створює інформаційну базу для управління повітряним рухом.

В системі РСБН виділяють три функціональних канали:

- канал вимірювання дальності на борту ПС – далекомірний;

- канал вимірювання азимута на борту ПС – азимутальний;

– канал вимірювання і відображення азимутальної і далекомірної інформації на землі, що отримав назву індикаторного каналу.

8.4.2. Вимірювання на літаку дальності до наземного радіомаяка

Вимірювання дальності здійснюється імпульсним методом на основі запиту з літака у наземного радіомаяка сигналу відповіді.

У складі радіомаяка є приймальний пристрій, імпульсна навігаційна апаратура азимутального і далекомірного каналів, два передавача, що працюють на всебічно направлені антени. Один передавач П-20А використовується для опорних сигналів, названих «імпульс 35» і «імпульс 36», інший передавач П-20Д – для далекомірних і двоградусних сигналів. Також використовується передавач П-200, що працює на двопелюсткову направлену антену.



АДРМ – азимутально-далекомірні радіомаяки;

АФС – антенна фідерна система;

- АДП азимутально-далекомірний приймач;
- БВ блок виміру;
- СЗД бортовий передавач.

Рис. 8.34. Спрощена структурна схема РСБН

Бортовий передавач апаратури СЗД-Р посилає кодовані імпульси запиту дальності «Запит Д» до наземного радіомаяка через АФС (антена фідерна система). Прийняті наземним приймачем радіомаяка кодовані сигнали запиту декодуються і якщо їх частотно-кодові посилки збігаються з частотнокодовими посилками, встановленими в даному радіомаяку, то на наземному радіомаяку формується сигнал відповіді «Відповідь Д».

Сигнал «Відповідь Д» кодується шифратором. Закодований сигнал запускає передавач П-20Д, який випромінює в ефір сигнал «Відповідь Д»

всебічно направленою антеною. Прийняті АФС літака сигнали наземного радіомаяка надходять на вхід азимутально-далекомірного приймача АДП-Р бортової апаратури РСБН, де перетворюються, декодуються і надходять в блок виміру (БВ) на вимірювальну схему, де проводиться автоматичне вимірювання часового зсуву між сигналами запита і відповіді (виміряний час пропорційний до значення похилої дальності до наземного радіомаяка).

Таким чином, в процесі перевипромінювання сигналів здійснюється декодування прийнятих сигналів і повторне кодування. У процесі декодування здійснюється кодова селекція сигналів, яка доповнює селекцію за несучою частотою, частотою повторення і часову селекцію. Використання декількох видів селекції сигналів дозволяє запобігати виникненню взаємних завад і забезпечує високу надійність функціонування системи. У відповідача наземного радіомаяка передбачається захист передавача від перевантаження, що може виникати при одночасному запитуванні дальності від великої кількості літаків, що працюють з даним радіомаяком. Також виконується затримка сигналу відповіді на фіксований час, який дорівнює 186 мкс, що забезпечує можливість вимірювання малих відстаней до наземного радіомаяка.

8.4.3. Вимірювання на літаку азимуту

Вимірювання азимуту здійснюється за допомогою прийнятих **бортовою** апаратурою опорних імпульсних сигналів «35» і «36» і безперервного азимутального сигналу, випромінюваних відповідно передавачами П-20А і П-200. Частотні канали передавача П-20А і П-200 збігаються. Азимутальний сигнал (гладкий безперервний ВЧ сигнал) формується антеною, що обертається, яка має високу направленість в горизонтальній площині і обертається навколо вертикальної осі з постійною кутовою швидкістю 100 об/хв. Вимірювання азимута літака зводиться до вимірювання часового інтервалу між моментом, коли вісь азимутальної антени проходить північний напрямок, і моментом, коли вона проходить напрямок на літак.

Діаграма направленості азимутальної антени в горизонтальній площині має вигляд двох дотичних пелюсток (рис. 8.35). Антена обертається навколо вертикальної осі з постійною кутовою швидкістю Ω. Через антену випромінюються немодульовані гармонійні коливання передавача П-200.

Так як антена обертається, сигнал, прийнятий на борту, має форму двох дотичних один до одного імпульсів I_1 і I_2 (рис. 8.36). На борту з них формується так званий азимутальний імпульс I_A , передній фронт якого збігається із задньою точкою заднього фронту першого імпульсу пари.



U I_0 I_1 I_2 t_A t

Рис. 8.35. Діаграма направленості азимутальної антени

Рис.8.36.Формування азимутального імпульсу

Крім передавача П-200 і направленої антени, до складу всебічно направленого наземного радіомаяка входить також передавач П-20А і ненаправлена антена. Вони призначаються для передачі на літаки спеціальних опорних імпульсних сигналів «35» і «36», з яких на борту формується північний опорний сигнал I_0 , вісь симетрії якого збігається за часом з моментом, коли вісь симетрії направленої антени проходить через напрямок на північ.

Часовий інтервал між опорним і азимутним імпульсами буде пропорційний азимуту літака. Цей часовий інтервал вимірюється на борту, причому шкала вимірника градуюється безпосередньо в кутових величинах, що відображають значення азимуту ПС.

Для підвищення точності вимірювання передача північного опорного сигналу виконується не поодиноким імпульсом, а двома серіями імпульсів.

Перша серія включає 36 імпульсів, а друга – 35 імпульсів за один оборот направленої антени. Імпульси першої серії слідують через 10° кута повороту антени і використовуються для грубого визначення азимуту. Імпульси другої серії спільно з імпульсами першої серії дозволяють сформувати на борту північний опорний імпульс I_0 . З цією метою імпульси обох серій поєднуються один з одним тільки один раз за період обертання антени в момент, коли вісь симетрії направленої антени спрямована на північ. Тому формування північного опорного сигналу на борту здійснюється шляхом визначення моменту збігу імпульсів серій 35 і 36.

Імпульсні послідовності *I*35 і *I*36 формуються на землі за допомогою дисків Д35 і Д36 з магнітними вставками, що закріплюються на осі обертання направленої антени, і індукційних котушок, встановлюваних на нерухомої підставі (рис. 8.37).

При обертанні антени магнітні вставки збуджують в котушках імпульси, з яких формуються двохімпульсні кодові послідовності, що підводяться до передавача П-20А і випромінюються ненаправленої антеною. Датчики опорних сигналів «35» і «36» встановлені таким чином, що при спрямуванні рівносигнальної зони двопелюсткових діаграми направленості на географічну північ відбувається збіг сигналів серії «35» і «36». Цей збіг («північний збіг») служить початком відліку азимута для всіх літаків, що знаходяться в зоні впевненого прийому сигналів радіомаяка і на яких частотно-кодові канали збігаються з частотно-кодовими каналами наземного радіомаяку.



Рис.8.37. Схема азимутального каналу РСБН

Сигнали передавачів наземного радіомаяка П-200 і П-20А приймаються АФС літака, що знаходиться в зоні впевненого прийому сигналів радіомаяка, надходять на вхід бортового приймача АДП-Р, перетворюються і при збігу частотно-кодового каналу бортової апаратури РСБН з частотно-кодовим каналом радіомаяка надходять в блок вимірювання.

У блоці вимірювання відбувається вимір часового інтервалу між моментом збігу опорних імпульсів «35» і «36» і моментом надходження на безперервного колоколоподібного літак сигналу, шо випромінюється азимутальною антеною, ЩО обертається. Даний часовий інтервал t_a характеризує собою кутове літака відносно географічного положення меридіана, тобто його азимут (рис. 8.38).

8.4.4. Вимірювання на землі азимута і дальності до літака

Наземне обладнання системи РСБН дозволяє отримати на землі індикацію (дальність і азимут до літака) і виконувати індивідуальне розпізнавання літака в

групі своїх літаків, що працюють з наземним радіомаяком. Цей канал вимірювань називають індикаторним каналом. З цією метою використовується наземний виносний індикатор кругового огляду (ВІКО).



Рис.8.38. Диграма формування азимутальних імпульсів: *a* – серія «35»; *б* – серія «36»; *в* – імпульси північного збігу; *г* – азимутальний сигнал

Вимірювання проводиться методом вторинної радіолокації шляхом використання основних елементів азимутального радіомаяка, ретранслятора далекоміра і бортового обладнання літака.

Загальна ідея вимірювань полягає в випромінюванні передавачем П-20Д наземного радіомаяка зондуючих імпульсів (*імпульсів запиту наземної індикації*), ретрансляції цих імпульсів бортовим обладнанням РСБН (бортовий запитувач при цьому виконує роль відповідача і сигнали називаються сигналами *відповіді наземної індикації*) і прийомі їх на землі.

Вимірюючи час затримки прийнятого сигналу, визначається відстань від наземного радіомаяка до літака, а фіксуючи кутове положення осі діаграми направленості в момент приходу сигналу відповіді, визначається азимут літака. Індикаторний канал системи РСБН працює віл незалежно азимутального і далекомірного каналів, що забезпечують вимір азимута літака і дальності до наземного радіомаяка на борту літака. Незалежність роботи забезпечується індикаторного каналу використанням В цьому каналі *трьохімпульсних* кодових посилок (для вимірювання на борту використовуються *двохімпульсні* сигнали).

Відмінна риса індикаторного каналу полягає також в тому, що датчиками імпульсів запиту є *магнітні вставки*, що закріплені на диску, встановленому на осі обертання направленої антени, через кожні 2° кута повороту. Зазвичай датчиком таких імпульсів служить хронізатор, задаючим елементом якого є автогенератор імпульсної послідовності. За допомогою цих же датчиків здійснюється запуск схеми формування напруги розгортки, що керує радіальним рухом лінії розгортки на екрані індикаторів кругового огляду.

Прийнятий з літака сигнал відповіді перетворюється в декодері (ДУ) в одиночний імпульс, який відображається на лінії розгортки в вигляді яскравої відмітки. Відстань цієї відмітки від центру екрану пропорційна дальності до літака, а кутове положення лінії розгортки з відповідною яскравою відміткою характеризує його азимут. Функціональна схема каналу індикації системи РСБН приведена на рис. 8.39. Індукційний датчик, керований сто вісімдесятьма магнітними вставками, формує імпульси запуску, з яких в передавачі П-20А за допомогою пристрою кодування (КУ) формуються трьохімпульсні сигнали запиту наземної індикації. Вони ретранслюються бортовим приймачем сигналів азимута і дальності АДП-Р і передавачем далекоміра СЗД-Р. В процесі ретрансляції проводиться декодування прийнятих і кодування випромінюваних сигналів декодером ДУ і кодером КУ. Сигнали запиту випромінюються з землі ненаправлено через кожні 2° кута повороту направленої антени.

З усієї сукупності 180 імпульсів, прийнятих на борту за один цикл обертання направленої антени, виділяється за допомогою блоку вимірювань один імпульс, який приймається в той момент, коли антена спрямована на літак. Виділення цього імпульсу здійснюється схемою збігу, до якої подаються імпульси запиту наземної індикації і азимутальний імпульс.

Виділений таким чином імпульс перетворюється в трьохімпульсну посилку, випромінюється на землю і після декодування відображається на ІКО. Таким чином, проводиться визначення на землі азимута і дальності на виносному індикаторі кругового огляду.

В РСБН передбачена можливість індивідуального розпізнавання відміток на екрані ІКО. Для цього керівник польотів за допомогою командної радіостанції дає вказівку екіпажу про натискання на час до кількох секунд кнопки «Розпізнавання» на пульті управління РСБН. В результаті натискання кнопки на літаку до бортового передавача РСБН СЗД-Р підключається лінія затримки на 64 мкс і СЗД-Р випромінює дві кодові посилки – основну і затриману на зазначений час. Тоді на лінії розгортки ІКО можна побачити дві відмітки, зміщені одна щодо одної приблизно на 10 км за шкалою дальності індикатора, що дозволяє керівнику польотів виділити відмітку від відповідного літака від усієї сукупності відміток, тобто індивідуально розпізнати літак.



Рис.8.39. Схема каналу індикації РСБН

Дальність дії навігаційного радіоканалу (НРК), з урахуванням використовуваного діапазону хвиль, визначається умовами прямої видимості і енергетичним потенціалом радіолінії. Можна вважати, що при взаємодії з типовим РМ РСБН вона становить величину порядку $\mathcal{A}=3,55\sqrt{H}$, де Н – висота польоту у метрах (величина Д, км). На висотах 250...500 м і 20000 м, дальність дії обмежена величиною порядку $\mathcal{A}=3,16\sqrt{H}$. Над РМ РСБН є конусоподібна неробоча область, радіус її горизонтального перетину дорівнює висоті (для азимутального каналу РМ) або 0,27Н (для далекомірного каналу).

Бортова апаратура РСБН може містити канал міжлітакової навігації (МЛН), що забезпечує вимір взаємних координат взаємодіючих літаків. У режимі МЛН визначається пеленг θ_c на літак, що взаємодії, і дальність до нього D_c . Кутовий параметр визначається за допомогою амплітудного методу порівнянь. З цією метою бортова АФС формує різноманітні діаграми направленості. Можливості каналу МЛН визначаються кількістю і формою діаграм. Дальність до літаків групи визначається за аналогією з іншими радіотехнічними вимірювачами дальності. У каналі МЛН забезпечується вимір нульового пеленгу взаємодіючого літака з похибкою 3° і дальності до нього з похибкою 300 м.

Для здійснення автоматичної або ручної посадки літака бортова апаратура РСБН при спільній роботі з наземними посадочними радіомаяками ПРМГ визначає відхилення літака в горизонтальній і вертикальній площинах відносно рівносигнальних ліній курсу і глісади, які задають траєкторію для виконання посадкового маневру. При цьому проводиться вимірювання похилої дальності до точки приземлення.

Література до розділу 8: [1], [5], [13–17].

Контрольні запитання

- 1. Для яких цілей застосовуються системи ближньої навігації?
- 2. Які навігаційні задачі можна вирішувати при використанні всебічно направленого азимутального радіомаяка ДВЧ-діапазону VOR?
- 3. Опишіть принцип роботи системи VOR.
- 4. Як формується діаграма направленості VOR, які сигнали подаються на нерухому антену, а які на рухомі антени?
- 5. Як формується і передається опорний постійний сигнал?
- 6. Як формується сигнал змінної фази?
- 7. Надайте частотний спектр сигналу VOR.
- 8. Які основні функціональні вузли входять до складу системи VOR?
- 9. Як сконструйована антенна система радіомаяка VOR?
- 10. Що входить до складу бортового обладнання VOR, надайте схему обробки сигналів?
- 11. Чім відрізняється принцип роботи системи DVOR від VOR?
- 12. Опишіть конструктивні особливості антенної системи DVOR.
- 13. Які навігаційні задачі можна вирішувати при використанні далекомірного радіомаяка DME?
- 14. Дайте опис методу визначення дальності та організацію взаємодії наземного і бортового обладнання в DME.
- 15. Надайте розподіл частот сигналів запиту і відповіді в каналах Х і Ү.
- 16. Як встановлюється пріоритет для імпульсів при передачі вихідних сигналів і час замикання?
- 17. Як кодується і формується сигнал розпізнавання DME?
- 18. Які антени можуть бути використані в системі DME?
- 19. Надайте спрощену схему обробки сигналів в бортовому обладнанні DME.
- 20. Вкажіть навігаційні задачі, для вирішення яких призначена азимутальнодалекомірна радіотехнічна система ближньої навігації РСБН.
- 21. За яким методом визначається азимут в системі РСБН?
- 22. Як визначається дальність в системі РСБН?

Розділ 9. Радіотехнічні системи посадки

9.1. Радіотехнічне забезпечення систем посадки

9.1.1. Призначення та організація систем посадки

Радіомаячні системи посадки призначені для отримання на борту повітряного судна та видачі екіпажу і в систему автоматичного керування літаком інформації про величину і знак відхилень повітряного судна від номінальної траєкторії зниження, а також для визначення моментів прольоту характерних точок на траєкторії заходу на посадку. Радіомаячна система посадки складається з трьох систем: курсової, глісадної і маркерної. Курсова і глісадна системи можуть бути одночастотними або двочастотними. У двочастотній системі зона дії створюється двома незалежними діаграмами випромінювання, які утворюються радіохвилями з рознесеними несучими частотами в межах певного каналу курсового (КРМ) і глісадного (ГРМ) радіомаяка.

Зовнішній вигляд наземної курсової та глісадної систем інструментальної посадки ILS (Instrument Landing System) показано на рис. 9.1.



Рис. 9.1. Зовнішній вигляд курсової (*a*) та глісадної (б) систем інструментальної системи посадки ILS

В ІСАО визначено 3 категорії критеріїв для точного заходження на посадку та посадка за приладами. Для будь-якої категорії повинна забезпечуватися висока ймовірність успішного заходу на посадку до нижньої межі висоти H_{min} при дальності видимості на ЗПС не менше X_{min} .

На рис. 9.2 показано організацію схеми посадки літака в системі інструментальної посадки.

Категорії точного заходження на посадку та посадка за приладами

Категорія	Ι	II	IIIA	IIIB	IIIC
<i>Н_{тіп}</i> , м	60	30 - 60	30	15	0
Х _{тіп} , м	550	350	200	50-200	0



Рис. 9.2. Схема посадки в системі інструментальної посадки

На некатегорованих аеродромах встановлюють спрощені системи посадки ОСП (обладнання системи посадки). До їх складу входять дальній і ближній привідні маркерні радіопункти (ДПРМ і БПРМ), оснащені привідними радіостанціями (ПРС) і маркерними радіомаяками (МРМ). ДПРМ і БПРМ встановлюють на відстанях відповідно 4000 ± 200 м і 1050 ± 150 м від порога ЗПС (рис. 9.3).

Дальній МРМ забезпечує екіпаж сигналізацією про момент часу, коли треба перевірити висоту польоту (за радіовисотоміром), відстань до точки приземлення і готовність бортових систем до забезпечення польоту на кінцевому етапі заходу на посадку.

Ближній МРМ сигналізує момент часу перевірки висоти прийняття рішення та переходу до візуального етапу посадки.

У радіомаячній системі посадки (РМСП) просторова траєкторія планування (глісада) формується курсовим і глісадним радіомаяками (КРМ і ГРМ) (рис. 9.4). Перший з них задає в просторі вертикальну площину (площину посадкового курсу), що проходить через вісь ЗПС, а другий – похилу площину (площину планування), яка при перетині з площиною курсу дає лінію глісади. Спрощена форма індикації в кабіні пілота показана на рис. 9.5.

244



Рис. 9.3. Система посадки на некатегорованих аеродромах



Рис. 9.4. Формування площини посадкового курсу та площини планування



Рис. 9.5. Індикація в кабіні пілота

Розміщення складових системи посадки на аеродромі показано на рис. 9.6.

На аеродромах **II** і **III категорій** зі складним рельєфом місцевості до складу обладнання, що розміщується перед порогом ЗПС, може додатково входити внутрішній МРМ, що попереджає екіпаж про близькість порога. Він розміщується на видаленні 75...450 м від порога ЗПС і не більше ніж \pm 30 м від її осі. На аеродромах зі складним рельєфом в зоні заходу або іншими особливостями до складу РМСП може бути включений додатковий МРМ, розміщений на відстані до 11 км від торця ЗПС.



Рис. 9.6 Розміщення системи посадки на аеродромі

Антена КРМ встановлюється на осі ЗПС у протилежного торця.

Антенна система ГРМ встановлюється так, щоб відстань до порога ЗПС була такою, щоб висота опорної точки траєкторії посадки (точка на осі смуги над її порогом) дорівнювала 15 ± 3 м. Вона залежить від мінімального кута нахилу глісади, ухилів місцевості та інших факторів. Бічний зсув антени ГРМ вибирають з умови забезпечення мінімальної висоти прольоту над перешкодою, причому його висота не повинна перевищувати 180 м.

Крім опорної точки глісади планування, розташованої над торцем злітнопосадкової смуги, у документах ICAO відзначаються деякі характерні точки на глісаді.

9.1.2. Принципи роботи радіотехнічного обладнання системи посадки амплітудного типу

У радіотехнічних системах посадки літаків за приладами широке застосування знайшли кутомірні радіомаяки амплітудного типу.

Рівносигнальні радіомаяки з випромінюванням амплітудномодульованих коливань. Антенна система рівносигнального радіомаяка складається з двох незалежних антен з діаграмами направленості, що перетинаються в заданому напрямку. Сигнали, які випромінюються в напрямку першої і другої діаграм направленості, повинні відрізнятися або несучими частотами, або частотами модуляції, або видом маніпуляції сигналів, якщо несучі частоти однакові.

Структурні схеми рівносигнальних курсових і глісадних радіомаяків однакові. Також однакові схеми бортових приймачів-індікаторів каналів курсу і глісади.

Антенна система курсового радіомаяка (рис. 9.7) складається з двох симетрично рознесених відносно заданого напрямку антен A_1 і A_2 , до яких підведені синфазні амплітудно-модульовані коливання передавача з частотами модуляції Ω_1 і Ω_2 (стандартні значення частот модуляції несучих коливань курсових і глісадних радіомаяків: $F_1 = 90$ Гц; $F_2 = 150$ Гц. Напруженість полів, що створюються антенами, (при синфазному живленні) в будь-якій точці простору мають вигляд

$$e_1 = E_{1m} F_1(\theta) (1 + m_1 \sin \Omega_1 t) \sin \omega t,$$

$$e_2 = E_{2m} F_2(\theta) (1 + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega t,$$
(9.1)

де E_{1m} , E_{2m} – амплітуди напруженостей полів, що відповідають випромінюванням першої і другої антен в напрямку максимуму; $F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ – нормовані характеристики направленості антен в горизонтальній площині; m_1 , m_2 – коефіцієнти амплітудної модуляції в каналах.

Поле з частотою модуляції Ω_1 переважає зліва від лінії курсу (*поздовжньої осі ЗПС*) у напрямку заходу на посадку, а поле з частотою модуляції Ω_2 – праворуч від лінії курсу.

Якщо забезпечується виконання умови $E_{1m} = E_{2m} = E_m$, то напруженість сумарного поля дорівнює

247

$$e_{\Sigma} = e_1 + e_2 =$$

$$= E_m[F_1(\theta) + F_2(\theta)]\sin\omega t + E_mF_1(\theta)m_1\sin\Omega_1 t\sin\omega t + E_mF_2(\theta)m_2\sin\Omega_2 t\sin\omega t =$$
(9.2)

$$= E_m[F_1(\theta) + F_2(\theta)] \left[1 + \frac{m_1 F_1(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} \sin \Omega_1 t + \frac{m_2 F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} \sin \Omega_2 t \right] \sin \omega t.$$



Рис. 9.7. Формування сигналів курсового радіомаяку

Як видно з виразу, результуюче поле, що створюється в просторі антенами КРМ, являє собою суму напруженостей поля несучої частоти і напруженостей двох полів, відповідних бічним частотам модуляції.

Коефіцієнти при функціях sin $\Omega_1 t$ i sin $\Omega_2 t$, що визначають залежності амплітуд коливань бічних частот модуляції від кута θ – коефіцієнти глибини просторової модуляції:

$$M_{1}(\theta) = \frac{m_{1}F_{1}(\theta)}{F_{1}(\theta) + F_{2}(\theta)}, \qquad M_{2}(\theta) = \frac{m_{2}F_{2}(\theta)}{F_{1}(\theta) + F_{2}(\theta)}.$$
(9.3)

Бортовий приймач-індикатор, що складається власне з приймача, пристроїв порівняння і індикації, приймає сигнали КРМ. Після детектування сигналу виду (9.2) виділені напруги частот Ω_1 ($F_1 = 90$ Гц) і Ω_2 ($F_2 = 150$ Гц) поділяються фільтрами (Φ) і випрямляються (B). У ланцюг різницевого струму випрямлячів включена курсова система, що відхиляє стрілочний індикатор положення – приладу з нейтральним (середнім) положенням вертикальної стрілки-скоби (нуль-прилад *НП*). Величина відхилення стрілки індикатора

положення літака відносно лінії курсу Δ_k пропорційна величині різниці коефіцієнтів глибини просторової модуляції (РГМ)

$$\Delta_k = k[M_1(\theta) - M_2(\theta)] = km \left[\frac{F_1(\theta) - F_2(\theta)}{F_1(\theta) + F_2(\theta)} \right].$$
(9.4)

Прирівнюючи цей вираз нулю, отримаємо рівняння рівносигнального напрямку. Тобто $\Delta_k = 0$ при $M_1(\theta) = M_2(\theta)$ і $F_1(\theta) = F_2(\theta)$.

В цьому напрямку перетину двох ДНА знаходиться лінія курсу, яка співпадає з напрямком поздовжньої осі ЗПС.

Зміна співвідношення амплітуд сигналів частот Ω_1 і Ω_2 при різних положеннях літака щодо лінії курсу призводить до відхилення стрілки-скоби $H\Pi$ індикатора, вказуючи сторону відхилення.

Рівносигнальний глісадний радіомаяк (ГРМ) створює за допомогою рознесених верхньої $A_{\rm B}$ і нижньої $A_{\rm H}$ антен також два поля (рис. 9.8), напруженість яких аналогічна КРМ. Принцип формування направленого випромінювання ГРМ і діаграми вихідних сигналів бортового приймача ідентичні КРМ.



Рис. 9.8. Формування сигналів глісадного радіомаяку

Діаграми направленості антен ГРМ є багатопелюстковими, тому що формуються шляхом додавання радіохвиль прямої і відбитої від земної поверхні. Нижні пелюстки ДНА при перетині утворюють глісаду, тобто лінію, кут нахилу якої визначається геометричним місцем точок, в яких різниці коефіцієнтів глибини просторової модуляції дорівнює нулю, а відхилення відносно лінії глісади $\Delta_{\Gamma} = k [M_1(\beta) - M_2(\beta)].$

Вище лінії глісади переважає коефіцієнт глибини модуляції $M_2(\beta)$, тому що при $\beta > \beta$ о має місце нерівність $m_1 F_{\rm H}(\beta) > m_2 F_{\rm B}(\beta)$ і їх різниця має від'ємне значення. Нижче глісади різниця РГМ позитивна. Зміна знака РГМ призводить до зміни направлення різницевого струму через індикатор положення, і відхилення його стрілки вкаже положення лінії глісади. При зростанні глибини модуляції з частотою 150 Гц стрілка *НП* відхиляється вгору, при зростанні глибини модуляції з частотою 90 Гц – вниз.

З метою забезпечення безпеки посадки літаків ГРМ винесено за межі ЗПС на відстань 120–180 м від її осі, тому лінія планування має вигляд не прямої лінії, а гіперболи.

Якщо знехтувати властивостями направленості верхньої і нижньої антен ГРМ в горизонтальній площині, то рівносигнальна поверхня, створювана перетином нижніх пелюсток їх ДНА в вертикальній площині, можна зобразити у вигляді конуса, вісь якого *ОУ* вертикальна, а вершина *О* знаходиться в місці установки ГРМ. При цьому площина курсу, що перетинає конус і паралельна його осі, залишить слід на поверхні конуса у вигляді гіперболи (рис. 9.9).

Зниження літака в площині курсу за лінією планування (відповідної гіперболи) можливо лише до деякої висоти H_{\min} , а не до точки приземлення. Тому для зменшення висоти H_{\min} прагнуть випрямити гіперболу на її останній ділянці, що досягається шляхом спеціальної орієнтації ДНА нижньої антени ГРМ відносно верхньої антени.

В результаті напруженість поля, що створюється нижньої антеною, виявляється дещо більше напруженості поля верхньої антени, що забезпечує випрямлення лінії планування на кінцевій ділянці і зменшення H_{\min} до декількох метрів.



Рис. 9.9. Причини спотворення лінії планування

9.2. Радіомаячна система інструментальної посадки ILS

9.2.1. Обладнання системи ILS та принцип роботи

Наземне обладнання системи ILS (Instrument Landing System) включає: КРМ; ГРМ; МРМ; дальній, середній та ближній маяки; систему моніторингу та дистанційного управління; систему електропостачання . Розміщення маяків ILS на аеродромі одного напрямку заходу на посадку показано на рис. 9.10.



Рис. 9.10. Склад та розміщення системи посадки ILS

Взаємодія обладнання радіомаячної системи посадки. Обладнання РМСП включає до свого складу наземні радіомаяки і бортові радіоприймачі, виходи яких підключаються до відповідних індикаторних приладів і до системи автоматичного управління польотом.

Всі три типи маяків системи посадки працюють на своїх, незалежних один від одного несучих частотах (рис. 9.11).

Сигнали **КРМ**, що випромінюються на частоті $f_{\text{КРМ}}$, на борту ПС приймаються курсовим радіоприймачем, перетворюються і на його виході виділяється електричний сигнал постійного струму $\Delta \mathbf{K}$, величина якого пропорційна кутовому зміщенню ПС від площини посадкового курсу, а полярність визначається стороною відхилення. Сигнал $\Delta \mathbf{K}$ подається на *вертикальну планку нуль-індикатора* і в систему автоматичного управління літаком.

Сигнали **ГРМ**, що випромінюються на частоті $f_{\Gamma PM}$, приймаються глісадним радіоприймачем. На його виході виділяється сигнал постійного струму $\Delta \Gamma$, величина і полярність якого характеризують відхилення ПС від

площини планування. Цей сигнал надходить на горизонтальну планку приладу посадки і в систему автоматичного управління літаком.

Маркерні радіомаяки (**МРМ**) працюють на своїй частоті $f_{\text{МРМ}}$. Сигнали цих маяків приймаються на борту маркерним радіоприймачем. У момент прольоту літака над **МРМ** сигнал на виході маркерного радіоприймача спричиняє спрацьовування звукової та відображення візуальної інформації.



Рис. 9.11. Взаємодія обладнання радіомаячної системи посадки

Принцип роботи курсового і глісадного радіомаяків аналогічний і має лише деякі відмінності в залежності від категорії системи посадки. Так курсові і глісадні маяки системи посадки І-ої категорії забезпечують завдання площин курсу і глісади рівносигнальним методом. Для цього за допомогою антенних систем маяка, що мають діаграми виду $F_1(\theta)$ і $F_2(\theta)$, в просторі формується два поля випромінювання, що відрізняються частотами модуляції Ω_1 і Ω_2 (рис. 9.12).

Миттєве значення напруженостей полів випромінювання першої *u*₁ і другої *u*₂ антен описуються рівняннями

$$u_1 = U_{1m} F_1(\theta) (1 + m \cos \Omega_1 t) \cos \omega t,$$

$$u_2 = U_{2m} F_2(\theta) (1 + m \cos \Omega_2 t) \cos \omega t.$$
(9.5)

Результуюче поле випромінювання також виявляється модульованим за амплітудою коливаннями частот Ω_1 і Ω_2 з однаковими глибинами відносної модуляції m_1 і m_2
$$m_1(\theta) = m \frac{F_1(\theta)}{F_3(\theta)}, \qquad m_2(\theta) = m \frac{F_2(\theta)}{F_3(\theta)}, \qquad (9.6)$$

де $F_3(\theta) = F_1(\theta) + F_2(\theta)$.

На борту повітряного судна курсовий (глісадний) приймач приймає ці сигнали, і після детектування на його виході виділяються огинаючи коливань частот Ω_1 і Ω_2 . Потім визначається різниця амплітуд огинаючих, яка пропорційна різниці глибин модуляції

$$\Delta m = m_1 - m_2 \,. \tag{9.7}$$



Рис. 9.12. Формування рівносигнального напрямку

Залежність Δm (9.7) від кутових координат пропорційна різниці векторів діаграм направленості $F_1(\theta)$ і $F_2(\theta)$. За величиною Δm (рис. 9.13) можна судити про положення повітряного судна відносно заданої траєкторії заходу на посадку.



Рис. 9.13. Залежність різниці амплітуд від рівносигнального напрямку

На рівносигнальному напрямку, якій поєднується з площиною посадкового курсу (глісади), різниця Δm дорівнює нулю, а при відхиленні від нього Δm зростає. Величина і знак Δm залежить від величини і сторони відхилення ПС відносно рівносигнального напрямку.

9.2.2. Прийом та обробка сигналів курсо-глісадної системи на борту

З прийнятих на борту сигналів формується постійна напруга, пропорційне величіні *Дт.* Вона підводиться до *індикаторів приладу посадки*, вертикальна планка якого вказує положення лінії курсу, а горизонтальна лінії глісади.

Для **прийому** сигналів **КРМ і ГРМ** на борту ПС використовуються радіоприймальні пристрої **супергетеродинного** типу (рис. 9.14).

На виході детектора приймача за допомогою смугових фільтрів виділяються низькочастотні коливання частот 90 і 150 Гц. Ці коливання випрямляються і через схему віднімання підводяться до стрілочного покажчика. Сигнал на виході схеми віднімання пропорційний Δm , а його полярність вказує сторону відхилення ПС від глісади. Вихідні сигнали приймача після випрямлення підводяться також і до суматора, вихідний сигнал якого керує роботою бленкерної сигналізації. При відсутності сигналу на виході суматора бленкерна сигналізація не спрацьовує і бленкер експонується в поле зору пілотів, що вказує на відмову наземного маяка або бортового приймача.



Рис. 9.14. Прийом та обробка сигналів КРМ і ГРМ на борту

У радіомаяках більш високих категорій (II і III), у яких вимоги до стабільності і точності траєкторій, що задаються, значно вище, принцип роботи курсового і глісадного маяків дещо відрізняється від розглянутого і отримав назву методу кутомірних вимірювань з «опорним нулем» (рис. 9.15).

Слід зазначити, що поле випромінювання, що формується в таких маяках, має структуру аналогічну полю рівносигнальних радіомаяків і не вимагає зміни бортового обладнання.



Рис. 9.15. Діаграма направленості радіомаяка з «опорним нулем»

9.2.3. Структурна схема та принцип дії курсового та глісадного радіомаяків

Структурна схеми курсового і глісадного радіомаяків аналогічні і включають однакові складові (рис. 9.16):

АЩП – антенно-щогловий пристрій;

ТРАКТ ВЧ – тракт високої частоти;

ПРД – апаратура передавача;

АФСМ – апаратура формування сигналів модуляції;

АКУП – апаратура контролю та управління живленням;

КВП – контрольно-виносний пункт;

АКО – апаратура контролю та обробки;

АУП – апаратура управління та перевірки;

ДУ – апаратура дистанційного управління;

КПК – комплекс програмно-керуючий;

ПІ – панель інформації.



Рис. 9.16. Структурна схема курсового радіомаяка

АЩП створює електромагнітне поле.

Тракт ВЧ – призначений для перемикання передавальних антен з основної апаратури ПРД і АФСМ на резервну і забезпечення необхідного амплітудно-фазового розподілу ВЧ сигналів випромінювачам передавальних антен. Також в тракті ВЧ формуються сигнали контролю (Зона, Крутизна), що надходять з датчиків АМУ і КВП-К.

ПРД1, ПРД2 – формують і передають сигнали НБЧ і БЧ в тракт ВЧ.

АФСМ1, АФСМ2 – формують сигнали модуляції, що надходять на ПРД1, ПРД2.

АКО1, АКО2 – контролюють і обробляють сигнали, сформовані в тракті ВЧ, а також НЧ сигнали ПРД і АФСМ.

АУП – формує запити значень параметрів сигналів з АКО і АКУП, транслює інформацію про сигнали і загальний стан радіомаяка (через модеми) на ДУ і КПУ, а також отримує від них команди управління радіомаяків і зміни параметрів його сигналів. Крім того, АУП управляє перемикачами тракту ВЧ, приймає і обробляє інформацію від датчиків шафи і апаратної (перегрів, дим, відкриття).

АКУП містить вторинні джерела живлення, аварійні джерела – акумуляторні батареї (АБ) і пристрій управління і контролю. В АКУП здійснюється контроль за параметрами АБ, рівнями мережевих напруг, автоматичне перемикання на живлення від АБ апаратури радіомаяка (при відсутності мережевого електроживлення) і назад (при відновленні мережевого електроживлення), включення/відключення загороджувальних вогнів (ЗО) відповідно до рівня освітленості датчика ЗО і включення/відключення аварійного освітлення апаратної (АО).

Апаратура допоміжна (AB) призначена для освітлення апаратної і підтримки комфортних температурних режимів при експлуатації радіомаяка.

КПУ виконаний на основі персонального комп'ютера. Призначений для управління радіомаяками і контролю його параметрів. Підключається до шафи КРМ безпосередньо або через модем по комутованій (телефонній) лінії зв'язку.

Апаратура ДУ (АДУ) виконана на основі промислового комп'ютера. АДУ призначена для управління радіомаяків і контролю його параметрів. АДУ встановлюється на АДП і через модеми, по виділеній двопроводній лінії зв'язку і (або) телефонній двопроводній лінії зв'язку і (або) по радіомодему підключається до КРМ.

Панель інформації (ПІ) призначена для звукової та світлової індикації загального стану системи посадки. Встановлюється на АДП і підключається до АДУ.

Принцип дії курсового радіомаяка

Курсовий радіомаяк створює в зоні своєї дії електромагнітне поле, інформаційним параметром якого є площина різниці глибин модуляції (РГМ), що дорівнює нулю. За цієї умові площина РГМ, що проходить через вісь ЗПС, при перетині з площиною глісади утворює лінію курсу, відносно якої орієнтуються літаки в горизонтальній площині.

Несуча частота радіомаяка модулюється за амплітудою сумарним і різницевим сигналами тональних частот **90** і **150** Гц.

Діаграма направленості радіомаяка складається з суми двох діаграм: перша – несуча і бокові частоти (НБЧ); друга - бічні частоти (БЧ). НБЧ діаграма виходить при збудженні антен в певних амплітудно-фазових співвідношеннях сигналами несучої частоти, модульованої сумарним сигналом, БЧ діаграма – різницевим. При цьому бічні частоти однієї частоти модуляції в сигналі БЧ знаходяться в фазі, а іншої – у протифазі з відповідними бічними частотами в сигналі НБЧ.

Частоти сигналів діаграм направленості курсового радіомаяка показано на рис. 9.17.

В результаті складання полів **НБЧ** і **БЧ** сигналів в просторі утворюється поле несучої частоти, глибина модуляції якої частотами **90** Гц і **150** Гц змінюється в межах зони дії (рис. 9.18).



Рис. 9.17. Частоти сигналів діаграм направленості курсового радіомаяка: 1 – сигнал НБЧ; 2 – сигнал БЧ в лівій пелюстці діаграми; 3 – сигнал БЧ в правій пелюстці діаграми

Зліва від лінії курсу переважає глибина модуляції несучої частотою 90 Гц, праворуч – 150 Гц.

На лінії курсу глибини модуляції несучої частотами 90 Гц і 150 Гц рівні, тобто РГМ дорівнює нулю.

При видаленні від лінії курсу **РГМ** зростає. Таким чином, за величиною **РГМ** екіпаж літака може судити про величину відхилення від лінії курсу в горизонтальній площині, а за частотою того сигналу, глибина модуляції якого є переважаючою, – про сторону відхилення.



Рис. 9.18. Діаграма направленості курсового радіомаяка

На рис. 9.19, рис. 9.20 показано діаграми направленості каналів курсового радіомаяка.



Рис. 9. 19. Діаграми направленості в горизонтальній площині вузького каналу (ВК) курсового радіомаяка



Рис. 9.20. Діаграми направленості в горизонтальній площині широкого каналу(ШК) курсового радіомаяка

На рис. 9.21 показано принцип спільної роботи передавальних антен вузького і широкого каналів курсового радіомаяка.



антенно-щоглового пристрою КРМ

Принцип дії глісадного радіомаяка

Глісадний радіомаяк створює в зоні своєї дії електромагнітне поле, інформаційним параметром якого є площина різниці глибин модуляції (РГМ), що дорівнює нулю. Площина РГМ, що дорівнює нулю (найближча до горизонтальної площини), при перетині з площиною курсу утворює лінію глісади, відносно якої орієнтуються літаки у вертикальній площині (рис. 9.22).

Несуча частота радіомаяка модулюється за амплітудою сумарним і різницевим сигналами тональних частот **90** і **150** Гц.

Діаграма направленості глісадного радіомаяка така ж, як у курсового маяка, і складається із суми двох діаграм – НБЧ та БЧ (рис. 9.23, рис. 9.24). Вони відрізняються від курсового радіомаяка (рис. 9.17, рис. 9.18) тільки тим, що для глісадного маяка йдеться про верхню і нижню пелюстки діаграм направленості.



Рис. 9.22. Форма діаграми направленості глісадного радіомаяка



Рис. 9.23. Частоти сигналів діаграм направленості глісадного радіомаяка: 1 – сигнал НБЧ; 2 – сигнал БЧ у верхній пелюстці діаграми; 3 – сигнал БЧ у нижній пелюстці діаграми

НБЧ діаграма виходить при живленні антен в певних амплітудно-фазових співвідношеннях сигналами несучої частоти, модульованої сумарним сигналом, **БЧ** діаграма – різницевим. При цьому бічні частоти однієї частоти модуляції в сигналі **БЧ** знаходяться в фазі, а іншої – в протифазі з відповідними бічними частотами в сигналі **НБЧ**. Частоти сигналів діаграм направленості глісадного радіомаяка показано на рис. 9.23.

В результаті складання полів **НБЧ і БЧ** сигналів в просторі утворюється поле несучої частоти, глибина модуляції якої частотами **90** і **150** Гц змінюється в межах зони дії (рис. 9.24).

Зверху від лінії глісади переважає глибина модуляції несучої частотою 90 Гц, знизу – 150 Гц. На лінії глісади глибини модуляції несучої частотами 90 і 150 Гц рівні, тобто РГМ дорівнює нулю.

При видаленні від лінії глісади РГМ зростає.



Рис. 9.24. Діаграма направленості глісадного радіомаяка

Таким чином, за величиною **РГМ** можна судити про величину відхилення від лінії глісади у вертикальній площині, а за частотою того сигналу, глибина модуляції якого є переважаючую, – про сторону відхилення.

Використання двочастотного принципу дозволяє отримати необхідні характеристики точності радіомаяка за **«вузьким» каналом (ВК)** при мінімальних завадах, що виникають за рахунок відбиття від нерівностей рельєфу місцевості (для вузького каналу випромінювання сигналів під малими кутами мінімальне).

Поблизу лінії глісади переважаючим є сигнал несучої частоти **ВК**, і бортова апаратура обробляє цей сигнал, видаючи інформацію про величину і сторону відхилення. Співвідношенням потужності сигналів **БЧ** і **НБЧ** вузького каналу задається чутливість до кутового зміщення.

Під малими кутами до горизонту переважним є сигнал несучої частоти **ШК** і видається інформація тільки про сторону відхилення від лінії глісади.

Несуча частота **«вузького» каналу** і несуча частота **«широкого» каналу** симетрично рознесені відносно номінальної частоти, обраної за сіткою ICAO для даного аеропорту, на (10±2,2) кГц.

Випромінювачі **ГРМ** розміщені на вертикальній щоглі на висотах h, 2h, 3h. Висота h вибирається так, щоб перший мінімум інтерференційної діаграми направленості антени, розташованої на висоті 2h, знаходився під кутом глісади. Так як висоти підвісу антен досить великі в порівнянні з довжиною хвилі, щоб забезпечити потрібний характер зміни РГМ в ближній зоні, антени повинні бути зміщені у бік **ЗПС** таким чином, щоб лінія їх розміщення мала вигляд дуги радіусу **R** в площині, перпендикулярної до осі **ЗПС** (рис. 9.25). У **«вузькому»** каналі радіомаяк формує у вертикальній площині дві діаграми направленості: **НБЧ ВК** та **БЧ ВК**.

В результаті складання полів двох антен виходить результуюча діаграма направленості **НБЧ ВК** (рис. 9. 26).

Сигналом **БЧ ВК перша та третя** антени запитуються синфазно між собою та протифазно щодо другої антени. В результаті складання полів **всіх трьох антен** виходить результуюча діаграма направленості **БЧ ВК** (рис. 9.27).



Рис. 9.25. Розміщення глісадного радіомаяка



Рис. 9.26. Результуюча діаграма направленості НБЧ ВК

У «широкому» каналі перша і третя антени збуджуються синфазно сигналом **НБЧ ШК** (модуляція несучої широкого каналу сигналами частот **90** і **150** Гц з перевищенням 150 Гц на 30 %).



Рис. 9.27. Результуюча діаграма направленості БЧ ВК

В результаті складання полів двох антен виходить результуюча діаграма направленості **НБЧ ШК** (рис. 9.28).

На лінії глісади (зона дії вузького каналу) глибини модуляції несучої частотами 90 Гц і 150 Гц однакові. В області простору вище глісади сигнал «широкого» каналу придушується набагато сильнішим сигналом «вузького» каналу. Під малими кутами до горизонту переважаючим є сигнал «широкого» каналу і видається інформація тільки про сторону відхилення.



Рис. 9.28. Результуюча діаграма направленості НБЧ ШК

Результат спільної роботи вузького і широкого каналів показано на рис. 9.29.



Рис. 9.29. Принцип спільної роботи «вузького» та «широкого» каналів глісадного радіомаяка

9.3. Імпульсний та доплерівський методи курсо-глісадних систем посадки

9.3.1. Імпульсний метод виміру кутового положення

За таким методом здійснюється вимірювання кутового положення літака в мікрохвильових системах посадки MLS (*Microwave Landing System*) зі скануючим променем і відліком часу.

Передавачі курсових і глісадних радіомаяків MLS випромінюють коливання НВЧ діапазону. немодульовані Для огляду простору (в межах $\pm 60^{\circ}$) використовують горизонтальній площині, наприклад. В електронне ступеневе сканування з гостронаправленим випромінюванням, яке формується за допомогою фазованої антенної решітки (ФАР) (рис. 9.30).

Інформація про кутове положення літака в межах робочого сектора радіомаяків MLS кодується величиною часового інтервалу між імпульсами прямого і зворотного ходу променя, величина якого є лінійною функцією вимірюваного пеленга.

Послідовність імпульсів, що формуються на вході бортового приймача MLS під час прямого і зворотного сканування променя при різних кутових положеннях літака стандартизована (рис. 9.31).



Рис. 9.30. Принцип дії системи посади зі скануючим променем і відліком часу



Рис. 9.31. Часова діаграма дії системи посади зі скануючим променем і відліком часу

Часовий інтервал t_1 між імпульсами прямого і зворотного ходу променя («П»-«З»), відповідний кутовому положенню θ_1 літака 1, більше часового інтервалу t_2 , відповідного кутовому положенню θ_2 літака 2, тому що $\theta_1 > \theta_2$.

Інформація про вимірюваний кут може бути знайдена як лінійна функція різниці часових інтервалів, один з яких відповідає часовому зсуву між прямим і зворотним ходом променя, що змінюється, а інший t_0 – відповідає нульовому азимуту літака $\theta = 0$ – положенню літака точно на поздовжньої осі ЗПС.

Формула, що зв'язує поточне значення азимута і часові інтервали порівнюваних сигналів, що вимірюються на борту літака, має вигляд

$$\theta_{\rm T} = (t_i - t_0)/k, \tag{9.8}$$

де $k = 2/\Omega$ – масштабний коефіцієнт перетворення часових вимірів в кутові, який визначається величиною кутової швидкості сканування променя Ω ; t_i – часовий інтервал між імпульсами прямого і зворотного ходу променя.

Формат сигналів при кутових вимірах синхронізується відносно початкового часу, що задається від високостабільного генератора. При цьому велика увага приділяється симетричності кутового формату сигналів, тобто установці середнього часу $t_c = 8,4$ мс, відносно якого симетрично розташовуються часові інтервали, що відповідають прямому і зворотному переміщенню променя в межах робочої зони випромінювання радіомаяка (± 60°).

При опроміненні антени бортового приймача-індикатора MLS скануючим променем на його вході з'являються імпульси, тривалість яких

$$\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{A}} / \boldsymbol{\Omega}, \tag{9.9}$$

де θ_A – кут розкриття ДНА випромінювання.

У бортовому приймачу-індикаторі дискретним методом автоматично вимірюється часовий інтервал між центроїдами двох імпульсів «Прямого – П» і «Зворотного – З», тобто між точками, розташованими на осі симетрії імпульсів, шляхом підрахунку імпульсів, що приходять з частотою F_0 (рис. 9.32).



Рис. 9.32. Дискретний метод вимірювання часового інтервалу

9.3.2. Доплерівський метод виміру кутового положення

Для визначення кутового положення літака у системи посадки може використовуватися частотний метод кутометрії, що ґрунтується на вимірюванні доплерівського зсуву частоти пропорційного курсу, що виникає в точці прийому внаслідок переміщення випромінюючої антени. Такий метод точніше можна назвати частотно-фазовим. У глісадному радіомаяку системи DMLS (Doppler Microwave Landing System) є дві випромінюючі антени (рис. 9.33, a), одна з яких нерухома A_1 , а інша A_2 рухається у вертикальному напрямку поступально зі швидкістю V.

Замість механічного руху антени використовується послідовне збудження ряду випромінювачів, рівномірно зміщених в просторі, тобто утворюють антенну решітку і підключають її через електронний комутатор K до передавача глісадного радіомаяка ГРМ. Сигнали, що приймаються на літаку, в результаті переміщення антени A_2 і літака зсунуті за частотою.

Доплерівський зсув на площині, що перпендикулярна до бази *h* рухомої антени і проведена через її середину, дорівнює нулю.

Так як сигнал, що випромінюється нерухомою антеною A_1 використовується на борту літака в якості опорного, складові доплерівського спектра, що виникають із-за переміщення літака, компенсуються.



Рис. 9.33. Принцип доплерівського методу виміру кутового положення

Для виключення багатозначності вимірювань доплерівських зсувів частота нерухомого випромінювача зміщується щодо рухомого на величину *F*₀.

Нерухома антена випромінює немодульовані безперервні коливання

$$e_{A1} = E_{m1} \sin \omega_0 t, \qquad (9.10)$$

де $\omega_0 = \omega - \Omega_0$ – частота коливань сигналу, що випромінюється антеною A_1 , а ω – частота коливань, що випромінюється антеною A_2 .

Коливання, що випромінюються рухомою антеною, в точці прийому мають фазовий зсув відносно опорних коливань

$$\varphi_{A_2} = \omega t + 2\pi h(t)\lambda^{-1}\sin\beta, \qquad (9.11)$$

де функція h(t) відображає динаміку зміни відстані (висоти) між рухомою і нерухомою антеною. Тому коливання, які випромінюються антеною A_2 , в точці прийому мають вигляд

$$e_{A_2} = E_{m2} \sin[\omega_0 t + 2\pi h(t)\lambda^{-1}\sin\beta].$$
(9.12)

З урахуванням доплерівського зсуву частота цих коливань дорівнює

$$\omega + \Omega_{\mu} = \frac{d\varphi_{A2}}{dt} = \omega + \frac{2\pi}{\lambda} \sin\beta \frac{dh(t)}{dt}, \qquad (9.13)$$

звідки

$$\Omega_{\rm g} = 2\pi V \sin\beta / \lambda, \qquad (9.14)$$

де V = dh(t)/dt – швидкість руху антени.

Отже, на виході бортового приймача DMLS виділяється частота биття

$$F_{\bar{\alpha}} = F_0 + 2\pi V \sin\beta / \lambda. \tag{9.15}$$

Антенна решітка випромінювачів (A₂) комутується таким чином, що моделюється рух випромінювача в обох напрямках (вгору і вниз).

Для того, щоб знак доплерівського зсуву частоти Ω_{Λ} при цьому не змінювався, одночасно з перемиканням напрямку руху зсувається частота нерухомого випромінювача A_1 в негативну сторону відносно частоті рухомого випромінювача.

Вимірюючи величину доплерівського зсуву частоти $\Omega_{d} = 2\pi V \sin\beta / \lambda$ на виході приймача, можна визначити поточне значення шуканого курсу (в даному випадку кута місця β), тобто

$$\beta = \arcsin\left(\frac{\lambda\Omega_{\pi}}{2\pi V}\right). \tag{9.16}$$

Перевагою розглянутого кутомірного радіомаяка є можливість ефективного придушення сигналів, відбитих від землі і місцевих предметів.

Дійсно, як видно з рис. 9.33, δ , відбиті сигнали дадуть на виході бортового приймача різні доплерівські зсуви частоти в порівнянні з прямим сигналом (так як кут β для них різний). Це дозволяє відокремити на літаку прямий сигнал від відбитих, а отже, підвищити стійкість і точність вимірювання глісадного каналу.

Література до розділу 9: [5], [13–17].

Контрольні запитання

- 1. Поясніть призначення інструментальних систем посадки.
- 2. Назвіть категорія посадки і їх класифікацію.
- 3. Поясніть принцип формування посадкової лінії в системах посадки.
- 4. Який метод формування лінії глісади застосовується в системі посадки ILS фазовий, амплітудний, частотний або часовий?
- 5. Який принцип закладено в формування лінії курсу і глісади в системі ILS?
- 6. Якими частотами і яким методом здійснюється модуляція сигналів в системі ILS?
- 7. Пояснить призначення курсового радіомаяка, формування діаграми направленості.
- 8. Пояснить призначення глісадного радіомаяка, формування діаграми направленості.
- 9. Як приймаються і оброблюються сигнали курсо-глісадної системи у бортовому приймачу?
- 10. Як пілот на етапі посадки орієнтується за даними інструментальної системи посадки?
- 11. Як формується лінія посадки при використанні частотного методу?
- 12. Як формується лінія посадки при використанні часового методу?

Розділ 10. Супутникова радіонавігація

10.1. Супутникові методи радіонавігації

10.1.1. Роль супутникових систем в сучасній навігації

Супутниковими радіонавігаційними системами (СРНС) називаються радіонавігаційні системи, у яких радіонавігаційні точки (позиції) розташовані на штучних супутниках Землі (ШСЗ). Визначення навігаційних параметрів з використанням СРНС проводиться шляхом визначення положення і швидкості переміщення об'єкта відносно кількох ШСЗ при відомому положенні і швидкості переміщення цих супутників відносно Землі.

СРНС мають ряд переваг перед традиційними РНС:

- висока точність визначення координат;

- створення глобальної, що охоплює всю земну кулю, зони дії при використанні досить простих антенних пристроїв як на супутнику, так і на об'єкті;

- використання найбільш завадостійких діапазонів радіохвиль і передача сигналів з найменшими спотвореннями при знаходженні супутника в межах прямої видимості;

- практично необмежена пропускна здатність СНС;

- відносна простота і дешевизна бортового обладнання СНС на об'єкті, обумовлена відсутністю передавача і сучасними технологіями обробки сигналів;

- можливість при подальшому розвитку СНС комплексного використання СНС для вирішення завдань навігації, зв'язку і спостереження.

При використанні СРНС для забезпечення повітряного руху найбільш важливими є:

- підвищення рівня безпеки польотів;

- підвищення точності навігації, особливо в районах зі слаборозвиненою структурою наземних радіонавігаційних систем і над водними просторами;

- зменшення інтервалів ешелонування літаків і збільшення пропускної спроможності повітряного простору;

- випрямлення повітряних трас.

До характеристик СНС відносяться таки показники.

Точність – характеризується величиною можливої похибки, що відповідає P = 0,95.

Цілісність – характеризує здатність системи видавати користувачу своєчасне попередження в тих випадках, коли система не може забезпечити точність, необхідну в даному регіоні або на даному етапі польоту.

Безперервність обслуговування – характеризує здатність СНС обслуговувати споживачів протягом заданого інтервалу часу без відмов і перерв.

Експлуатаційна готовність – це здатність СНС забезпечити рішення навігаційних задач в заданий момент часу.

10.1.2. Глобальні навігаційні супутникові системи GNSS

Під глобальною навігаційною супутниковою системою GNSS (Global Navigation Satellite System) розуміється глобальна система позиціонування і часу, що включає в себе одне або кілька сузір'їв супутників (зараз це GPS (Global Positioning System (США)), ГЛОНАСС (ГЛобальна Навігаційна Супутникова Система (Росія)), Galileo (Європейський союз), BeiDou (Китай)), бортові приймачі і систему контролю цілісності, а при необхідності функціональні доповнення для виконання певних вимог.

Період обертання супутників і нахил площин орбіт до екватора в ГЛОНАСС дорівнює відповідно 11 год 16 хв і 64,8°, а в NAVSTAR (*NAVigation Satellite providing Time And Range*) – 11 год 58 хв і 55°. Орбіти практично кругові. Швидкість переміщення супутників уздовж орбіти близько 3,9 км/с. Середня висота над Землею супутників ГЛОНАСС близько 19150 км, а супутників NAVSTAR – близько 20200 км. На кожному супутнику встановлені сонячні батареї живлення, двигуни коректування орбіт, кілька дорогих атомних еталонів частоти - часу, апаратура для прийому і передачі радіосигналів, бортові комп'ютери. В ГЛОНАСС до того ж супутники обладнані відбивачами, а наземні станції стеження – лазерними далекомірами.

GNSS забезпечує навігаційне обслуговування у всіх регіонах земної кулі, включаючи океанічні райони, маршрути і райони аеродромів, і на всіх етапах польоту, включаючи захід на посадку аж до ІІІ категорії.

В даний час вимоги до якості навігації літаків пред'являються на основі концепції PBN (*Performance Based Navigation* – Навігація, заснована на характеристиках). В рамках цієї концепції розглядається застосування різних навігаційних засобів, але в якості основного – саме СНС, оскільки тільки вони здатні забезпечити високі вимоги до точності, що пред'являються на деяких етапах польоту.

Глобальний аеронавігаційний план стосовно систем CNS/ATM (зв'язок, навігація і спостереження/організація повітряного руху) визначає GNSS як ключовий елемент, а також як основу, на якої держави можуть надавати покращене аеронавігаційного обслуговування і впроваджувати процедури зональної навігації.

В системі CNS/ATM супутникова навігація має такі складові.

1. Супутникові навігаційні приймачі, що встановлюються на борту повітряного судна.

2. Супутникові системи функціонального доповнення наземного і космічного базування.

3. Радіоканали передачі даних між бортовими навігаційними приймачами і функціональними доповненнями.

Використання вказаних апаратурних засобів дозволяє реалізувати таки основні навігаційні функції:

1. Навігація на маршруті.

2. Посадка повітряного судна.

3. Спостереження за льотним полем.

GNSS використовується для забезпечення польотів за методом зональної навігації на маршруті, при виконанні схем стандартного вильоту за приладами (SID), схем стандартного підходу за приладами (STAR), неточного заходу на посадку (NPA) і точного заходу на посадку.

Роль СНС в системі CNS/ATM полягає не тільки в навігації, але і в поєднанні з системами передачі даних «повітря-земля». СНС дозволяє здійснювати автоматичне залежне спостереження в будь-якому районі повітряного простору. Автоматичне залежне спостереження ADS (Automatic Dependent Surveillance) – це метод спостереження, відповідно до якого повітряні судна автоматично надають за лінією передачі даних інформацію, віл навігаційних отриману бортових систем систем визначення i місцезнаходження, включаючи розпізнавальний індекс повітряного судна, дані про його місцезнаходження в чотирьох вимірах і, при необхідності, інші дані. Це означає, що інформація, отримана на борту ПС за допомогою СНС, може автоматично передаватися на землю. Таким чином, диспетчер безперервно матиме інформацію про точне місцезнаходження кожного ПС.

Переваги використання GNSS в рамках CNS/ATM обумовлені тим, що вона забезпечує:

- високоцілісне, високонадійне, всепогодне навігаційне обслуговування на глобальній основі;

- підвищену точність визначення місцезнаходження при чотиривимірній навігації;

- економію коштів за рахунок зняття з експлуатації застарілих наземних радіонавігаційних систем;

- більш ефективне використання аеропортів і ЗПС;

- забезпечення поліпшених можливостей заходу на посадку;

- зменшення навантаження на пілота;

- можливість зменшення впливу на навколишнє середовище при виборі гнучких маршрутів.

Принцип дії СРНС полягає в тому, що навігаційні супутники випромінюють спеціальні електромагнітні сигнали. Апаратура споживачів, розташована на об'єктах, що знаходяться на поверхні Землі або в навколоземному просторі, приймає інформацію, закладену в ці сигнали, вимірює відстані до супутників, доплерівську частоту та час і після спеціальної обробки видає дані про місцезнаходження, швидкість об'єкту і час. СРНС можна розглядати як високотехнологічну інформаційну систему, що складається з п'яти основних сегментів (рис. 10.1):

- 1. Космічний сегмент.
- 2. Наземний керуючий сегмент.
- 3. Сегмент користувачів.
- 4. Сегмент наземних функціональних доповнень.
- 5. Сегмент космічних функціональних доповнень.



Рис. 10.1. Основні сегменти супутникової навігаційної системи

Космічний сегмент являє собою системи навігаційних і геостаціонарних супутників, що обертаються за еліптичними орбітами навколо Землі. На кожній орбіті перебувають кілька супутників. Навігаційний супутник має на борту радіоелектронну апаратуру і безперервно випромінює в напрямку Землі шумоподібні радіосигнали, що містять інформацію, необхідну для проведення навігаційних визначень за допомогою апаратури споживача. Завдяки достатній кількості навігаційних супутників і спеціальним параметрам радіосигналів апаратура споживача може в будь-який час, за будь-яких погодних умов приймати випроменені супутниками сигнали і визначати місцезнаходження, швидкість і час.

Космічний сегмент GPS і ГЛОНАСС складається з 24 супутників: робочих (21) і резервних (3), розташованих таким чином, що з будь-якої точки Землі забезпечується постійне спостереження одночасно 5...9 супутників з кутом піднесення над горизонтом більш 15° . При цьому кожен супутник знаходиться в полі спостереження до 5 годин. В системі GPS супутники рівномірно розподілені на 6 орбітах, площини яких нахилені під кутом 55° до площини екватора, і на кожній орбіті знаходиться 4 супутника. Орбіти рознесені вздовж екватора з інтервалом 60° . У системі ГЛОНАСС супутники розташовані на трьох орбітах, кут нахилу яких $64,8^{\circ}$, на кожній орбіті знаходиться вісім супутників. Орбіти рознесені вздовж екватора з інтервалом 120° .

У 1999 році Європейським співтовариством було прийнято рішення про створення навігаційної супутникової глобальної системи «Galileo». Космічний сегмент системи буде складатися з 32 супутників, три з яких є резервними. Супутники розташовуються на трьох орбітах заввишки близько 23600 км, з нахилом до екватора близько 55°. Крім середньоорбітальних супутників також передбачається дев'ять геостаціонарних супутників. Система розробляється в інтересах цивільних користувачів, вона доповнить GNSS і буде мати ряд відмінностей і переваг у порівнянні з GPS. Проектована точність визначення місцезнаходження в горизонтальній площині не більше 10 м, у вертикальній площині не більше 4 м (при гарантованій ймовірності 95 %). З урахуванням локальних доповнень запланована точність визначення місцезнаходження не гірше 0,5 м.

Наземний керуючий сегмент включає в себе: центр управління космічним сегментом, станції стеження за навігаційними супутниками (радіолокаційні та оптичні), апаратуру контролю стану навігаційних супутників. Керуючий сегмент вирішує завдання визначення, прогнозування та уточнення параметрів руху супутників, формування та передачі в бортову апаратуру супутників цифрової інформації, а також ряд контрольних і профілактичних функцій.

Сегмент управління GPS складається з контрольних станцій і наземних антен, які обслуговують лінію зв'язку «вгору». Для стеження за всіма видимими супутниками і накопичення даних про відстані, отримані за сигналами супутників, на контрольних станціях використовуються приймачі GPS. Інформація від контрольних станцій обробляється на головній станції управління, де визначається стан еталонів часу (годинників) супутників, стан і характеристики орбіт, а також оновлюється навігаційна інформація кожного супутника. Ця інформація від головної станції управління через наземні антени передається на супутники.

Сегмент управління ГЛОНАСС складається з головної станції управління, а також контролюючих та завантажувальних станцій і здійснює контроль за супутниками, виконує керуючі функції і визначає навігаційні дані, якими модулюються закодовані супутникові навігаційні сигнали. Дані про результати вимірювань, виконані на контролюючих станціях, обробляються на головній станції управління і використовуються для обчислення навігаційних даних, які передаються на супутники через завантажувальні станції.

Синхронізація еталонів часу на супутниках забезпечується головною станцією управління шляхом передачі параметрів корекції годинників.

Сегмент користувачів потенційно може складатися з необмеженої кількості супутникових навігаційних приймачів, які приймають сигнали навігаційних супутників і проводять розрахунки поточного місцезнаходження, швидкості і часу з похибками, які визначаються СРНС і апаратурою споживача.

Сегмент користувачів складається з антен і приймачів-процесорів, які здійснюють прийом сигналів і навігаційні розрахунки для отримання інформації про місцезнаходження і точний час.

Сегменти наземних і космічних функціональних доповнень представляють собою апаратно-програмні комплекси, призначені для забезпечення точності навігаційних визначень, цілісності, безперервності, доступності та експлуатаційної готовності системи у вигляді бортової системи функціонального доповнення ABAS (*Aircraft-based augmentation system*), а також супутникової системи функціонального доповнення SBAS (*Satellite-Based Augmentation System*), наземної системи функціонального доповнення GBAS (*Ground-based Augmentation System*) і наземної регіональної системи функціонального доповнення GRAS (*Ground-based Regional Augmentation System*).

ABAS являють собою сукупність алгоритмів роботи приймача, що забезпечують моніторинг цілісності (*AIM, autonomous integrity monitoring*). Існує два види такого моніторингу – RAIM і AAIM. Обидва засновані на

використанні надлишкової навігаційної інформації.

SBAS системи включають в себе наземні опорні станції, що приймають сигнали від супутників, основні станції, які обробляють інформацію і розраховують поправки, а також передавальні станції, які передають поправки і іншу необхідну інформацію на геостаціонарні супутники. Бортові приймачі на ПС прямо зі супутника приймають поправки для того регіону, де вони знаходяться, враховують їх і тим самим підвищують точність визначення свого місцезнаходження і цілісність.

GBAS системи передають поправки і іншу інформацію від наземних станцій безпосередньо на борт ПС в УКХ діапазоні, використовуючи лінію цифрової передачі даних VDB (*VHF Data Broadcast*).

Основні характеристики	ГЛОНАСС	GPS	
Супутники	24 супутника (8 супутників	24 супутника (4 супутника	
	× 3 орбіти)	× 6 орбіти)	
Висота, км	19100	20200	
Період	11 годин 15 хвилин	11 годин 56 хвилин	
Нахил	64,8 градусів	55 градусів	
Термін служби супутника	Не менш 5 років	7,5 років	
Наземні станції:			
 головна станція 	1	1	3 наземні
управління			антени лінії
 загрузочні станції 	4	-	зв'язку «до
- лазерні станції стеження	1	-	гори»
 контрольні станції 	2	5	
Радіочастотний сигнал	Рознесення несучих 0,5625		
Код С/А і Р	МГц починаючи з каналу 1	1575,42 МГц (<i>L</i> 1)	
	на частоті 1602,5625 МІ ц		
ширина полоси частот	(1602,56251615,5)+0,5		
D	МІЦ(L1)		
Визначення			
місцеположення:	50 70	1.0	0
в горизонтальни площини	50/0 M	100 M	
	(имовірність 99,7 %)	(имовірність 95 % $)$	
по вертикалі	/0 м (имовірність 99, / %)	<u>ЗОО М (Р=99,99 %) 156 М</u>	
Швидкість	15 cm/c	He >	2 M/C
11	(имовірність 99, / %)	2.40	<u></u>
Yac .	Імкс	340 HC	
Зона дії	Глобальна	1 лобальна	
Кількість користувачів	Не обмежено	Не обмежено	
одночасно			
Система координат	Параметри Землі 1990 ПЕ-90,	Всесвітня геодезична система	
	нерухома, з початком у	1984 WGS-84, нерухома, з	
	центрі Землі	початком у цен	нтрі Землі

Порівняльні характеристики СРНС

10.1.3. Рух навігаційних супутників

Незбурений рух навігаційних супутників в поле тяжіння Землі також, як і рух планет, підпорядковується законам механіки.

У першому наближенні можна вважати, що траєкторія руху ШСЗ являє собою нерухому відносно віддалених зірок плоску еліптичну орбіту (рис. 10.2), один з фокусів якої збігається з центром мас Землі. Параметрами такої орбіти є величини великої a і малої b півосей. Замість цих параметрів розміри і форму еліпса можна характеризувати рівноцінної їм іншою парою величин: довжиною великої півосі a і ексцентриситетом

$$e = \sqrt{a^2 - b^2} / a. \tag{10.1}$$

Положення супутника на орбіті характеризується довжиною *радіус*вектора r і істинною аномалією 9. Рівняння еліпса в полярних координатах має вигляд

$$r = \frac{a(1-e^2)}{1+e\cos\vartheta}$$

Точка *П* орбіти з найменшим видаленням ШСЗ від фокуса називається перигеєм, а точка *А* орбіти, що найбільш віддалена від фокусу, називається апогеєм орбіти. Період обертання ШСЗ визначається довжиною великий півосі.



Рис. 10.2. Еліптична орбіта руху супутника

орбіти відносно Землі Просторове положення розглядається В нерухомій віддалених зірок) прямокутній (відносно геоцентричній екваторіальній системі координат Охуг, площина хОу якої поєднана з площиною екватора, а вісь х спрямована в точку весняного рівнодення у (рис. 10.3). Площина орбіти становить з площиною екватора кут β, званий нахиленням орбіти. Лінія перетину цих площин називається лінією вузлів. Точка перетину площини орбіти з екватором, в якій супутник переходить з південної півкулі в північну, називається *висхідним вузлом* Ω.

Положення висхідного вузла в просторі, що характеризується кутом між ліній вузлів і віссю Ох, називається *довготою висхідного вузла* і позначається тим же знаком Ω , що і сам вузол. Так як вісь Ох поєднана з точкою весняного рівнодення, то довгота висхідного вузла дорівнює його *прямому сходженню*.

Отже, просторова орієнтація площини орбіти визначається кутом нахилу орбіти β та довготою висхідного вузла Ω . Орієнтація великої осі еліпса в просторі визначається кутом ω - аргументом перигею, що представляє собою кут між висхідним вузлом і перигеєм. Положення супутника, що розташований в точці C орбіти, відносно великої осі характеризується істинною аномалією 9. Кут *и* дорівнює сумі аргументу перигею ω і істинної аномалії 9.



Рис. 10.3. Просторове положення орбіти відносно Землі

Система параметрів, що включає велику піввісь, ексцентриситет, нахил орбіти, довготу висхідного вузла, аргумент перигею і час проходження ШСЗ через перигей, називається *системою кеплерових елементів орбіти*. Ці елементи визначають закон руху ШСЗ. Цей закон може задаватися і за допомогою інших величин, наприклад прямокутними координатами ШСЗ x_{co} , y_{co} , z_{co} і їх похідними x'_{co} , y'_{co} , z'_{co} , що відносяться до деякого певного моменту часу t_0 . Прямокутні координати ШСЗ і відповідні складові швидкості можуть розглядатися в якості початкових умов руху ШСЗ. Інтегруючи рівняння руху при цих початкових умовах і відомих силах, що діють на ШСЗ, можна встановити закон руху супутника в будь-який наступний момент часу, тобто визначити його координати x_c , y'_c , z'_c для будь-якого заданого моменту часу.

Швидкість руху ШСЗ є функцією висоти і істинної аномалії 9. Вона максимальна в перигеї і мінімальна в апогеї. Для кругової орбіти вона постійна і виражається формулою

$$V_S = \sqrt{\frac{\mu}{r}} = \sqrt{\frac{\mu}{R_3 + H_S}},$$

де R_3 – радіус Землі; H_8 – висота ШСЗ; $\mu = 3,986 \cdot 10^5 \text{ км}^3/\text{c}^2$ – геоцентрична гравітаційна стала Землі.

З формули випливає, що на висоті 300 км швидкість ШСЗ близька до 8 км/с і зменшується в міру підйому над Землею. Якщо ШСЗ рухається по круговій орбіті на висоті 35 810 км в напрямку обертання Землі, то його швидкість виявляється такою, що при нахилі орбіти $\beta = 0^{\circ}$ супутник «зависає» над певною точкою екватора. Кутова швидкість руху такого ШСЗ виявляється рівною кутової швидкості обертання Землі. Супутники, які обертаються по орбітах, період яких дорівнює зоряним добам, називаються добовими або синхронними, а при $\beta = 0^{\circ}$ – стаціонарними.

Система рівнянь, що описує просторову траєкторію незбуреного руху НШСЗ (при відомих початкових значеннях), представляється наступними диференціальними рівняннями:

$$\ddot{X} = -\frac{\mu}{r^3}X; \quad \ddot{Y} = -\frac{\mu}{r^3}Y; \quad \ddot{Z} = -\frac{\mu}{r^3}Z,$$
 (10.2)

де *X*, *Y*, *Z* – поточні координати НШСЗ; $\ddot{X}, \ddot{Y}, \ddot{Z}$ – їх прискорення; $r = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}$ – радіус-вектор; $\mu = 3,986 \cdot 10^5$ км³/с² – геоцентрична гравітаційна стала Землі.

Розв'язавши відповідні рівняння незбуреного НШСЗ, можна визначити просторове положення площини НШСЗ, положення і форму орбіти, місцезнаходження НШСЗ на ній. Положення орбітальної площині щодо екваторіальній площині ХОҰ зручно характеризувати за допомогою двох орбітальних елементів – довготи висхідного вузла Ω і нахилення β орбіти. При $\beta = 90^{\circ}$ орбіта називається полярною (як, наприклад, в СРНС «Транзит»); при $\beta \approx 90^{\circ}$ – приполярною (в СРНС "Цикада" $\beta = 83^{\circ}$); при $\beta = 0^{\circ}$ – екваторіальною (у геостаціонарних НШСЗ СРНС NAVSAT, GEOSTAR і т.д.); при $0^{\circ} < \beta < 90^{\circ}$ – похилою (в СРНС «ГЛОНАСС» $\beta = 65^{\circ}$, в СРНС «NAVSTAR» $\beta = 55^{\circ}$).

10.1.4. Системи координат супутникової навігації

Для визначення положення об'єктів і траєкторій їх руху при польоті на будь-яких відстанях поблизу земної поверхні і в навколоземному просторі використовується геоцентрична координатна система у трьох її варіантах: географічна, геосферична та ортодромічна. Вони розглядалися раніше в п.1.1.2.

В просторової еліпсоїдальної системі координат (рис. 10.5) додатково до широти та довготи визначається висота об'єкта над еліпсоїдом h. Будь-яка точка в просторі задається координатами φ , λ , h і формою еліпсоїда (a, f). Висота h над еліпсоїдом вимірюється уздовж нормалі до його поверхні.



Рис. 10.5. Просторова еліпсоїдна система координат

В супутниковій навігаційній апаратурі споживача при вирішенні задач визначення видимих супутників і виборі оптимального сузір'я супутників застосовується топоцентрична система координат (рис. 10.6).



Рис. 10.6. Топоцентрична система координат

У топоцентричної системи координат:

- початок координат – точка положення споживача (*P*);

- вісь *Z_T* проходить через початок координат перпендикулярно місцевому горизонту спостерігача (місцевий зеніт);

- вісь *S*_T лежить в площині місцевого горизонту і спрямована на південь;

- вісь Е_т лежить в площині місцевого горизонту і спрямована на схід.

Місцевий горизонт – це площина, дотична до еліпсоїда в точці розташування спостерігача (площина, в якій лежать осі *S_T*, *E_T* і точка *P*).

Системи координат в супутникових радіонавігаційних технологіях.

Основним завданням технології супутникової радіонавігації є визначення координат, швидкості і прискорення об'єктів на поверхні Землі і в навколоземному просторі в заданий момент часу. Для визначення положення об'єкта в просторі потрібно задати систему координат (початок, опорні напрямки, основні площині) і час.

У СРНС використовуються відносні геоцентричні системи координат WGS-84 і ПЗ-90, інерційна (абсолютна, нерухома) геоцентрична система координат, топоцентрична система координат, географічна і просторова еліпсоїдні системи координат.

Початки, опорні напрямки та основні площини систем координат пов'язані з уявними лініями і точками на поверхні Землі і небесній сфері. Початки координат можуть бути в центрі мас Землі, а також в будь-якій точці на поверхні Землі або в навколоземному просторі.

Опорні напрямки вибираються: на точки Півночі або Півдня і поєднуються з віссю обертання Землі; на точку весняного рівнодення γ ; на Грінвічський меридіан; на точки Північного і / або Південного полюса Землі.

За опорні площини приймають площину екватора, що проходить через центр мас Землі і нормаль до площини екватора, що збігається з віссю обертання Землі; площину Гринвічського меридіана; орбітальні площині навігаційних супутників; площині, перпендикулярні до нормалям відносно поверхні еліпсоїда, що апроксимує геоїд.

Відносна геоцентрична система координат WGS-84 (World Geodetic System, 1984) застосовується в супутниковій системі GPS, космічному та наземному функціональних доповнень SBAS і GBAS, її параметри використовуються в алгоритмах обробки інформації в супутникових навігаційних приймачах споживачів.

В системі координат WGS-84 початок та осі задаються наступним чином:

- початок координат – центр мас Землі;

- вісь Z спрямована в бік звичайного земного полюса (*CTP – Conventional Terrestrial Pole*), як це визначено Міжнародним бюро часу (*BIH – Bureau International de l'Heure*) на основі координат для пунктів BIH;

- вісь X спрямована в точку перетину вихідного меридіана WGS-84 і площині екватора, в якості вихідного меридіана приймається нульовий меридіан, визначений на основі координат для пунктів ВІН;

- вісь Y доповнює ортогональну правосторонню систему координат з початком в центрі мас Землі, тобто розташовану в площині екватора під кутом 90° на схід від осі X.

Система координат WGS-84, як глобальна опорна система, включає в себе модель Землі у вигляді набору параметрів.

Відносна геоцентрична система координат ПЗ-90 (Параметри Землі, 1990 р.) застосовується в супутниковій системі ГЛОНАСС, наземному функціональному доповненні GBAS, в супутникових навігаційних приймачах споживачів. Остання її версія ПЗ-90.02 незначно відрізняється від WGS-84.

Зв'язок між системами WGS-84 і ПЗ-90 встановлюється співвідношенням

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{WGS-84} = \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} mm & ez & -ey \\ -ez & mm & ex \\ ey & -ex & mm \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{PZ-90} + \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{PZ-90}, (10.3)$$

де ΔX , ΔY , ΔZ – зсув початку координат; *mm* – масштабний коефіцієнт; *ex, ey, ez* – кути обертання навколо осей (розмірність радіани).

Перехід від системи координат ПЗ-90 до WGS-84 виконується за виразом

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{PZ-90} = \frac{1}{(1+mm)} \begin{bmatrix} 1 & -ez1 & ey1 \\ ez1 & 1 & -ex1 \\ -ey1 & ex1 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix}_{WGS-84} - \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix}, \quad (10.4)$$

де
$$ex1 = \frac{ex}{1 + mm}$$
; $ey1 = \frac{ey}{1 + mm}$; $ez1 = \frac{ez}{1 + mm}$.

10.1.5. Зони видимості

Радіозв'язок між наземним і навколоземним спостерігачем ШСЗ може підтримуватися тільки в межах прямої видимості, тому вводяться поняття зон видимості наземного пункту, літального апарату та ШСЗ.

Зона видимості наземного пункту – це область місцезнаходження ШСЗ, в межах якої можна здійснити стійкий зв'язок між ШСЗ і наземним пунктом.

При визначенні розмірів зони видимості на практиці враховується та обставина, що стійкий радіозв'язок між ШСЗ і наземним спостерігачем підтримується лише при кутах місця ШСЗ, що перевищують деяку мінімальну величину δ (рис. 10.7, *a*).

Тому зона видимості наземного спостерігача визначається як область простору, укладеного в межах конуса, вершина якого розташовується в точці спостереження, вісь збігається з вертикаллю цієї точки, а утворююча розташована під кутом δ до горизонту (тобто під кутом 90°– δ до вертикалі).

Зазвичай це поняття звужується, так як практичний інтерес представляє визначення умов видимості ШСЗ, що обертаються на цілком певній висоті, і відображення цих умов на географічній карті.

Зона видимості ЛА визначається таким же чином, як і зона видимості наземного спостерігача, проте при цьому вважається допустимим припущення, що спостереження ШСЗ можливо при будь-яких кутах місця, починаючи з нуля (тобто в даному випадку приймається $\delta=0^{\circ}$). Кількісні співвідношення, що визначають розміри зон видимості, встановлюються застосовуючи теорему синусів

$$\frac{\sin S}{R_3} = \frac{\sin(\delta + 90^\circ)}{R_3 + H_S}.$$
 (10.5)

При цьому центральний кут, що визначає радіус зони видимості

$$\beta_3 = \arccos\left(\frac{R_3 \cos\delta}{R_3 + H_S}\right) - \delta.$$
(10.6)

Зона видимості ШСЗ – сукупність наземних або приземних точок, з яких ШСЗ, розташований на даній висоті над Землею, видно під кутами, що перевищують б (рис. 10.7, б).



Рис. 10.7. Зони видимості

10.1.6. Псевдодалекомірний метод вимірювання координат об'єктів

В супутникових радіонавігаційних системах для визначення місця положення об'єктів використовується псевдодалекомірний метод визначення координат.

Для визначення місця об'єкта звичайним далекомірним способом (наприклад, за двома радіомаяками DME) необхідно виміряти дальності до двох радіомаяків і побудувати лінії положення (лінії рівних відстаней) для цих двох навігаційних параметрів у вигляді кіл на карті. Точка перетину ліній положення і буде місцем об'єкта.

У СНС роль радіомаяків грають супутники. Але за допомогою СНС визначається не точка на земній поверхні, а просторове місце об'єкта (ПМ). Для його визначення необхідно виміряти вже не два, а три навігаційних параметра – дальності D_1 , D_2 і D_3 до трьох супутників.

Виміряна дальність до кожного супутника визначає поверхню положення у вигляді сфери з радіусом, рівним виміряної дальності.

Дальності D_1 і D_2 до двох супутників визначають дві поверхні положення, які перетинаються за окружністю. Поверхня положення, отримана за допомогою третього супутника у вигляді сфери з радіусом D_3 , перетинає цю окружність в двох точках M_1 і M_2 . В одній з цих двох точок і знаходиться об'єкт, оскільки тільки в цих точках дальності до всіх трьох супутників збігаються з виміряними значеннями (рис. 10.8).

У комп'ютери бортової апаратури закладено кілька алгоритмів, що дозволяють відрізнити правильне розташування від помилкового.



Рис. 10.8. Далекомірний метод визначення положення об'єкта в просторі

В існуючих GNSS застосовується **беззапитний** принцип визначення дальності. Бортові приймачі нічого не випромінюють, а тільки приймають сигнали зі супутників. А щоб дізнатися, скільки часу йшов сигнал від супутника до літака, потрібно точно знати, в який саме момент сигнал був випромінений. Порівнявши моменти випромінювання і прийому сигналу, можна визначити час його проходження, а, отже, і дальність до супутника:

$$D = ct, \tag{10.7}$$

де *с* – швидкість поширення радіосигналу (приблизно 300000 км/с); *t* – час проходження радіосигналу.

Сучасна техніка здатна створити дуже точні атомні годинники з нестабільністю ходу порядку 10^{-14} . Це означає, що у таких годинників похибка в одну секунду накопичиться лише за 10^{14} секунд, тобто більш ніж за три мільйони років. Але таки годинники громіздкі, важкі і дороги. Тому дуже точний годинник встановлюють тільки на супутниках. А в бортових приймачах використовують годинник з точністю в кілька тисяч разів гірше.

Якщо між шкалами часу супутникових і бортових годинників є зсув Δt , то виміряний час проходження сигналу буде визначено з похибкою на цю величину. Відповідно і похибка визначення дальності до супутника складе

$$\Delta D = c \,\Delta t. \tag{10.8}$$

Псевдодальність – це виміряна дальність, що включає в себе похибку за рахунок ходу годинника.

Ідея псевдодалекомірного способу полягає у використанні додатково ще одного супутника.

На площині цей супутник буде третім, а в просторі – четвертим.

Три лінії положення (позначені пунктиром) не перетнуться в одній точці, тому де реально знаходиться об'єкт залишається невідомим (рис. 10.9). Однак, легко зрозуміти, що величина ΔD однакова для всіх виміряних відстаней. Адже вона викликана загальною причиною – похибкою годинника Δt .

Тому бортовий приймач може змінити одночасно всі виміряні дальності на одну і ту ж величину і виконувати це до тих пір, поки неточні (пунктирні) лінії положення не зійдуться в одній точці. Зрозуміло, що зійдуться вони в точці фактичного місцезнаходження об'єкта. При цьому величина, на яку довелося змінити дальності, це і є ΔD . З її допомогою можна визначити також і похибку бортового годинника Δt . Таким чином, псевдодалекомірним способом можуть бути визначені не тільки координати об'єкта, а й більш точний час.



Рис. 10.9. Похибка визначення дальності до супутника

10.1.7. Загальні принципи функціонування СРНС

Супутникові навігаційні системи GNSS це автономні середньо орбітальні супутникові системи, що дозволяють з високою точністю визначати просторові координати рухомих і нерухомих об'єктів на поверхні Землі і в навколоземному просторі, а також здійснювати точну координацію часу.

Організація роботи супутникових радіонавігаціних систем є схожою. СРНС складаються з трьох основних сегментів (рис. 10.10):

- підсистеми космічних апаратів, тобто супутників;
- підсистеми контролю та управління, що включає в себе наземні станції;
- навігаційної апаратури споживачів, що включає бортові приймачі.



Рис. 10.10. Головні підсистеми СНС та їх взаємодія

До складу підсистеми контролю та управління входять центр управління та мережа станцій вимірювання, управління і контролю. Наземні станції вирішують такі основні завдання:

- визначення і прогнозування координат супутників (ефемерид) і параметрів їх орбіт;

- синхронізацію шкал часу кожного супутника з системним часом;

- передачу масиву службової інформації на супутники;

- контроль, діагностику стану і управління роботою бортових систем супутників.

10.1.7.1. Поширення ефемеридної інформації

Ефемеридами називаються наперед вирахувані значення координат і швидкості ШСЗ. При навігаційних визначеннях на борту об'єкта бажано мати всю необхідну ефемеридну інформацію без залучення засобів зв'язку з наземними центрами управління. Однак термін дії прогнозу обмежений, тому виявляється необхідною оперативна доставка на борт інформації про ефемериди, що відповідають часу вимірювань. В даний час ефемериди передаються за допомогою самого навігаційного ШСЗ, який виконує запам'ятовування ефемерид, що відпосяться до певних моментів часу, і їх видачу в період проведення навігаційних вимірювань.

10.1.7.2. Інформація, що передається зі супутника

Передана супутником інформація включає в себе дві складові:

- псевдовипадковий далекомірний код («відмітка дальності»), за допомогою якого вимірюється дальність до супутника;

- навігаційне повідомлення, що містить необхідну споживачеві інформацію.

Навігаційне повідомлення (його структура і склад дещо відрізняються для різних СРНС) включає в себе поточні координати супутника (ефемериди), дані про стан (справність) і елементи орбіт всіх супутників (так званий альманах), зсув шкал часу супутника від системного часу і системного часу від UTC, відміну випромінюваної частоти від номінальної і т. і.

Псевдовипадковий далекомірний код являє собою дуже довгу послідовність «імпульсів». Ця послідовність виглядає зовсім випадковою, але насправді формується за цілком певним законом. Цей закон і є кодом, без знання якого отримати інформацію зі супутника неможливо.

Навігаційна апаратура споживачів складається з навігаційних приймачів і обчислювальних пристроїв, призначених для обробки навігаційних сигналів. Цією апаратурою виконуються беззапитні вимірювання псевдодальностей і радіальних швидкостей супутників, а також розрахунки, необхідні для отримання навігаційної інформації користувачами.

10.1.7.3. Формування на супутнику послідовності імпульсів

Всі супутники в GNSS є рівноправними в своїй системі. Кожен супутник через передавальну антену випромінює кодований сигнал на двох несучих частотах (*L*1; *L*2), який може бути прийнятий відповідним приймачем користувача, що знаходиться в зоні дії супутника.

Структура випромінюваного супутником навігаційного сигналу досить складна. Випромінювання здійснюється у вигляді безперервного синусоїдального сигналу з частотою близько 1,6 ГГц. Корисна інформація накладається на це синусоїдальне коливання в цифровому (двійковому) вигляді шляхом інверсії (перевороту) його фази на 180°. Таким чином, сигнали, передані супутником, являють собою не імпульси, а безперервні коливання. Роль «імпульсів» грають інверсії фази цих коливань (рис. 10.11).

Принцип формування послідовності імпульсів можна пояснити на наступному спрощеному прикладі (рис. 10.12).


Рис. 10.11. Принцип кодування даних СНС

Нехай є шестизначний двійковий регістр (в GPS він 10-ти або 12-ти значний), в комірках якого знаходяться нулі або одиниці. Припустимо, що поточні значення 4-ої і 6-ої комірок підсумовуються за модулем 2 (тобто, 0 + 0 = 0, 0 + 1 = = 1, 1 + 1 = 0) і результат подається на вхід регістра, тобто займає першу комірку регістра. При цьому весь вміст регістра зсувається: зміст першої комірки переходить в другу, з другої в третю і т.д. І цей процес підсумовування і зсуву повторюється нескінченно.

Якщо прийняти, що, наприклад, зміст 5 комірки призначається в якості «виходу» регістра, то вона і формує псевдовипадкову послідовність, в якій одиниця відповідає наявності «імпульсу», а нуль – його відсутності. Тому послідовність імпульсів виглядає абсолютно безладної. Знати код – це значить знати початкове значення регістра і закон, за яким формуються його вхід і вихід.



Рис. 10.12. Принцип формування послідовності імпульсів СНС

Послідовність імпульсів, що випромінюється кожним супутником, є дуже довгою, але вона періодично повторюється.

Коди всіх супутників системи відомі приймачу бортового обладнання. У ньому також генерується код (послідовність імпульсів), ідентичний прийнятому зі супутника.

10.1.7.4. Процес отримання супутникової інформації

При включенні приймача він починає генерувати код, що відповідає першому за списком супутнику, і оцінює збіг «імпульсів», що генеруються, з «імпульсами» в прийнятому радіосигналі (рис. 10.13).

Послідовності імпульсів відразу не співпадуть, тому що вони зсунуті один щодо одного на величину *t*, що відповідає часу проходження сигналу від супутника до приймача. Якщо вони не співпали, то приймач зсуває за часом на невелику величину послідовність, що генерується, і знову намагається знайти збіг. Такі зсуви тривають, поки послідовності не співпадуть. Якщо ж вони так і не співпали, то це може означати, що супутник знаходиться поза межами видимості. Тоді приймач починає генерувати код наступного супутника, здійснює його зсув, і вся процедура повторюється. Цей процес може зайняти кілька хвилин.

Коли сигнал хоча б від одного супутника прийнятий, процес йде швидше. За величиною, на яку довелося зсунути послідовності, щоб вони співпали, визначається **псевдодальність**. Потім приймається навігаційне повідомлення, що містить **альманах** (параметри орбіт всіх супутників). За цими параметрами приймач вже може оцінити, які супутники знаходяться в межах видимості, і починає «ловити» цілеспрямовано саме їх сигнали. Після прийому сигналу від чотирьох супутників можна визначити просторове місцезнаходження літака і інші необхідні параметри.



Рис. 10.13. Визначення псевдовипадкової кодової послідовності

Потужність радіосигналу супутника дуже мала. Сигнали настільки слабкі, що просто губляться на тлі природного радіовипромінювання Землі, атмосферних завад і теплового шуму приймача.

Але оскільки псевдовипадкова кодова послідовність періодично повторюється, то за допомогою швидкодіючого комп'ютера виявляється можливим виконувати багаторазове порівняння прийнятих сигналів і виділяти

псевдовипадковий код на тлі природного радіошуму Землі. Щоб виділити його, бортовий приймач безперервно розраховує за складними математичними алгоритмами ступінь кореляції (ймовірнісного взаємозв'язку) послідовності, що генерується, і прийнятого сигналу. Коли ця кореляція при черговому зсуві досягає заданої величини, фіксується, що сигнал прийнятий.

В результаті приймач СНС може мати дуже маленьку антену, а в цілому апаратура споживача може мати порівняно невеликі габарити, вагу і відносно невисоку вартість. Це сприяє широкому масовому використанню СНС.

Одна з найважливіших причин застосування псевдовипадкового коду в СНС – це можливість використання всіма супутниками однієї і тієї ж несучої частоти в своїх передавачах. Але, так як кожен супутник передає властивий тільки йому код, приймач легко може відрізнити сигнали конкретного супутника, тому супутники не "забивають" один одного, працюючи на одній і тій же частоті. Крім того, застосування псевдовипадкового коду в СНС дозволяє власнику системи контролювати режим доступу до неї.

10.1.8. Кодування навігаційних повідомлень. Протокол NMEA

Інтерфейс обміну даними більшості GPS приймачів реалізований відповідно до NMEA (*National Marine Electronics Association*) специфікацією. Ці дані містять повні навігаційні вимірювання GPS приймача – позицію, швидкість і час.

Все NMEA повідомлення складаються з послідовного набору даних, розділених комами. Кожне окреме повідомлення не залежить від інших і є повністю «завершеним».

NMEA повідомлення включає заголовок, набір даних, представлених ASCII символами, і поле «чексума» для перевірки достовірності переданої інформації.

Заголовок стандартних NMEA повідомлень складається з 5 символів, з яких два перших визначають тип повідомлення, а решта три – його назву. Наприклад, всі GPS NMEA повідомлення мають префікс «GP». Повідомлення, які не описані в специфікації NMEA, але реалізовані в GPS приймачах відповідно до загальних правил, мають префікс «P», доповнений трьома символами, унікальними для кожної компанії. Наприклад, «власні» NMEA повідомлення Trimble мають префікс «PGPPADV» Кожне NMEA повідомлення починається з символу «\$», закінчується «\n» («новий рядок») і не може бути довшим 80 символів. Всі дані міститися в одному рядку і відокремлені один від одного комами.

Інформація представлена у вигляді ASCII тексту і не вимагає спеціального декодування. Якщо дані не вміщаються в 80 символів, то вони «розбиваються» на кілька NMEA повідомлень. Такий формат дозволяє не

обмежувати точність і кількість символів в окремих полях даних.

Наприклад, дрібна частина значення координат може бути представлена 3 або 4 знаками після коми, але це ніяк не повинно вплинути на роботу програмного забезпечення, яке виділяє потрібні дані з повідомлення за номером поля. В кінці кожного NMEA повідомлення міститься поле «чексума» (контрольна сума), відокремлене від даних символом «*».

Види та зміст NMEA повідомлень.

1. GGA – інформація про фіксоване рішення.

Найпопулярніше і найбільш використовуване NMEA повідомлення з інформацією про поточне фіксоване рішення – горизонтальні координати, значення висоти, кількість використовуваних супутників і тип рішення. Наприклад,

\$ GPGGA, 123519,4807.038, N, 01131.000, E, 1,08,0.9,545.4, M, 46.9, M ,, * 47 Tyt:

GGA – NMEA Заголовок

123519 – UTC час 12:35:19

4807.038, N – Широта, 48 градусів 7,038 хвилин північної широти

01131.000, Е – Довгота, 11 градусів 31,000 хвилин східної довготи

1 – тип рішення (для даного прикладу – це StandAlone), можливі варіанти:

- 0-немає рішення,
- 1 StandAlone,
- 2 DGPS,
- 3 PPS,
- 4 фіксований RTK,
- 5 не фіксований RTK,
- 6 використання даних інерційних систем,
- 7 ручний режим,
- 8 режим симуляції
- 08 кількість використовуваних супутників

0.9 – геометричний фактор, HDOP

545.4, М – висота над рівнем моря в метрах

46.9, М – висота геоїда над еліпсоїдом WGS 84

[порожнє поле] – час, що минув з моменту отримання останньої DGPS поправки. Заповнюється при активізації DGPS режиму

[порожнє поле] – ідентифікаційний номер базової станції. Заповнюється при активізації DGPS режиму.

2. RMC – рекомендований мінімальний набір GPS даних

Це NMEA повідомлення містить весь набір, так званих «PVT» даних. «PVT» – загальноприйняте скорочення від «position, velocity, time» (позиція, швидкість, час). Наприклад,

\$ GPRMC, 123519, A, 4807.038, N, 01131.000, E, 022.4, 084.4, 230394, 003.1, W*6A

RMC – NMEA заголовок

123419 – UTC час, 12:34:59

А – статус (А– активний, V– ігнорувати)

4807.038, N – Широта, 48 градусів 07,038 хвилин північної широти

01131.000, Е – Довгота, 11 градусів 31,000 хвилина східної довготи

022.4 – Швидкість, в вузлах

084.4 – Напрямок руху, в градусах

230394 – Дата, 23 березня 1994 року

003.1, W – Магнітні варіації

3. GLL – дані широти і довготи.

NMEA повідомлення зі значенням координат широти і довготи, і часу коли було обчислено це рішення.

\$ GPGLL, 4916.45, N, 12311.12, W, 225444, A,*31

GLL – NMEA заголовок

4916.46, N – широта, 49 градусів 16,45 хвилин північної широти

12311.12, W-довгота, 123 градуси 11,12 хвилин західної довготи

225444 – Час фіксації в шкалі часу UTC, 22:54:44

А – Тип даних, (А – активні, V – ігнорувати)

4. ВОД – Азимут на пункт призначення.

Це NMEA повідомлення вказує азимут на точку призначення в режимі навігації.

\$ GPBOD, 045., T, 023., M, DEST, START*01

BOD – NMEA заголовок

045., Т – дійсний напрямок на точку

023., М – магнітне напрямок на точку

DEST – ідентифікаційний номер кінцевої точки

START – ідентифікаційний номер початкової точки

5. RMB – рекомендований набір навігаційних GPS даних.

NMEA повідомлення містить рекомендований мінімальний набір даних для навігації «за маршрутом» або «на точку» в режимі «Goto».

\$ GPRMB, A, 0.66, L, 003,004,4917.24, N, 12309.57, W, 001.3,052.5,000.5, V*20

RMB – NMEA заголовок

А – Тип даних, (А – активні, V – ігнорувати)

0.66, L – відхилення від треку. Параметр визначено в морських милях. (L – влево, R– вправо)

003 – ідентифікаційний номер початкової точки

004 – ідентифікаційний номер кінцевої точки

4917.24, N – значення широти кінцевої точки, 49 градусів 17,24 хвилини північної широти

12309.57, W – значення довготи кінцевої точки, 123 градуси 09,57 хвилин західної довготи

001.3 - відстань до точки, в морських милях

052.5 – напрямок на точку

000.5 – швидкість, в вузлах

V – інформація про прибуття (А – прибуття, V – точка ще не досягнута).

10.2. Супутникові системи радіонавігації

Глобальна навігаційна супутникова система GNSS, як навігаційний елемент систем управління повітряним рухом CNS/ATM, включає в себе поєднання комбінацій наступних складових, розміщених на Землі, супутниках і на борту ЛА:

- супутникова радіонавігаційна система GPS;
- супутникова радіонавігаційна система ГЛОНАСС;
- супутникова радіонавігаційна система GALILEO;
- супутникова радіонавігаційна система BeiDou;
- бортова система функціонального доповнення (ABAS);
- супутникова система функціонального доповнення (SBAS);
- наземна система функціонального доповнення (GBAS);
- бортовий приймач GNSS.

Використання вказаних апаратурних засобів дозволяє реалізувати наступні навігаційні функції.

1. Навігація на маршруті.

2. Посадка повітряного судна за 1 категорією метеомінімума (в перспективі II і III кат).

3. Спостереження за льотним полем.

Конфі-			200TOONDOUUM					
гурація	GPS	ГЛОНАСС	ABAS	SBAS	GBAS	Бортовий	Застосування	
1	+	+	+			+	Навігація на маршруті	
2	+	+	+	+		+	Навігація на маршруті, захід на посадку	
3	+	+	+		+	+	Навігація на маршруті, точний захід на посадку за 1 категорією (в перспективі за 2 та 3 категоріями)	

Конфігурації навігаційної системи GNSS

Основні характеристики СРНС

Параметри	GPS	ГЛОНАСС			
Штатна кількість супутників	24	24			
Кількість орбітальних площин	6	3			
Висота орбіт, км	20200	19100			
Період обертання, год. хв.	11.56	11.15			
Нахил орбіт, град	55	64,8			
Несучі частоти (L1) МГц	1575,42	1602			
(L2) МГц	1227,60	1246			
Розділення сигналів	кодове	частотне			
Джерело живлення	Сонячна батарея і акумулятор				
Зона дії	Глобальна				
Число одночасних користувачів	Не об	бмежено			
Використовувана система координат	WGS-84	ПЗ-90.02			

10.2.1. Характеристика СРНС

Супутникова радіонвігаційна система Navstar GPS створена на замовлення міністерства оборони США такими фірмами як Rockwell International, Martin Marietta, IBM.

Підсистема управління включає в себе п'ять наземних станцій спостереження, одна з яких (м. Колорадо-Спрінгс, США), є головною, а також три станції введення даних. Станції розташовані рівномірно на земній кулі

поблизу екватора, щоб забезпечити найкращі умови для спостереження за супутниками.

Існують чотири покоління супутників системи Navstar GPS: Block I, Block II/IIA, Block IIR, Block IIF. Супутники типу Block I використовувалися тільки на першому етапі розвитку програми Navstar. В даний час основу системи складають супутники типу Block II і Block IIA. Супутники Block IIR почали запускати з 1999 р. Вони мають поліпшені характеристики і здатні визначати своє власне місцезнаходження в космосі на основі міжсупутникової далекометрії з інших супутників. Перший супутник четвертого покоління (Block IIF) був запущений 27 травня 2010 р. Такі супутники є основою системи Navstar GPS.

Оскільки всі супутники працюють на однакових частотах, споживачі можуть розрізняти їх лише за переданим кодом. Така технологія, яка використовується також в системах стільникового зв'язку, носить назву CDMA (*Code Division Multiple Access*). При цьому одночасно кожним супутником використовується два види кодів.

Основним є *P-код* (від слова protected– захищений). Користуватися ним можуть тільки санкціоновані споживачі міністерства оборони США. Він являє собою накладення (суму за модулем 2) двох псевдовипадкових послідовностей, зсунутих один щодо одного на величину від 1 до 37 «імпульсів» (chips). Для кожного супутника величина зсуву своя. Таким шляхом виходить 37 кодів (різновидів псевдовипадкових послідовностей), з яких 32 використовуються супутниками, а п'ять призначені для інших цілей (наприклад, для наземних передавачів функціональних доповнень). «Імпульси» передаються зі швидкістю 10,23 мільйона в секунду. Кожна послідовність (код) почне повторюватися тільки через 7 діб, а послідовності для всієї сукупності супутників почнуть повторюватися тільки через 267 днів. Підібрати такий код досить важко.

В особливих ситуаціях власник системи може включити режим A-S і тоді замість *P-коду* буде використовуватися *Y-код*, який більш завадостійкий і ще більш захищений від розшифрування несанкціонованими споживачами.

Для цивільних споживачів використовується *С/А-код* (coarse acquisition – «грубе придбання»). Частота проходження «імпульсів» в ньому в десять разів менше, ніж в *P*-коді, а псевдовипадкова послідовність повторюється кожну мілісекунду. Принцип її формування схожий на формування *P-коду*, але є більш простим і «відомий» кожному бортовому приймачу.

296

Супутники СРНС ГЛОНАСС розташовані в трьох орбітальних площинах. Орбітальні площини рознесені за довготою на 120°. У кожній орбітальній площині розміщуються 8 супутників з рівномірним кроком за аргументом широти 45°. Розташування супутників в кожній площині зсунуте по відношенню до сусідньої площині на 15° за аргументом широти. Така конфігурація супутників дозволяє забезпечити безперервне і глобальне покриття земної поверхні і навколоземного простору навігаційним полем.

На відміну від Navstar GPS в ГЛОНАСС супутники працюють на різних частотах.

Кожен супутник «Глонасс-М» передає навігаційні радіосигнали на власних частотах в двох частотних піддіапазонах, що позначаються *L*1 і *L*2.

Частоти випромінювання кожного супутника можуть бути розраховані за наступними формулами:

 $f_1 = (1602 + k\ 562, 5)$ МГц – для піддіапазону L1,

*f*₂ = (1246+ *k* 437,5) МГц – для піддіапазону *L*2.

Кожному супутнику призначений свій номер частоти k. В даний час для нових супутників, що запускаються, призначаються частоти, відповідні k в межах від -7 до +6. Супутники, що знаходяться в діаметрально протилежних кінцях однієї і тієї ж орбіти, можуть випромінювати на одній і тій же частоті. Вони "не заважають" один одному, оскільки спостерігач на землі може приймати сигнали тільки від одного з них.

У кожному піддіапазоні супутники випромінюють сигнали двох типів: високої точності (ВТ) і стандартної точності (СТ).

Сигнали високої точності можуть використовуватися тільки спеціальними споживачами за рішенням міністерства оборони.

Сигнал стандартної точності складається з:

- псевдовипадкового далекомірного двійкового коду;
- навігаційного повідомлення;
- допоміжного меандрового коливання.

Далекомірний код є псевдовипадковою двійковою послідовністю, яка, на відміну від GPS, є однаковою для всіх супутників. Вона формується за допомогою 9-значного регістра зсуву (виходом є значення в 7 комірки регістра). Дана послідовність має дину 511 біт («імпульсів» і пауз між ними) і повторюється кожну мілісекунду. Це означає, що код передається зі швидкістю 511 Кбіт / с.

10.2.2. Передавання інформаційних сигналів

Навігаційний супутник передає інформаційні сигнали, модульовані псевдовипадковою послідовністю імпульсів. Зі супутника GPS за одну мілісекунду передається 1023 імпульсі, зі супутника ГЛОНАСС – 511.

У приймачах є точні копії цих сигналів. При збігу сигналу супутника і копії сигналу в приймачі виробляється інформація про псевдодальність до даного супутника. Якщо характеристики сигналу супутника перевищують допустимі відхилення, то похибка визначення псевдодальності стає неконтрольованою і даний супутник необхідно виключити при подальших розрахунках. Послідовність дій при обробленні даних дана на рис. 10.14.



Рис. 10.14. Послідовність дій при обробленні супутникових даних

Інформація з навігаційного супутника, яка приймається апаратурою споживача, являє собою кількісні значення певних параметрів, наприклад, координат, швидкості, прискорення, часу. Ця інформація передається в певному форматі, що представляє послідовності нулів і одиниць, якими модулюється електромагнітні коливання. Після демодуляції в апаратурі споживача передана інформація обробляється за спеціальними алгоритмами.

Формування шумоподібних сигналів.

Для отримання високої точності вимірювань з підвищеною завадостійкості в супутникових радіонавігаційних системах використовують шумоподібні фазоманіпульовані сигнали. Фазоманіпульований сигнал являє собою послідовність радіоімпульсів з початковими фазами 0 і *π*.

В супутниковій навігаційній системі ГЛОНАСС для формування коду стандартної точності застосовується послідовність максимальної довжини або *М-послідовність*.

Послідовність максимальної довжини формується за допомогою лінійного *n* - розрядного зсувного регістру.

Кількість символів в послідовності дорівнює 2^n-1 (*n* – число розрядів регістра). Період послідовності максимальної довжини $L_{max}=2^n-1$, тобто послідовність періодична і в кожному періоді однакова.

Властивості послідовності максимальної довжини таки.

1. У періоді послідовності число 0 і 1 відрізняється на 1 (одиниць більше).

2. Властивість кореляції – нормована автокореляційна функція *Мпослідовності* подібна цієї же функції білого шуму при великих *М* і тривалості, не кратній *М*.

3. Сума за модулем 2 двох зсунутих *М-послідовностей* є *М-послідовністю*.

Фазоманіпульовані сигнали в СРНС складаються з радіоімпульсів, початкові фази яких приймають значення 0 або 1. Між початковими фазами радіосигналу і значеннями елементів кодової послідовності вводиться відповідність, наприклад, початковій фазі радіосигналу, що дорівнює нулю, ставиться у відповідність символ кодової послідовності «1», а початковій фазі π (180°) – символ «–1».

Наприклад, фазоманіпульований сигнал має вигляд: $U(t) = \cos(\omega t + \nu \pi)$. Під час передачі сигналу символ інформації *v* приймає значення 0 або 1.

299

Можна записати

$$\cos(\omega t + \nu \pi) = \cos(\omega t) \cos(\nu \pi) - \sin(\omega t) \cdot \sin(\nu \pi).$$

Якщо v = 0, то $U(t) = \cos(\omega t)$, якщо v = 1, то $U(t) = -\cos(\omega t)$. У загальному вигляді запишеться:

$$U(t) = a \cdot \cos(\omega t),$$

де індекс «а» приймає значення «1» або «-1».

При прийомі цього сигналу в змішувачі відбувається його перемножування з опорним сигналом

$$U(t) \cdot U_{\text{onop}} = a\cos(\omega t)\cos(\omega t + \varphi_{\text{onop}}) = \frac{1}{2}a\cos(\omega t - \omega t - \varphi_{\text{onop}}) + \frac{1}{2}a\cos(2\omega t + \varphi_{\text{onop}})$$

Після фільтрації другого доданка залишається

$$a \cdot \cos(-\phi_{\text{onop}}).$$

Якщо ϕ_{onop} під час детектування стабільна, то послідовність символів буде прийматися правильно, якщо ж ϕ_{onop} отримає стрибок фази на ± π , то буде мати місце помилковий прийом послідовності символів.

Для зменшення цього явища застосовують прийом відносної фазової маніпуляції.

Суть методу полягає в тому, що фаза відраховується не відносно початкової фази, тобто фази сигналу, коли почався прийом послідовності інформаційних символів, а відносно фази попереднього імпульсу.

Реалізація цього методу здійснюється за допомогою перекодування вихідної послідовності інформаційних символів за наступним алгоритмом:

$$a_{\omega xi} = a_{\omega xi} \oplus a_{\omega xi-1},$$

де *а_{вхі}*, *а_{вихі}* – вхідна і вихідна послідовності символів

При прийомі перекодування на виході виконується за правилом:

$$b_i = a_{uxi-1} \oplus a_{uxi}$$
.

Приклад. Є п'ять символів при передачі (1 1 1 0 1). Вхідна послідовність: a_{ex1} , a_{ex2} , a_{ex3} , a_{ex4} , a_{ex5} . Вихідна послідовність: a_{eux1} , a_{eux2} , a_{eux3} , a_{eux4} , a_{eux5} .

Перекодування дає:

$$a_{eux1} = a_{ex1} \oplus a_{eux0} \qquad a_{ex1} = 1; \qquad a_{ex1} = 1; \qquad a_{eux1} = 1 \oplus 0 = 1;$$

$$a_{eux2} = a_{ex2} \oplus a_{eux1} \qquad a_{ex2} = 1; \qquad a_{ex2} = 1; \qquad a_{eux2} = 1 \oplus 1 = 0;$$

$$a_{eux3} = a_{ex3} \oplus a_{eux2} \qquad a_{ex3} = 1; \qquad a_{ex3} = 1; \qquad a_{eux3} = 1 \oplus 0 = 1; \quad (10.9)$$

$$a_{eux4} = a_{ex4} \oplus a_{eux3} \qquad a_{ex4} = 0; \qquad a_{ex4} = 0; \qquad a_{eux4} = 0 \oplus 1 = 1;$$

$$a_{eux5} = a_{ex5} \oplus a_{eux4} \qquad a_{ex5} = 1; \qquad a_{ex5} = 1; \qquad a_{eux5} = 1 \oplus 1 = 0;$$

Зворотне перекодування дає:

$$a_{sux0} \oplus a_{sux1} = b_{1}; \qquad b_{1} = 0 \oplus 1 = 1;$$

$$a_{sux1} \oplus a_{sux2} = b_{2}; \qquad b_{2} = 1 \oplus 0 = 1;$$

$$a_{sux2} \oplus a_{sux3} = b_{3}; \qquad b_{3} = 0 \oplus 1 = 1;$$

$$a_{sux3} \oplus a_{sux4} = b_{4}; \qquad b_{4} = 1 \oplus 1 = 0;$$

$$a_{sux4} \oplus a_{sux5} = b_{5}; \qquad b_{5} = 1 \oplus 0 = 1;$$

$$b = a_{sx} = 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1.$$

(10.10)

10.2.3. Інтерфейси між навігаційними супутниками і апаратурою споживачів

Інтерфейс GPS складається з трьох радіоліній *L*-діапазону частот. Кожен навігаційний супутник GPS випромінює радіосигнали в трьох частотних піддіапазонах.

Номінальні несучі частоти:

*L*1 = 1575,42 МГц;

*L*2 = 1227,6 МГц;

*L*5 = 1176,5 МГц.

В GPS використовується кодове розділення радіосигналів навігаційних супутників в піддіапазонах L1, L2 і L5. Кожен супутник передає навігаційні радіосигнали з унікальним кодом.

Навігаційними супутниками GPS формуються три псевдовипадкові послідовності кодів дальності (*PRN кодu*):

Точний (*P-код*), який є основним кодом дальності, має довжину 7 днів, передається зі швидкістю 10,23 Мбіт/сек. Семиденна послідовність є сумою за модулем 2 двох послідовностей: X1, довжиною 15 345 000 символів і X2_i довжиною 15 345 037 символів. Послідовність X2_i – це послідовність X2, вибірково затримана на 1...37 розрядів.

За допомогою цього здійснюється технологія основної кодової генерації, яка виробляє набір 37 взаємно виключних послідовностей *Р-коду* довжиною 7 днів. З них 32 послідовності призначені для використання при проведенні навігаційних визначень, а решта 5 зарезервовані для інших застосувань.

Ү-код використовується замість *Р-коду*, коли застосовується антідезінформаційний вид роботи, визначений в ICD-GPS-203, ICD-GPS-224, ICD-GPS-225.

Грубий (*С/А-код*) доступний всім споживачам, а спеціальними споживачами використовується для виявлення *P* (або *Y*) - *коду*.

Псевдовипадкова послідовність C/A-коду, що застосовується для ідентифікації номера навігаційного супутника, є кодом Голда, має тривалість 1 мсек, передається зі швидкістю 1023 Кбіт/сек. Послідовність C/A- коду є сумою за модулем 2 послідовності G1 і G2_i, затриманої на 5...950 символів відносно G2, за допомогою чого генерується набір 36 взаємно виключних C/A кодів.

Навігаційні радіосигнали, що передаються супутниками GPS на несучих частотах *L*1 і *L*2, є багатокомпонентним фазоманіпульованим сигналом. Фазова маніпуляція несучих здійснюється на *π*-радіан.

Квадратурні складові сигналу несучої частоти L1 модулюється двійковими послідовностями *P* і *C/A-кодів* відповідно, складеними за модулем 2 з даними цифрової інформації навігаційного повідомлення.

Несуча частота *L*2 модулюється двійковою послідовністю *P*, складеної за модулем 2 з цифровою інформацією навігаційного повідомлення.

Основою для формування перерахованих компонентів сигналу є бортовий стандарт частоти.

Інтерфейс ГЛОНАСС складається з радіоліній *L*-діапазону частот. Кожен супутник передає навігаційні радіосигнали в двох частотних під діапазонах $(L1 \sim 1,6 \ \Gamma \Gamma \mu \ i \ L2 \sim 1,2 \ \Gamma \Gamma \mu).$

У цієї СРНС використовується частотне розділення навігаційних радіосигналів супутників в обох піддіапазонах *L*1 і *L*2. Кожен супутник передає навігаційні радіосигнали на власних частотах піддіапазонів *L*1 і *L*2. Супутники, що знаходяться в протилежних точках орбітальної площині (антиподні супутники), можуть передавати навігаційні радіосигнали на однакових частотах.

Супутники передають навігаційні радіосигнали стандартної точності і високої точності.

Сигнал стандартної точності з тактовою частотою 0,511 МГц призначений для використання цивільними споживачами.

Сигнал високої точності з тактовою частотою 5,11 МГц модульований спеціальним кодом і не рекомендується до використання без узгодження з Міністерством оборони Російської Федерації.

У ГЛОНАСС не використовується режим навмисного погіршення характеристик навігаційного сигналу стандартної точності.

Номінальні значення несучих частот навігаційних радіосигналів супутників в частотних піддіапазонах L1 і L2 визначаються наступними виразами

$$f_{k1} = f_{01} + k\Delta f_1,$$

$$f_{k2} = f_{02} + k\Delta f_2,$$
(10.11)

де *k* – номера несучих частот навігаційних радіосигналів, випромінюваних супутником в частотних піддіапазонах *L*1 і *L*2, відповідно;

$$f_{01} = 1602$$
 МГц; $\Delta f_1 = 562,5$ кГц, для піддіапазону L1; $f_{02} = 1246$ МГц; $\Delta f_2 = 437,5$ кГц, для піддіапазону L2. (10.12)

Розподіл номерів k між супутниками відображається в альманасі системи. Відношення робочих частот L1 і L2, випромінюваних певним супутником, становить: $f_{K2}/f_{K1} = 7/9$.

Фактичні значення несучих частот радіосигналів кожного супутника ГЛОНАСС можуть відрізнятися від номінальних значень f_k на відносну величину, що не перевищує $\pm 2 \cdot 10^{-11}$.

10.2.4. Формування інформаційних сигналів

В інформаційному сигналі GPS квадратурні складові несучої частоти модулюються двома псевдовипадковими послідовностями. Кожна послідовність є біфазний (0, π) зсунутий код (*bi phase shift key, BPSK*). Одна послідовність – сума за модулем 2 *P*(*Y*)- *коду* і навігаційних даних, інша послідовність – сума за модулем 2 *C*/*A*-*коду* і навігаційних даних. При цьому складова *C*/*A*-*коду* має бути затримана відносно *P* сигналу на 90°. Несуча частота *L*2 модулюється тільки однієї з цих 2-х послідовностей (рис.10.15).



Рис. 10.15. Формування радіонавігаційного сигналу супутника GPS

Код, який використовується для модуляції несучої *L*2, вибирається наземними командами.

Третій вид модуляції несучої L2 також визначається наземними командами. Він використовує в якості модулюючого сигналу P(Y)-коду без навігаційних даних.

Для навігаційних супутників всі елементи переданого сигналу (несучі, коди і дані) когерентні і створюються одним бортовим джерелом частоти.

Номінальна частота цього джерела для спостерігача на Землі становить 10,23 МГц. Несуча частота супутника і величина поправки частот для спостерігача, що знаходиться на супутнику, вимірюються для компенсації релятивістських ефектів. Величини поправки годин змінюються на величини $\Delta f / f = -4,4647 \cdot 10^{-10}$, що еквівалентно зміни частоти *P*- коду (10,23 МГц) на $\Delta f = -4,5674 \cdot 10^{-3}$ Гц (частота генерації *P*-коду 10, 2299999543 МГц).

Послідовність G1 в генераторі С/А- коду формується за допомогою десяти розрядного регістра зсуву і суматора за модулем 2 (рис. 10.16).

Утворюючий поліном для послідовності G1 має вигляд: $G1 = 1 + x^3 + x^{10}$.

Початковий стан регістра зсуву є десять двійкових символів «111111111». Протягом 1 мілісекунди генерується 1023 символи послідовності G1.



Рис. 10.16. Формування послідовності G1

Послідовність G2 також формується за допомогою 10-розрядного регістра зсуву і суматора за модулем 2, але утворюючий поліном послідовності G2 інший (рис. 10.17).

Послідовності $G2_i$ формуються за допомогою схеми шляхом додавання за модулем 2 пар послідовностей з відповідних відводів регістра зсуву. Так, наприклад, щоб отримати послідовності $G2_i$ для супутників з ідентифікаційними номерами 1, 7, 13, 32, потрібно скласти за модулем 2 послідовності G2 з відводів 2 і 6, 1 і 8, 6 і 7, 4 і 9 відповідно.

В генераторі *С/А-коду* регістрами *G*1 і *G*2, згідно з наведеними вище утворюючими поліномами, формуються псевдовипадкові послідовності двійкових символів.



Відповідно до заданих алгоритмів логічний суматор-перемикач з відводів регістра *G*2 вибирає пари затриманих послідовностей, які підсумовуються за модулем 2 і утворюють послідовності *G*2_{*i*}.

Послідовності G2_i складаються за модулем 2 з послідовністю G1 і формують псевдовипадковий С/А-код і-го навігаційного супутника.

Далі кодом *С/А*, складеним за модулем 2 з навігаційними даними, модулюється несуча частота.

В інформаційному сигналі ГЛОНАСС навігаційний радіосигнал, переданий кожним супутником системи на власній частоті в піддіапазонах L1 і L2, є багатокомпонентним фазоманіпульованим сигналом. Фазова маніпуляція несучої здійснюється на π -радіан з максимальною похибкою не більше $\pm 0,2$ радіана.

Спрощена структурна схема формування послідовності даних показана на рис. 10.18.



Рис. 10.18. Спрощена структурна схема формування послідовності даних

Несуча частота піддіапазону L1 модулюється двійковою послідовністю, утвореною підсумовуванням за модулем 2 псевдовипадкового (ПВ) далекомірного коду, цифрової інформації навігаційного повідомлення і допоміжного коливання типу меандр.

Несуча частота піддіапазону *L*2 модулюється двійковою послідовністю, утвореною підсумовуванням за модулем 2 ПВ далекомірного коду і допоміжного коливання типу меандр.

Основою для формування всіх перерахованих компонентів сигналу є бортовий стандарт частоти.

Інформація навігаційного повідомлення формується у вигляді безперервно прибуваючих рядків тривалістю 2 сек. У першій частині кожного рядка протягом 1,7 сек передається інформація навігаційного повідомлення. У другій частині кожного рядка протягом 0,3 сек передається двійковий код відмітки часу.

Двійкова послідовність інформації навігаційного повідомлення утворюється в результаті складання за модулем 2 двох двійкових послідовностей:

- послідовності символів цифрової інформації навігаційного повідомлення у відносному коді з тривалістю символів 20 мсек;

- послідовності меандру з тривалістю символів 10 мсек.

Двійковий код відмітки часу являє собою скорочену псевдовипадкову двійкову послідовність мітки часу (ПВПМВ) довжиною 30 символів з тривалістю символів 10 мсек, яка описується утворюючим поліномом:

$$g(x) = 1 + x^3 + x^5 \tag{10.13}$$

і має вигляд: 111110001101110101000010010110.

Перший символ цифрової інформації в кожному рядку інформаційного повідомлення завжди «0». Він доповнює скорочений ПВПМВ попереднього рядка до повної (не скороченої) псевдовипадкової послідовності.

У навігаційному радіосигналі, що випромінюється, границі двосекундних рядків, границі символів цифрової інформації, символів меандру, символів ПВПМВ і границі символів ПВПД синхронізовані між собою; границі символів меандру і символів цифрової інформації збігаються з передніми фронтами початкових символів ПВПД.

Задній фронт останнього символу ПВПМВ у випромінюваному навігаційного радіосигналу є відміткою часу і відповідає моменту часу, що відстоїть від початку доби на цілу парну кількість секунд в шкалі часу супутника.

307

Псевдовипадковий далекомірний код є послідовністю максимальної довжини регістра зсуву (*М-послідовність*) з періодом 1 мсек і швидкістю передачі символів 511 кбіт /сек.

Цифрова інформація передається зі швидкістю 50 біт/сек.

Модулююча послідовність, яка використовується для модуляції несучих частот піддіапазону *L*1 при формуванні сигналів стандартної точності, утворюється складанням за модулем 2 трьох сигналів:

- псевдовипадкового далекомірного коду, що передається зі швидкістю 511 кбіт/сек;

- навігаційного повідомлення, що передається зі швидкістю 50 біт/сек;

- допоміжного меандрового коливання, що передається зі швидкістю 100 біт/сек.

Модулююча послідовність, яка використовується для модуляції несучих частот піддіапазону *L*2 при формуванні сигналів стандартної точності, утворюється складанням за модулем 2 двох двійкових сигналів:

- ПВ далекомірного коду, що передається зі швидкістю 511 кбіт/сек;

- допоміжного меандрового коливання, що передається зі швидкістю 100 біт/сек.

Дані послідовності використовуються для модуляції несучих частот піддіапазонів *L*1 і *L*2 при формуванні сигналів стандартної точності.

ПВ-далекомірний код є *М-послідовністю* максимальної довжини з періодом повторення 1 мсек і швидкістю передачі символів 511 кбіт/сек.

Цей код знімається з 7-го розряду 9-розрядного регістра зсуву.

Код початкового стану регістра зсуву відповідає наявності «1» в усіх розрядах регістру. Початковим символом в періоді ПВ-далекомірного коду є 1-й символ в групі 111111100, що повторюється через 1 мсек. Утворюючий поліном, відповідний регістру зсуву, формує ПВ далекомірний код (рис. 10.19):



Рис. 10.19. Структура регістра зсуву, що формує далекомірний код 308

Часові співвідношення між синхроімпульсами модулюючого навігаційного сигналу і далекомірним кодом ПСПД показані на рис. 10.20, а на рис. 10.21 показано формування послідовності даних в процесорі супутника.



Рис. 10.20. Часові співвідношення між синхроімпульсами модулюючого навігаційного сигналу і далекомірним кодом ПСПД



Рис. 10.21. Формування послідовності даних в процесорі супутника

10.2.5. Формат і зміст навігаційних даних

Повідомлення, що передаються з кожного навігаційного супутника GPS, формується у вигляді кадру. Потік навігаційних даних передається зі швидкістю 50 біт/сек. Тривалість інформаційного символу «0» або «1» дорівнює 20 мсек.

Кадр складається з п'яти підкадрів. Підкадри з 1 по 3 містять по 300 інформаційних символів. Триста інформаційних символів поділяються на 10 слів по 30 символів в слові.

Підкадри 4 і 5 містять по 25 сторінок. Кожна сторінка складається з 300 інформаційних символів (або розрядів), які також розділені на 10 слів з 30 символів в слові. Таким чином, сформований кадр завжди містить 1, 2, 3 підкадри, одну сторінку з підкадра 4 і одну сторінку з підкадра 5.

Оскільки кожен рядок або сторінка має обсяг 300 символів, а тривалість символу 20 мсек, то час передачі кадру з п'яти підкадрів становить 30 сек, час передачі рядка (сторінки) – 6 сек, час передачі всього повідомлення (25 кадрів) – 12,5 хв.

Період повторення підкадрів 1...3 становить 30 сек, періоди повторення сторінок з підкадрів 4 і 5 займають більше часу, що обумовлено значимістю переданої інформації.

Зміст кадру	Зміст підкадра								
Підкадр 1	Слово Слово <i>TLM HOW</i>		Номер тижня GPS, точність стану і параметри корекції часу супутника						
Підкадр 2	Слово <i>TLM</i>	Слово НОW	Інформація про ефемериди супутника						
Підкадр 3	Слово <i>TLM</i>	Слово <i>НОW</i>	Інформація про ефемериди супутника						
Підкадр 4 (25 страниц)	Слово <i>TLM</i>	Слово НОЖ	Альманах і стан супутників з номерами 2532, конфігурація супутників, ознаки, дані іоносфери і всесвітньої шкали часу (UTC), спеціальні повідомлення, резервні розряди						
Підкадр 5 (25 страниц)	Слово <i>TLM</i>	Слово НОШ	Альманах і стан супутників з номерами 124, опорний час, номер тижня альманаху, резервні розряди						

Розміщення інформації в GPS

У форматі після кожного слова є 6 перевірочних бітів, що займають розряди 25...30 кожного слова. Інформація передається старшими розрядами вперед.

Всего 300 біт (старші розряди зліва, молодші справа)																			
Слое	30 1	Слово	o 2	Слово	3	Слово	4	Слово	5	Слово	6	Слово	7	Слово	8	Слово	9	Слово	10
TLM	Ρ	HOW	Ρ		Ρ		Ρ		Ρ		Ρ		Ρ		Ρ		Ρ		Р
124	6	124	6	124	6	124	6	124	6	124	6	124	6	124	6	124	6	124	6
Розряди Г							Розр	яди											

Формат підкадрів (сторінок) 1...5 GPS

Слово. Кожне слово рядка (сторінки) підкадрів 1...5 містить 30 символів (розрядів). Шість молодших розрядів кожного слова мають перевірочні символи для контролю і перевірки правильності інформації, що передається.

Рядок (сторінка). Кожен рядок (сторінка) підкадрів 1...5 починається зі слів TLM (перше слово), HOW (друге слово).

Перше слово телеметрії (TLM) включає преамбулу (8 старших розрядів), телеметричні повідомлення для санкціонованих споживачів, два резервних розряду і 6 молодших розрядів для перевірочних символів.

Друге слово передачі (ключ, HOW) містить 19 молодших розрядів 29розрядного Z-відліку (див. нижче), три розряди (20, 21, 22) для ідентифікатора (ID) підкадру, два резервних розряди (23, 24) і 6 розрядів перевірочних символів.

Ідентифікатор (ID) для підкадрів 1..5 приймає відповідно значення: 001, 010, 011, 100, 101.

Навігаційні повідомлення, що передаються в радіосигналах супутників ГЛОНАСС, призначені для проведення споживачами навігаційних визначень, прив'язки до точного часу і планування сеансів навігації.

Зміст навігаційного повідомлення підрозділяється на оперативну і неоперативну інформацію.

Оперативна інформація відноситься до навігаційного супутника, з якого передається навігаційний радіосигнал, і містить:

- цифровий код відміток часу навігаційного супутника;

- зсув шкали часу навігаційного супутника відносно шкали системного часу ГЛОНАСС;

- відносну відмінність несучої частоти випромінюваного навігаційного сигналу від номінального значення;

ефемериди навігаційного супутника.

Неоперативна інформація містить:

- альманах всіх супутників (альманах стану);

- зсув шкали часу кожного навігаційного супутника відносно шкали системного часу ГЛОНАСС (альманах фаз);

- параметри орбіт всіх навігаційних супутників (альманах орбіт);
- зсув шкали системного часу відносно UTC.

У межах кожного суперкадру передається повний обсяг неоперативної інформації (альманах) для всіх навігаційних супутників ГЛОНАСС.

Навігаційне повідомлення передається у вигляді потоку цифрової інформації, закодованої за кодом Хеммінга і перетвореної в відносний код. Структурно потік цифрової інформації формується у вигляді безперервно повторюваних суперкадрів (рис. 10.22).

	Номер]]			
номер кадра	строки		0,3 c			
в суперкадрі	в кадрі					1
	1	0	оперативна інформація для	KX	MB	
т	2	0	передаючого навігаційного	KX	MB	
	3	0	супутника	KX	MB	30 c
1			неоперативна інформація (альманах)			500
	15	0	для п'яти навігаційних супутників	KX	MB	
	1	0	оперативна інформація для	KX	MB	
	2	0	передаючого навігаційного	KX	MB	
п	3	0	супутника	KX	MB	
11			неоперативна інформація (альманах)			
	15	0	для п'яти навігаційних супутників	KX	MB	
	1	0	оперативна інформація для	KX	MB	
	2	0	передаючого навігаційного	KX	MB	
Ш	3	0	супутника	KX	MB	
	15	0	для п'яти навігаційних супутників	KX	MM	
	1	0	оперативна інформація для	KX	MB]
	2	0	передаючого навігаційного	Of	MB	150 c
IV	3	0	супутника	KX	MB	
1,						
	15	0	для п'яти навігаційних супутників	KX	MB	
	1	0	оперативна інформація для	KX	MB	
	2	0	передаючого навігаційного	KX	MB	
v	3	0	супутника	KX	MB]
			неоперативна інформація (альманах) для чотирьох навігаційних супутників			
	14	0	резерв	KX	MB	1
	15	0	резерв	KX	MB	1
			84 – 9: розряди інформаційних символів, що передаються у відносному бі-двійковому коді			

Рис. 10.22. Структура суперкадрів та кадрів ГЛОНАСС

Суперкадр має тривалість 2,5 хв і складається з 5 кадрів тривалістю 30 сек. Кадр складається з 15 рядків тривалістю 2 сек.

Границі рядків, кадрів і суперкадрів різних навігаційних супутників синхронізовані з похибкою не більше 2 мсек.

Навігаційні кадри з першого по четвертий ідентичні. У кадрі інформація, що міститься в рядках з першого по четвертий, відноситься до того супутнику, з якого вона надходить (оперативна інформація). Ця інформація в границях суперкадра не змінюється.

Рядки з шостого по п'ятнадцятий кожного кадру зайняті неоперативною інформацією (альманах) для 24-х супутників системи: для п'яти супутників в кадрах з першого по четвертий і для чотирьох супутників – в п'ятому кадрі.

Неоперативна інформація (альманах) для одного супутника займає два рядки. Інформація п'ятого рядка в кадрі відноситься до неоперативної інформації і повторюється в кожному кадрі суперкадра.

Кожен рядок містить двійкові символи цифрової інформації (ЦІ) і відмітку часу.

Тривалість рядка ЦІ дорівнює 2 сек, з них 0,3 сек в кінці рядка займає скорочена псевдовипадкова послідовність відмітки часу (ПВПМВ), що складається з 30-ти символів тривалістю 10 мсек кожен. Частину рядку, що залишилася (1,7 сек), посідає ЦІ з символьною частотою 50 Гц, що складена за модулем 2 з меандром подвійної символьної частоти 100 Гц (бідвійковий код).

Z-відлік

Кожен супутник формує 1,5-секундну епоху (момент часу) для точного відліку і прив'язки часу. Відлік часу, встановлений таким чином, називається *Zвідліком. Z-відлік* надається споживачеві у вигляді 29-розрядного двійкового числа. Десять старших розрядів *Z-відліку* є двійковим поданням послідовного номера поточного тижня. Відлік тижнів лежить в межах від 0 до 1023. Нульовий стан відповідає тому тижню, який починається з 1,5-секундної епохи в нульовій (приблизно) часовій точці всесвітнього часу (UTC). Після закінчення GPS-тижня з номером 1023 номер тижня скидається в нуль (0). При цьому споживач, при переході від системного часу GPS до календарної дати, попередні 1024 тижня враховує (додає).

Тиждень – це найбільша одиниця виміру часу в системі GPS. Тиждень визначена як 604800 секунд = 7 суток · 24 год · 60 хвилин · 60 секунд.

Нульовий відлік часу GPS визначено опівночі з 5 на 6 січня 1980 року.

Дев'ятнадцять наступних розрядів *Z-відліку*, розташованих в другому слові (HOW), визначаються як кількість 1,5-секундних інтервалів, відрахованих від моменту переходу «кінець/початок» будь-якого тижня. Відлік лежить в межах від 0 до 403199. Число 403199 є кількість 1,5-секундних інтервалів у тижні (в 604800 секундах).

Протягом тижня передана в 17 старших розрядах слова 2 інформація в десятковому еквіваленті змінюється в діапазоні від 0 до 100 799 з кроком 1, що відповідає 6 с, тобто тривалості передачі інформації 1 підкадра. Можна відзначити, що за тиждень кожен навігаційний супутник транслює споживачам 100800 підкадрів (рядків). Початок кожного підкадру відповідає відліку, вказаному в 17 старших розрядах другого слова, переданих в попередньому підкадрі.

10.3. Забезпечення супутникової радіонавігації

10.3.1. Супутникові навігаційні приймачі

Супутниковий навігаційний приймач виконує прийом та обробку інформації, що надходить від навігаційних супутників, і за вимірами відстані до супутників, доплерівської частоти і поточного часу визначає просторові координати, швидкість, час та інші навігаційні параметри об'єкта, на якому він встановлений.

До того, як приймач почне вимірювання і оброблення необхідної інформації, він має знайти і виявити сигнали мінімум чотирьох супутників, перейти в режим спостереження і супроводу сигналів, прийняти інформаційні дані, що містяться в переданих від супутника повідомленнях, і тільки після цих процедур приступити до вирішення навігаційних або інших передбачених завдань. В даний час існує велика кількість виробників супутникових навігаційних приймачів, як для авіаційних, так і для інших застосувань.

Сигнали навігаційних супутників приймаються антенним модулем, посилюються і по мікрохвильовій лінії передачі надходять в радіотехнічний модуль. У цьому модулі сигнали переносяться на проміжну частоту і перетворюються в цифрову форму. У цифровому модулі виробляються всі основні операції з виявлення, стеження, супроводу, демодуляції, декодування, вимірювання та вирішення навігаційних завдань. Модуль «Введення/виведення» призначений для передачі команд від зовнішнього джерела до приймача і видачі оброблених приймачем даних споживачеві (рис.10.23).

314

В GPS, ГЛОНАСС і геостаціонарних супутниках формуються і випромінюються сигнали:

$$\begin{split} s_{i}(t) &= \sqrt{2P_{i,I}} D_{i}(t)C_{i}(t)\cos(\omega_{L1}t + \theta) + \sqrt{2P_{i,Q}} D_{i}(t)P_{i}(t)\sin(\omega_{L1}t + \theta); \\ s_{i}(t) &= \sqrt{2P_{i,Q}} D_{i}(t)P_{i}(t)\sin(\omega_{L2}t + \theta); \\ s_{i}(t) &= \sqrt{2P_{i,I}} D_{i}(t)C_{i}(t)\cos(\omega_{L5}t + \theta) + \sqrt{2P_{i,Q}} C_{i}(t)\sin(\omega_{L5}t + \theta); \\ s_{i}(t) &= \sqrt{2P_{i}} D_{i,\Gamma/I}(t)C(t)\cos(\omega_{i,L1}t + \theta_{i}); \\ s_{i}(t) &= \sqrt{2P_{i}} D_{i,\Gamma/I}(t)C(t)\cos(\omega_{i,L2}t + \theta_{i}); \\ s_{i}(t) &= \sqrt{2P_{i,Geo}} D_{i,Geo}(t)C_{i,Geo}(t)\cos(\omega_{L1}t + \theta), \end{split}$$
(10.15)

де $s_i(t)$ – сигнал *i-го* супутника; t – системний час відповідного супутника; $P_{i,I}$ – потужність синфазної складової *i-го* супутника GPS; $D_i(t)$ – дані *i-го* супутника GPS; $C_i(t)$ – С/А код *i-го* супутника GPS; ω_{LI} – кругова частота супутника GPS, відповідна частоті L1 з урахуванням доплерівського зсуву; θ – початковий фазовий зсув; $P_{i,Q}$ – потужність квадратурної складової *i-го* супутника GPS; $P_i(t)$ – P код *i-го* супутника GPS; ω_{L2} – кругова частота супутника GPS, відповідна частоті L2 з урахуванням доплерівського зсуву; ω_{L5} – кругова частота супутника GPS, відповідна частоті L5 з урахуванням доплерівського зсуву; P_i – потужність сигналу *i-го* супутника ГЛОНАСС; $D_{i,\Gamma\Pi}(t)$ – дані *i-го* супутника ГЛОНАСС; C(t) – код супутника ГЛОНАСС; $\omega_{i,LI}$ – кругова частота *i-го* супутника ГЛОНАСС; $\omega_{i,LI}$ – кругова частота *i-го* супутника ГЛОНАСС; $\omega_{i,LI}$ – кругова частота *i-го* супутника Γ ЛОНАСС; $\omega_{i,LI}$ – кругова частота *i-го* супутника Γ ЛОНАСС; оз зувахуванням доплерівського зсуву; $\omega_{i,L2}$ – кругова частота *i-го* супутника; $D_{i,Geo}$ – потужність сигналу геостаціонарного супутника; $D_{i,Geo}(t)$ – дані геостаціонарного супутника; $D_{i,Geo}(t)$ – дані геостаціонарного супутника; $C_{i,Geo}(t)$ – код геостаціонарного супутника.



Рис. 10.23. Узагальнена функціональна схема навігаційного приймача

У перших трьох формулах (10.15) складові сигналу *D*(*t*) в ідеалізованому вигляді представляють дані, що передаються навігаційними супутниками у

вигляді символів з амплітудою ± 1 , тривалістю 20 мілісекунд і частотою надходження 50 Гц. Складові $C_i(t)$ — це псевдовипадкові послідовності символів з амплітудою ± 1 , тривалістю 0,97752 мікросекунд, частотою надходження 1,023 МГц, періодом повторення 1 мілісекунда. Складові $P_i(t)$ — псевдовипадкові послідовності символів з амплітудою ± 1 , тривалістю 0,097752 мікросекунд, частотою надходження 10,23 МГц, періодом повторення 7 діб.

У наступних двох формулах (10.15) складові сигналу D(t) мають таки ж самі характеристик, як у попередніх формулах, а складові C(t) – псевдовипадкові послідовності символів з амплітудою ± 1, тривалістю 1,9569 мікросекунд, частотою надходження 0,511 МГц, періодом повторення 1 мілісекунда.

В останній формулі складові сигналу D(t) в ідеалізованому вигляді представляють дані, що передаються геостаціонарними супутниками у вигляді символів з амплітудою ± 1 і частотою надходження 250 біт/с. Складові C(t) є псевдовипадкові послідовності символів з амплітудою ± 1, тривалістю 0,97752 мікросекунд, частотою надходження 1,023 Мгц, періодом повторення 1 мілісекунда.

На вході аналогової частини приймача є загальний змішувач, на який надходять сигнали НВЧ, прийняті антеною, і сигнал з синтезатора частоти, який в даному випадку виконує роль 1 гетеродина (рис. 10.24).

Після перенесення загальним змішувачем сигналів, що приймаються з усіх видимих навігаційних супутників на першу проміжну частоту, їх фільтрації і посилення підсилювачем першої проміжної частоти сигнали надходять на змішувачі *i-mux* каналів, кожен з яких перетворює частоту тільки *i-го* супутника. На ці ж змішувачі надходять сигнали другого гетеродина, генеровані синтезатором частоти.



Рис. 10.24. Схема аналогової частини приймача

Сигнали, перенесені на другу проміжну частоту, фільтруються, посилюються підсилювачами другої проміжної частоти і надходять на входи аналого-цифрових перетворювачів.

В АЦП сигнали перетворяться в цифрову форму і надходять для подальшої обробки на наступні пристрої.

Схемно-технічних реалізацій приймачів може бути досить багато. Наприклад, може бути потрійне перетворення частоти або одинарне.

Пошук і виявлення сигналу навігаційного супутника.

Пошук, виявлення і подальше спостереження за сигналами здійснюється в умовах слабких, нижче рівня природних шумів, сигналів супутників.

Виявлення сигналів є статистичним завданням. На вході пристрою виявлення (рис. 10.25) завжди, крім сигналу, є шумова складова, обумовлена різними випадковими чинниками. В таких умовах виникає завдання безпомилкового оптимального виявлення сигналу в умовах завад. Для вирішення проблеми використовується теорія статистичних рішень. Сигнал на вході пристрою виявлення можна уявити як суму власне сигналу u(t) і шуму n(t), тобто

$$z(t) = a \cdot u(t) + n(t),$$
 (10.16)

де «*a*» може приймати два значення: $a = 0 = a_0$, якщо у вхідній суміші сигналу немає, і $a = 1 = a_1$, якщо сигнал є.

Отже, завдання виявлення сигналу зводиться до двоальтернативного рішення з перевіркою двох статистичних гіпотез: $a = a_0$, або $a = a_1$.



Рис. 10.25. Схема проходження сигналу в приймаче

Структура навігаційного приймача GPS

За функціональною побудовою приймач *GPS фірми Novatel* має типову узагальнену структуру (рис. 10.26). Приймач визначає координати, швидкість, час. За трьома сот-портами здійснює передачу команд, прийом і запис інформації за часом, альманаху і ефемеридами супутників GPS, EGNOS. Вимірює кодову, фазову псевдодальність і доплерівську частоту. За виміряними даними проводить розрахунок середньоквадратичних відхилень, виміряних параметрів і геометричні фактори. Важливою складовою приймача є навігаційний обчислювач, що включає в себе сигнальний і 32-розрядний керуючий процесори.

У навігаційному обчислювачі вирішуються завдання первинної і вторинної обробки навігаційної інформації, що надходить зі супутників, а також управління потоками інформації між складовими апаратури споживача. Додаткова обробка даних, що одержуються із навігаційного приймача, може здійснюватися як програмним забезпеченням, що підтримує формати NMEA і RINEX, так і програмами користувача, оскільки формати видачі даних в кодах ASCII і BINARI надаються розробниками приймачів.



Рис. 10.26.Структура навігаційного приймача GPS

10.3.2. Визначення координат навігаційним приймачем

Загальний принцип визначення координат навігаційним приймачем полягає в наступному.

Навігаційні супутники безперервно випромінюють в напрямку до земної поверхні електромагнітні сигнали. Сигнали закодовані спеціальним кодом, і в них методами модуляції закладена певна інформація. У приймальнику здійснюється пошук сигналів всіх «видимих» супутників, виявлення сигналів і їх безперервний супровід. Для більш швидкого пошуку і виявлення сигналів супутників використовуються дані альманаху.

Якщо в пам'яті приймача є альманах і відомо приблизне місце розташування, то в приймачі визначаються «видимі» супутники, а отже, їх коди та грубі значення доплерівської частоти. За цими даними канали приймача автоматично налаштовуються на відповідні супутники і здійснюється швидкий перехід в режим супроводу. Далі виконується процедура зчитування, декодування і запис в пам'ять приймача даних, закладених в сигнали.

Для визначення координат необхідно мати дані про ефемериди, час і час застосування даних.

Приймач на поточний момент часу вимірює час передачі сигналів від кожного супутника до фазового центру антени приймача і доплерівську частоту.

До поточного моменту часу, за допомогою коефіцієнтів, що коректують час, наводиться час кожного супутника і розраховуються часові, іоносферні і тропосферні поправки.

За даними про ефемериди визначаються координати супутників на поточний момент часу і враховуються зміни положень супутників за час проходження сигналу від супутника до приймача.

Розрахунок координат псевдодалекомірним методом

В сучасних навігаційних приймачах задача визначення координат об'єкту вирішується наближеними методами.

Сутність псевдодалекомірного методу полягає у визначенні відстаней між навігаційними супутниками і споживачем з подальшим розрахунком координат споживача. Якщо координати споживача оцінюються за допомогою однієї супутникової навігаційної системи, то при одномоментних розрахунках трьох координат і оцінки розбіжності шкал часу супутника і приймача псевдодалекомірним методом необхідно знати відстані між споживачем і

319

мінімум чотирма навігаційними супутниками. Ці відстані вимірюються між фазовими центрами передавальної антени навігаційного супутника і приймальної антени споживача і застосовуються для формування чотирьох рівнянь, вирішення яких дає оцінку значень трьох координат і розбіжності шкал часу.

Виміряна відстань між *i-тим* навігаційним супутником і споживачем називається псевдодальністю до *i-го* супутника. Псевдодальність також є розрахунковою величиною і обчислюється як добуток швидкості поширення електромагнітних коливань і часу, протягом якого сигнал супутника за лінією «супутник-споживач» досягне споживача. Цей час вимірюється в апаратурі споживача.

Виміряне значення псевдодальності від споживача до *i-го* навігаційного супутника дорівнює

$$D_{i \text{ BUM}} = c \cdot t_i$$

де t_i – час поширення сигналу за лінією «*i-тий* супутник-споживач» на момент проведення навігаційних визначень; c – швидкість поширення електромагнітних хвиль в просторі.

Це рівняння можна записати через координати *i-го* супутника (x_i, y_i, z_i) і координати споживача (x, y, z):

$$D_{i \text{ BUM}} = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2}, \qquad (10.17)$$

де *x*, *y*, *z* – невідомі, які потрібно визначити.

Координати споживача *x*, *y*, *z* знаходяться шляхом розв'язання системи з мінімум трьох рівнянь (10.17) для трьох супутників при їхніх відомих координатах і виміряних псевдодальностях.

Оскільки шкали часу навігаційних супутників і шкала часу споживача несинхронізовані, то при визначенні псевдодальностей буде похибка через розбіжності шкал часу. З урахуванням одномоментності вимірювання псевдодальностей, а також синхронізації шкал часу навігаційних супутників між собою, розбіжність шкали часу супутників і споживача в момент визначення псевдодальностей можна вважати величиною постійною, але невідомою.

З урахуванням розбіжності шкали часу, що призводить до помилки h_{τ} , виміряну дальність можна записати як

$$D_{i_{BMM}} = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} + h_{\tau}.$$
 (10.18)

У цій системі чотири невідомих x, y, z, h_{τ} і для її вирішення вже необхідно чотири рівняння, тобто потрібно визначення псевдодальностей, принаймні, до 4-х навігаційних супутників.

Розбіжність шкал часу мережі навігаційних супутників і апаратури споживача не є єдиним джерелом помилок при визначенні псевдодальностей. Тому у загальному вигляді система рівнянь псевдодальностей запишеться

$$D_{i_{BMM}} = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} + h_{\tau} + \Delta_i, \qquad (10.19)$$

де Δ_i – похибки визначення псевдодальності до *i-го* супутника через похибки прогнозування ефемерид, похибок частотно-часового забезпечення, похибок швидкості поширення радіохвиль в тропосфері та іоносфері на шляху «*i-muй* навігаційний супутник - споживач», похибок через багатопроменеве поширення сигналів навігаційних супутників в місці прийому, шумів приймального каналу апаратури споживача і похибок через природні та навмисні завади.

Обчислювач бортового приймача безперервно чисельно вирішує дану систему рівнянь, визначаючи прямокутні координати і поправку до бортових годинників. В результаті цього на борту об'єкта завжди відомий точний час.

Однак користувачам СНС зазвичай потрібні не прямокутні, а геодезичні координати — широта, довгота і висота. Зв'язок декартових координат *x*, *y*, *z* з широтою, довготою і висотою виражається співвідношеннями для перетворення просторових еліпсоїдних координат Φ , λ , *h* (рис. 10.5) в декартову систему координат (*X*, *Y*, *Z*)

$$X = (v+h)\cos\Phi\cos\lambda,$$

$$Y = (v+h)\cos\Phi\sin\lambda,$$

$$Z = (v(1-e^{2})+h)\sin\Phi,$$

$$v = \frac{a}{\sqrt{1-e^{2}\sin^{2}\Phi}},$$

$$e^{2} = 2f - f_{2},$$

$$f = \frac{a-b}{a},$$

(10.20)

де a, b, e, f – велика піввісь, мала піввісь, ексцентриситет і сплюснутість земного еліпсоїда відповідно; v – відрізок нормалі до еліпса між точкою P і точкою перетину нормалі з віссю OZ (радіус головного вертикала).

Обчислювач бортового приймача вирішує зворотну по відношенню до приведених формул задачу — за вже відомими прямокутними координатами розраховує широту, довготу і висоту над поверхнею еліпсоїда.

В системі WGS-84 перехід в просторову еліпсоїдальну систему координат "широта, довгота, висота" Φ, λ, h (рис. 10.5), (рис. 10.27) визначається через координати *X*, *Y*, *Z* відповідно до алгоритму розрахунку

$$\Phi = \operatorname{arctg}\left(\frac{Z}{\sqrt{X^2 + Y^2}}\right) \left(1 - e^2 \frac{v}{v + h}\right)^{-1},$$

$$\lambda = \operatorname{arctg}\frac{Y}{X},$$

$$h = \frac{\sqrt{X^2 + Y^2}}{\cos \Phi} - v,$$

$$v = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2(\Phi)}},$$

(10.21)

Якщо висота *h*=0, то формули є точними, в іншому випадку розрахунок виконується методами послідовних наближень. Зазвичай, достатньо п'яти ітерацій для отримання сантиметрової похибки визначення висоти.

Якщо *X*, *Y*, *Z* визначені в будь-якої місцевої системі координат, для якої відомі параметри переходу до системи WGS-84, то спочатку застосовується відповідний алгоритм WGS-84.



Рис. 10.27. Перетин еліпсоїда у площині меридіана

Крім координат і часу приймач СНС визначає також *швидкість руху* об'єкта відносно Землі (шляхову швидкість). Для цього використовується доплерівський спосіб, але працюючий як би у зворотний бік.

Коли відомо і місцезнаходження супутника, і місцезнаходження об'єкта, то можна розрахувати за відомою швидкістю супутника радіальну швидкість

зближення об'єкта і супутника, і визначити, який при цьому має бути доплерівський зсув частоти, що приймається.

Але фактичний зсув, який вимірюється приймачем, буде іншим через власну швидкості об'єкта. Отже, за цієї різниці частот можна розрахувати складову власної швидкості об'єкта у напрямку на супутник. А за значеннями радіальних швидкостей за напрямками на кілька супутників, можна також розрахувати: складові шляхової швидкості об'єкта за осями системи координат ОХҮΖ, модуль шляхової швидкості і фактичний шляховий кут, що характеризує напрямок руху відносно меридіана об'єкта.

В СНС вимірюється геодезична висота, тобто висота, відрахована від поверхні прийнятого еліпсоїда (WGS-84 або ПЗ-90). Але для виконання польотів, особливо при заході літаків на посадку, необхідно знати також абсолютну висоту, яка відраховується від поверхні геоїда (середнього рівня моря). Для її розрахунку в бортовий приймач СНС закладається математична модель геоїда. За цією моделлю і чисельними коефіцієнтами, що входять до неї, для будь-якої точки з певною широтою і довготою можна розрахувати хвилю геоїда (*undulation*), яка показує, наскільки поверхня геоїда вища над поверхнею еліпсоїда. За допомогою хвилі геоїда приймач розраховує і показує абсолютну висоту.

Таким чином, повний алгоритм розрахунків, що виконуються приймачем СНС, включає наступне:

- обчислення за допомогою ефемеридної інформації розрахункових значень координат кожного з чотирьох супутників;

- вимір часу *t_i* проходження сигналу від кожного супутник і відповідної йому псевдодальності *D_i*;

- обчислення прямокутних координат об'єкта x, y, z і похибки Δt в вимірі часу проходження сигналу через неточність годинників;

- обчислення геодезичних координат: широти, довготи і геодезичної висоти;

- обчислення шляхової швидкості і фактичного істинного шляхового кута за інформацією про виміряні доплерівські зсуви частот;

- розрахунок абсолютної висоти об'єкта з використанням моделі гравітаційного поля Землі;

- розрахунок магнітного шляхового кута з використанням моделі магнітного поля Землі.

Це основні операції, що виконуються обчислювачем бортового приймача СНС. Насправді обчислювач запрограмований для виконання і безлічі інших операцій, необхідних для вирішення різних навігаційних задач.

10.3.3. Фактори, що впливають на точність супутникової навігації

Вплив системи координат на точність навігації

При супутникової навігації координати об'єкта спочатку визначаються в прямокутній системі координат, а потім перераховуються в геодезичну систему координат, задану на тому чи іншому еліпсоїді. При цьому може бути використано безліч різних як прямокутних, так і геодезичних систем координат. Початки систем координат можуть бути зміщені, а самі системи повернені один відносно одного навколо кожної з осей. Еліпсоїди, центри яких знаходяться у центрах прямокутних систем координат, можуть мати різні розміри і ступінь стиснення.

Супутникові приймачі, призначені для роботи з Navstar GPS, видають координати у всесвітній геодезичній системі координат WGS-84 (World Geodetic System), яка спочатку і створювалася саме для роботи з GPS. Багато приймачів мають меню, за допомогою якого можна вибрати і іншу систему координат. В цьому випадку приймач автоматично перерахує координати з WGS-84 в потрібну систему.

Для ГЛОНАСС основною є інша загальноземна система відліку – ПЗ-90. Остання її версія (ПЗ-90.02) незначно відрізняється від WGS-84. Напрямки осей систем координат ПЗ-90.02 і WGS-84 збігаються, зміщення їхніх початків за осями X, Y і Z є незначними і становлять відповідно 36, 8 і 18 см. Але все ж таки треба враховувати, що радіальна похибка визначення просторового місця об'єкта за рахунок відмінності систем координат може досягати 41 см.

Слід також пам'ятати, що на російських картах (а в більшості випадків і в документах аеронавігаційної інформації) координати пунктів вказуються в системі координат СК-42 на еліпсоїді Красовського. Розбіжність цих координат з тими, які видають СНС, може досягати десятків і сотень метрів.

Крім геодезичних координат, в тому числі і геодезичної висоти (над поверхнею еліпсоїда), приймач визначає також абсолютну висоту, тобто висоту над рівнем геоїда (середнім рівнем моря). Точність її визначення залежить як від точності вимірювання геодезичної висоти, так і від точності розрахунку хвилі геоїда в даній точці за допомогою математичної моделі гравітаційного поля. Одна з останніх і найбільш точних моделей EGM 96 має порядок 360х360 і включає в себе 130317 коефіцієнтів. Але зазвичай в бортових приймачах використовуються набагато простіші моделі порядку 41 або навіть 18. З їх допомогою розрахунок проводиться швидше, але, звичайно, з більш низькою

324
точністю. Тому похибка визначення абсолютної висоти залежить від використовуваної моделі і може досягати величини порядку 3...6 м.

У таблиці вказано діапазон похибок, тобто min і max їх значення, що отримані на різних станціях за даними на один з днів. Похибки відповідають ймовірності P = 0.95.

Параметр	ГЛОНАСС	GPS	GPS+ГЛОНАСС
Кількість справних супутників	24	28	52
Похибка визначення широти, м	3,317,80	3,385,36	2,434,92
Похибка визначення довготи, м	3,277,20	2,715,85	2,325,54
Похибка визначення висоти, м	9,7719,56	9,2713,54	7,0314,13
Середня кількість супутників в	89	1011	1820
навігаційних визначеннях			

Дані похибок СНС

Якщо в документах аеронавігаційної інформації (або в бортовому навігаційному комплексі) не використовується геодезична система WGS-84, то радіальна похибка за рахунок невідповідності систем координат може досягати 1 км. У тих випадках, коли апаратурою споживача «захоплено» тільки три супутника і, отже, висота GPS-приймача відносно середнього рівня моря вводиться вручну, то радіальна помилка визначення положення на площині може в два рази перевищувати помилку визначення висоти. Так, наприклад, якщо абсолютна висота введена з помилкою $\Delta h = 500$ м, то похибка у визначення положення може досягти величини 1 км.

Вплив взаємного положення супутників на точність навігації

Можлива точність визначення дальності до супутника оцінюється похибкою $\sigma_D = 5...10$ м. Але точність визначення координат об'єкта визначається не тільки цієї похибкою, а також взаємним розташуванням супутників щодо самого об'єкта.

Припустимо, що два супутника і об'єкт розташовані в одній площині. Обидві лінії положення визначаються з похибкою ΔD (рис. 10.28). Тоді область можливого положення об'єкта (площа «ромба») буде значно менше при кутах перетину ліній положення, що близькі 90°, ніж при кутах перетину, що близькі 180°. Похибка у визначенні місця об'єкта за рахунок «геометричного фактора» може зрости в кілька разів. При пеленгуванні чотирьох супутників похибки ΔD також визначають область можливого знаходження об'єкта і точність визначення координат знаходиться у великій залежності від взаємного розташування супутників. Але якщо в поле зору антени приймача на борту знаходиться понад чотирьох супутників, то за певним алгоритмом можна вибрати такі супутники, взаємне розташування яких забезпечує в даний момент найбільшу точність визначення місця.



Рис. 10.28. Вплив геометричного фактора на точність визначення положення

Для оцінки впливу геометричного фактора обраний критерій геометричного зниження точності **DOP** (*Dilution of precision*). Величина критерію DOP визначається з таких міркувань.

Якщо позиції чотирьох супутників і об'єкта розглядати як вершини багатогранника, то, з'єднавши їх прямими лініями, отримаємо деякий об'єм $V_{\rm MHF}$. Чим краще взаємне розташування супутників, тим буде більше об'єм $V_{\rm MHF}$ такого багатогранника.

Величина критерію DOP приймається зворотно пропорційною об'єму $V_{{}_{\rm MH\Gamma}}$ з урахуванням деякого коефіцієнта пропорційності k

$$\text{DOP} = \frac{k}{V_{\text{MH}\Gamma}}.$$
(10.22)

Величина DOP, як правило, коливається від одиниці до 10. Вважається, що при DOP \leq 4 забезпечується висока точність визначення місця об'єкта. Використовуючи дані з альманаху, бортовий комп'ютер безперервно обчислює критерій DOP, визначаючи кращу четвірку супутників з усієї спостережуваної кількості на даний момент часу. Середньоквадратична радіальна похибка визначення місця об'єкта при цьому визначиться як

$$\sigma_r = \text{DOP} \cdot \sigma_r^*, \tag{10.23}$$

де σ_r^* – середньоквадратична радіальна похибка при DOP = 1.

За рахунок оптимального вибору для пеленгування чотирьох супутників точність визначення місця об'єкта підвищується в 4...6 разів.

Точність визначення координат

Точність визначення координат об'єкта визначається такими основними умовами:

- технічними характеристиками GPS при використанні *С/А-коду*, відкритого для цивільних споживачів;

- штучними похибками, введеними для цивільних споживачів в режимі S/A (обмеженого доступу);

- можливим невідповідностям геодезичних систем координат: WGS-84, що прийнята в GPS, і системи, що використовується на картах або в бортовому навігаційному комплексі.

При використанні *С/А-коду* середньоквадратичні похибки у визначенні позиції антени GPS-приймача складають для:

- горизонтальних координат σ_г = 10...15 м;

- абсолютної висоти $\sigma_h = 15...20$ м.

Для оцінки точності навігаційних обчислень слід приймати середньоквадратичні похибки у визначенні позиції GPS-споживача при роботі в режимі обмеженого доступу, для:

- горизонтальних координат $\sigma_r = 50$ м;

- абсолютної висоти $\sigma_h = 70$ - 80 м.

З урахуванням «геометричного фактора» зазначені похибки будуть визначатися як:

$$\sigma_{\Gamma} = \text{DOP} \cdot \sigma_{\Gamma}^{*}, \qquad (10.24)$$
$$\sigma_{h} = \text{DOP} \cdot \sigma_{h}^{*},$$

де σ_r^* , σ_h^* – середньоквадратичні похибки відповідно для горизонтальних координатах і для висоти при DOP = 1,0.

Величина геометричного фактора, як правило, DOP ≤ 6...8. Беручи для практичної навігації DOP = 5,0, маємо середньоквадратичні похибки:

- горизонтальних координат $\sigma_r = 250$ м;

- абсолютної висоти $\sigma_h = 350...400$ м.

Точність визначення швидкості

Точність вимірювання швидкості об'єкта доплерівським способом досить висока і оцінюється в різних джерелах від 0,05 м/с до 0,2 м/с, тобто вимірюється десятими частками кілометрів на годину. Однак, алгоритми, що використовуються в приймальнику, розробляються виробниками приймачів і залишаються для користувачів невідомими. У деяких приймачах швидкість може визначається не доплерівським способом, а просто розраховуватися за швидкістю зміни поточних координат. Це може не тільки вплинути на точність, але і викликати додаткові обмеження. Наприклад, в одному з видів приймача фактичні шляховий кут і шляхова швидкість можуть бути визначені тільки в тих випадках, коли швидкість приймача СНС (швидкість об'єкта) перевищує 30 вузлів (55,6 км/ч).

10.3.4. Функціональні доповнення СРНС

Функціональними доповненнями називається комплекс технічних і програмних засобів, призначених для забезпечення споживача глобальної навігаційної супутникової системи додатковою інформацією, що дозволяє підвищити точність і достовірність визначення його просторових координат, швидкість руху, поправки годинника і гарантує цілісність системи.

Існує три види систем функціональних доповнень:

- бортові, які не потребують для своєї роботи наземного або космічного устаткування;

- наземні, в яких використовуються розташовані на Землі диференціальні коригувальні станції;

- супутникові, в яких крім наземних станцій використовуються спеціальні супутники, які передають на борт літака необхідну інформацію.

Диференціальний метод визначення координат.

Робота наземних і супутникових функціональних доповнень СНС заснована на використанні диференціального методу (*differentia* – відмінність).

Диференціальний метод заснований на тому, що в границях обмеженого району і періоду часу похибки через поширення радіохвиль приблизно однакові. Суть методу полягає в наступному. На землі встановлюється спеціальна контрольно-коригувальна станція, координати якої відомі з високою точністю. Приймачі, встановлені на цієї станції, визначають свої координати за допомогою супутників таким же способом, як і бортові приймачі. Оскільки координати станції свідомо відомі, на станції обчислюються поправки (різниці точних і виміряних значень) до широти, довготи і висоти. Ці поправки автоматично передаються на борт всіх літаків, що виконують польоти в районі даної станції. У бортових приймачах літаків ці поправки вводяться в координати, отримані зі супутників, завдяки чому суттєво підвищується точність визначення координат.

328

За допомогою такого методу можна практично повністю позбутися від ефемеридних похибок і в значній мірі — від похибок через зміну швидкості поширення радіохвиль. Але похибка самої поправки збільшується в середньому на 1 см на кожен кілометр віддалення від станції.

Якщо передавати поправки безпосередньо у координати, то необхідно, щоб і наземна станція, і бортовий приймач визначали координати за одним і тим же набором супутників. Часто застосовується інший різновид цього методу, коли передаються поправки не до координат, а безпосередньо до самих виміряних псевдодальностей для кожного з видимих супутників. Існують і інші, більш складні диференціальні методи, засновані на вимірі різниць фаз прийнятих сигналів.

Бортові функціональні доповнення ABAS (Aircraft-based augmentation system). Являють собою сукупність алгоритмів роботи приймача, що забезпечують моніторинг цілісності (AIM, autonomous integrity monitoring).

Існує два види такого моніторингу – *RAIM* і *AAIM*. Обидва засновані на використанні надлишкової навігаційної інформації.

RAIM (Reciever Autonomous Integrity Monitoring) – автономний контроль цілісності в приймальнику. Його цілями є:

- своєчасне виявлення нестійкості працюючого супутника і виключення його з обробки навігаційних визначень;

- оцінка поточної похибки визначення координат і видача попередження екіпажу, якщо ця похибка перевищує допустиму;

- прогноз цілісності, тобто розрахунок геометрії розташування працюючих супутників і точності навігаційних визначень в будь-якій заданій точці в заданий час з метою попередження екіпажу про те, що необхідна точність і надійність навігації в цій точці не будуть забезпечені.

Робота **RAIM** заснована на наявності надмірності інформації. Якщо приймаються сигнали тільки від чотирьох супутників (це мінімальна їх кількість для визначення просторового місця літака), то місцезнаходження літака, звичайно, буде визначено, але в цьому випадку неможливо нічого сказати про точність визначення. Крім того, може виявитися, що отримане місцезнаходження зовсім не відповідає фактичному, якщо, наприклад, один із супутників видав недостовірну інформацію через свою несправність.

Для *RAIM* необхідний як мінімум ще один, п'ятий супутник.

AAIM (Aircraft Autonomous Integrity Monitoring) – бортовий автономний моніторинг цілісності. Він є еквівалентом або альтернативою RAIM. У цьому

випадку надмірна інформація надходить в приймач не від супутників, а від бортових систем. Найбільш часто використовується інформація про координати літака від інерційних систем або та, що отримана за двома далекомірними радіомаяками (DME/DME). Ця інформація використовується аналогічно тому, як в *RAIM*, тобто для контролю цілісності і підвищення точності навігаційних визначень. Наприклад, інерційна навігаційна система може використовуватися як додаток до СНС протягом коротких періодів часу, коли супутникові навігаційні антени затінюються частинами літака при виконанні маневрів, або протягом періодів часу, коли в поле зору є недостатня кількість супутників.

В бортовий приймач може надходити барометрична висота від системи повітряних сигналів. Висота використовується для визначення просторового місця літака при наявності тільки трьох супутників, а при наявності в поле зору тільки чотирьох супутників інформація про рівень висоти польоту визначає п'яту поверхню положення, яка може використовуватися для контролю цілісності. Інформація про висоту також дозволяє підвищити ефективність алгоритмів математичної фільтрації навігаційних вимірювань з метою підвищення їх точності.

Супутникові системи функціонального доповнення SBAS (Satellite-Based Augmentation System). Назва обумовлено тим. що поправки на борт передаються через спеціальні, як правило, геостаціонарні супутники. Системи включають в себе наземні опорні станції, що приймають сигнали від супутників, основні станції, які обробляють інформацію і розраховують поправки, а також передавальні станції, які передають поправки і іншу необхідну інформацію на геостаціонарні супутники. Бортові приймачі на літаку прямо зі супутника приймають поправки для того регіону, де вони знаходяться, враховують їх і тим самим підвищують точність визначення свого місцезнаходження і цілісність.

Геостаціонарний супутник при цьому грає також роль навігаційного супутника, збільшуючи радіовидимість споживачеві навігаційних супутників. Зона дії *SBAS* визначається з одного боку областю радіовидимості геостаціонарного супутника (вона досить велика), а з іншого – територією, на якої розташовані наземні станції і для якої, відповідно, визначаються поправки. Ця територія зазвичай має розміри 2...5 тис. км, тому такі системи також називають широкозонними.

Прикладом створення *SBAS* є *WAAS* (Wide Area Augmentation System – Система функціонального доповнення з широкою зоною дії), створена в США. Система складається з космічного і наземного сегментів. Поправки для

супутників системи *WAAS* формуються за допомогою розвиненої мережі базових станцій (наземний сегмент *WAAS*). Супутники, що покривають своїми сигналами територію США, складають космічний сегмент системи. Сигнал *WAAS* має ту ж частоту і схожу структуру з GPS, що полегшує його реалізацію в GPS приймачах. Супутники передають GPS-подібний сигнал, а також поправки до ефемерид, часу, параметрам іоносферної моделі.

Система *WAAS* створена для досягнення можливості використання GPS на всіх етапах польоту ЛА, включаючи точний захід на посадку І категорії. Похибки визначення координат складають 3...4 метри (P = 0,95).

функціонують системи широкозонних У Європі та Азії також функціональних доповнень. У Європі під егідою Європейської комісії, Європейського космічного агентства і Євроконтролю розроблена система EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service), яка € функціональним доповненням не тільки Navstar GPS, але також ГЛОНАСС і Galileo. В системі використовуються три геостаціонарних супутника і мережа з більш ніж 40 станцій, розташованих в основному на території Європи. Заявлена точність визначення координат близько одного метра. З 2009 р. система введена в експлуатацію для безкоштовного використання.

В Японії розроблена і використовується система *MSAS* (Multi-functional Satellite Augmentation System), яка є функціональним доповненням GPS. Система включає в себе два геостаціонарних супутника і вісім наземних станцій.

Наземні системи функціональних доповнень GBAS (Ground-based Augmentation System). У таких системах поправки і інша інформація передаються від наземних станцій безпосередньо на борт літаків в УКХ діапазоні по лініях цифрової передачі даних VDB (VHF Data Broadcast). Для цього міжнародними організаціями виділено діапазон частот 109...117,975 МГц.

GBAS виконує наступні функції:

- забезпечення локальних поправок до псевдодальності;

- забезпечення даних про саму систему GBAS;

- забезпечення даних для кінцевої ділянки заходу на посадку (кут нахилу глісади і т.і.);

- забезпечення прогнозування даних про експлуатаційну готовність далекомірного джерела;

- забезпечення контролю цілісності джерел далекомірних вимірювань СНС.

Якщо мережа станцій *GBAS* охоплює територію цілого регіону (зазвичай розміром від 400 до 2000 км), то її називають регіональною диференціальною

підсистемою **GRAS** (Ground-based Regional Augmentation System). Прикладом може служити австралійська GRAS, що охоплює територію Австралії і Нової Зеландії.

У випадку, коли GBAS включає в себе тільки одну наземну станцію і диференціальні поправки використовуються тільки на видаленні 50...200 км, то таку систему називають локальною *LAAS* (*Local Area Augmentation System*). Найбільш часто такі системи встановлюють на аеродромах. Вони можуть забезпечувати точний захід на посадку.

10.3.5. Характеристика бортових пристроїв прийому даних СРНС

Класифікація приймачів-індикаторів СНС. Залежно від призначення приймачі-індикатори СНС можна поділити на три групи: геодезичні, навігаційні, побутові.

Приймач супутникового навігаційного сигналу (ГЛОНАСС/GPSприймач) – це мікросхема або сукупність мікросхем з відповідним програмним забезпеченням, завдання яких приймати і декодувати сигнали СНС і видавати на виході координати об'єкта в певному форматі. Приймач може працювати на борту в якості самостійного навігаційного засобу, але може бути одним з датчиків навігаційного комплексу, видаючи інформацію в його центральний обчислювач (FMS). В цьому випадку приймач може не мати власних органів індикації і управління.

Клас А – обладнання, що поєднує в собі навігаційний датчик, який визначає тривимірні координати об'єкта: широту, довготу, висоту, час (UTC) і вектор шляхової швидкості, а також обчислювач, що вирішує навігаційні задачі і має ряд сервісних і довідкових функцій. Це найпоширеніший клас пристроїв, що встановлюються на літаках, які не мають навігаційні комплекси останнього покоління. Для забезпечення цілісності приймач повинен мати функцію *RAIM*.

Клас В – обладнання, що складається з навігаційного датчика і пристрою передачі даних в навігаційний комплекс літака. Таким чином, обладнання класу В ϵ просто одним з датчиків навігаційного комплексу (багатофункціональної навігаційної системи). Обчислювач використовує інформацію від СНС нарівні з інформацією від інших навігаційних засобів для корекції числення координат, підвищення точності і надійності навігаційних визначень. Оскільки обчислювачі більш продуктивні і досконалі, ніж обчислювачі в приймачах типу А, то інформація може оброблятися з використанням більш складних і ефективних алгоритмів.

332

Клас С – обладнання класу С, як і класу В, є датчиком для НК, що забезпечують автоматичний і директорний режим польоту. Його взаємодія з бортовим комплексом завжди є двостороння, тобто, не тільки інформація від СНС використовується в НК, а й інформація від інших систем комплексу може використовуватися в цілях підтримки алгоритмів роботи обладнання СНС в процесі обробки інформації. Т.ч., обладнання класу С безпосередньо «вбудовано» в комплексні системи пілотажно-навігаційного обладнання і є їх складовою частиною. В силу цього і ряду інших чинників обладнання класу С вважається більш надійним, ніж класів A і В. Пристрій, як правило, не має своїх органів управління і індикації, а звернення до СНС і управління проводиться через багатофункціональні пульти навігаційного комплексу (FMS) літака.

Відображення навігаційної інформації

За допомогою бортового обладнання СНС безпосередньо вимірюються лише координати літака і дані про його швидкість, а також точний час. Однак наявність бази аеронавігаційних даних дозволяє розрахувати і відобразити на органах індикації велику кількість інших параметрів, необхідних для виконання польоту. Якщо за допомогою бази даних сформований маршрут польоту, то за відомими поточними координатам літака і координатам проміжних пунктів маршруту (ППМ) можуть бути визначені: лінійне бічне ухилення, відстань і час, що залишились до ППМ, поправка в шляховий кут і т. і. Всі ці дані визначаються розрахунковим шляхом.

Основні режими і функції бортового приймача-індикатора СНС. Приймач-індикатор СНС, крім виконання своєї основної функції – визначення координат, може вирішувати ряд інших корисних завдань, пов'язаних з виконанням польоту (рис. 10.29).

Пілот відповідно до режиму навігації і польоту може вибрати наступні режими функціонування приймача-індикатора.

1. Ініціалізація. В цей режим приймач-індикатор переходить у момент його включення. Проводиться самотестування приладу, перевірка актуальності бази навігаційних даних, пошук супутників і визначення місця літака.

2. Режим FPL (Flight plan). Призначений для формування майбутнього маршруту польоту у вигляді послідовності точок шляху (пунктів маршруту), які можуть бути обрані пілотом з бази даних або введені вручну шляхом завдання координат. В пам'яті приймача-індикатора можуть зберігатися кілька заздалегідь сформованих маршрутів. Той з них, який був обраний пілотом для польоту, стає активним і отримує позначення FPL.



Рис. 10.29. Вигляд інформаційної панелі супутникового приймача

3. Режим NAV (*Navigation*) є основним режимом при виконанні навігації в польоті. В цьому режимі можливе отримання інформації про координати літака (широта та довгота), відстань і час, що залилися до чергового пункту маршруту, бічне ухилення від ЛЗШ, заданий і фактичний шляхові кути, пеленг від літака на пункт маршруту, шляхову швидкості, час прольоту пункту маршруту і т. і. Якщо до приймача-індикатора надходить інформація про курс і істину повітряну швидкість від інших систем літака, то розраховується напрямок і швидкість вітру.

4. Режим WPT (*Way Point*) призначений для вибору наступних типів навігаційних точок і процедур: Airport, Approach, SID, STAR, VOR, NDB, Intesection, User (точка користувача).

На рис. 10.29 показано інформацію, що відображається на індикаторі супутникового приймача при полете літака в режимі NAV – навігація:

- політ на (T₀) пункт маршруту NUKOL, тип пункту – Intesection;

- пеленг на NUKOL 121°;
- відстань до пункту 100 м. миль;
- час польоту до пункту 14 хв;

- літак відхилився вліво від ЛЗШ на 3,5 м. милі (вертикальна планка, яка зображує ЛЗШ, відхилена вправо від символу «0», який зображує літак, на 3,5 поділу);

- фактичний шляховий кут (T_K) 120°;

- шляхова швидкість 430 вузлів (K_T).

Література до розділу 10: [1], [3–5], [8], [14–16].

Контрольні запитання

- 1. Які переваги надає використання супутникової системи при навігації і керуванні рухомими об'єктами?
- 2. Вкажіть загальні принципи функціонування СРНС.
- 3. По яких траєкторіях рухаються штучні супутники? Вкажіть елементи орбіт.
- 4. Що собою представляє глобальна навігаційна супутникова система, які системи ви знаєте?
- 5. Які основні сегменти входять до складу СРНС? Опишіть їх функцію.
- 6. Які системи координат використовуються в супутникової навігації?
- 7. Поясніть псевдодалекомірний спосіб визначення координат.
- 8. Як визначаються координати користувача в СРНС?
- 9. Для яких цілей застосовується в СРНС диференціальний режим та функціональні доповнення?
- 10. Вкажіть фактори, що впливають на точність навігації в СРНС.
- 11. Яки методи застосовуються для підвищення точності вимірювань в СРНС?
- 12. Як здійснюється кодування сигналів в СРНС?
- 13. Що являють собою шумоподібні сигнали і як вони формуються?
- 14. Надайте зміст навігаційних даних, що передаються СРНС.
- 15. Як відбувається пошук і виявлення сигналу навігаційного супутника в приймачу користувача?
- 16. Яка інформація СРНС використовується для спостереження та керування рухомими об'єктам?
- 17. Які навігаційні задачі вирішуються з використанням СРНС на літаках?

Список літератури

1. Навігація. Основи визначення місцеположення та скеровування / Б. Гофманн-Велленгоф, К. Легат, М. Візер; пер. з англ. за ред.: Я. С. Яцківа; літ. ред.: О. Є. Смолінська. – Л.: ЛНУ ім. І. Франка, 2006. – 449 с.

2. Сумик М.М. Основи теорії радіотехнічних систем: навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл., які навчаються за напрямом «Радіотехніка» / М. М. Сумік. – Львів: Вид-во Львів. політехніки, 2005. – 240 с.

3. Конін В. В. Системи супутникової радіонавігації / В. В. Конін, В. П. Харченко. – Київ: Холтех, 2010. – 520 с.

4. Бабак В. П. Супутникова радіонавігація / В. П. Бабак, В. В. Конін, В. П. Харченко. – К.: Техніка, 2004. – 328 с.

5. Зуєв О. В. Радіолокаційне та радіонавігаційне обладнання аеропортів: навч. посіб. / О. В. Зуєв, В. Г. Мелкумян, А. А. Соломенцев //Нац. авіац. ун-т. – Київ: НАУ, 2006. – 217 с.

6. Харченко В. П. Системи зв'язку та навігації: навч. посіб. / В. П. Харченко, Ю. М. Барабанов, М. А. Міхалочкін // Нац. авіац. ун-т. – Київ: НАУ, 2009. – 216 с.

7. Рогожин В. О. Пілотажно-навігаційні комплекси повітряних суден /В. О. Рогожин, В. М. Синєглазов, М. К. Філяшкін // Нац. авіац. ун-т. – Київ: НАУ, 2005. – 314 с.

8. Бабак В. П. Безпека авіації /В. П. Бабак, В. П. Харченко, Ф.Й. Яновський та інші. – Київ: Техніка, 2004. – 584 с.

9. Васильєв В. М. Теорія ймовірностей в радіотехніці: підручник / В. М. Васильєв, С. Я. Жук. – К.: НТУУ «КПІ», 2023. – 362 с.

10. Васильєв В. М. Моделювання аеронавігаційних систем. Оброблення інформації та прийняття рішень у системі керування повітряним рухом: навч. посіб. / В. М. Васильєв, В. П. Харченко. – К.: НАУ, 2008. – 108 с.

11. Впровадження навігації, заснованої на характеристиках (PBN). Дорожня карта та стратегія України на 2013–2025 р. //Державна авіаційна служба України, 2013. – 38 с. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <u>https://avia.gov.ua/wp-</u>content/uploads/2017/12/Strategiya-ta-plan-vprovadzhennya-PBN.pdf

12. Єдиний європейський повітряний простір: навч. посіб. /І. С. Биковцев, В. С. Дем'янчук, О. С. Желєзна [та ін.]. – Київ: Украерорух, 2011. – 400 с.

13. Сертифікаційні вимоги до наземних засобів радіотехнічного забезпечення в цивільній авіації України: затв. наказом Міністерства інфраструктури України від 25.05.2011, № 122; зареєстр. в Міністерстві юстиції України 14.06.2011 за № 702/19440. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0702-11#Text

14. ICAO Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation. Aeronautical Telecommunications. Vol. I. Radio Navigational Aids, 7th Edition, July 2018. – 658 pp. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://ffac.ch/wp-content/uploads/2020/09/ICAO-Annex-10-Aeronautical-Telecommunications-Vol-I-Radio-Navigation-Aids.pdf

15. Instrument Flying Handbook // U.S. Department of Transportation Federal Aviation Administration, 2012. – 371 pp. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <u>https://www.faa.gov/sites/faa.gov/files/regulations_policies/handbooks_manuals/avia</u> <u>tion/FAA-H-8083-15B.pdf</u>

16. Radio Navigation. ATPL Ground Training Series // CAE Oxford Aviation Academy (UK) Limited, 2014. – 396 pp.

17. Doc 8071 ICAO Manual on Testing of Radio Navigation Aids. Vol. I. Testing of Ground-based Radio Navigation Systems, 5th Edition. – 2018. – 166 pp. [Електронний ресурс]. – Режим доступу:

https://store.icao.int/en/manual-on-testing-of-radio-navigation-aids-volume-i-testingof-ground-based-radio-navigation-systems-doc-8071-vol-1 Навчальне видання

Васильєв Володимир Миколайович

Радіонавігаційні системи

Підручник

В авторській редакції

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р. просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056

Підп. до друку XX.XX.2023. Формат 60×84¹/₁₆. Папір офс. Ганітура Times. Спосіб друку – електрографічний. Ум друк. арк. 14,32. Обл.-від. арк. 18,41. Наклад 30 пр. Зам. № XXX.

Видавництво «Політехніка» КПІ ім. Ігоря Сікорського, вул. Політехнічна, 14, корп.. 15 м. Київ, 03056 тел.. (044) 204-81-78