

## **Кафедра комп'ютерної інженерії та електроніки**

Назва дисципліни – Автомобільні охоронні та навігаційні системи

Викладач: Дзундза Богдан Степанович

1. Кузовков Н. Т., Саличев О. С. Інерціальна навігація і оптимальна фільтрація. М.: Машинобудування, 1982. Глава 1-2.
2. Погребенник В. Д. Принципи побудови систем охоронної сигналізації / В. Д. Погребенник, Р. В. Політило // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2008. – № 608 : Автоматика, вимірювання та керування. – С. 93–99.
3. Мокренко П. В. Елементи і пристрої фізичної та електронної охорони об'єктів. – Львів:Фенікс, 2000 – 185 с.
4. Погребенник В. Д., Політило Р. В. Ультразвукові сенсори системи охоронної сигналізації // Вісник НТУУ "КПІ". Серія приладобудування. – 2008. – Вип. 36. С 68-76.

## Розділ 1.



## СУПУТНИКОВІ НАВІГАЦІЙНІ СИСТЕМИ

## ГЛАВА 1. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СУПУТНИКОВИХ РАДІОНАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Супутникові навігаційні системи призначені для визначення координат місця розташування транспортних засобів, а також нерухомих об'єктів. СНС відносяться до класу радіонавігаційних систем – супутникових радіонавігаційних систем і реалізують позиційний спосіб визначення місця розташування за інформаційними параметрами радіосигналу, які відповідають навігаційним параметрам про дальність до передавачів – штучних супутників Землі з відомими координатами. Місце розташування об'єкта визначається координатами перетинання трьох поверхонь положення, що є геометричним місцем точок з однаковим значенням навігаційного параметра.

В даний час повномасштабно функціонують тільки дві глобальні супутникові навігаційні системи: російська ГЛОНАСС (Глобальна навігаційна супутникова система) і американська NAVSTAR (Navigation system with timing and ranging). Практично готова до розгортання новітня загальноєвропейська супутникова навігаційна система GALILEO. Загальноприйнята скорочена назва таких систем GPS (Global Positioning System). Проте укорінена у світовій практиці абревіатура GPS найчастіше відноситься до американської системи NAVSTAR, а російську систему прийнято називати GLONASS GPS або просто ГЛОНАСС.

У складі супутникових навігаційних систем ГЛОНАСС і GPS функціонують три основних сегменти:

- космічний сегмент;
- сегмент керування;
- сегмент споживачів.

Основою концепції супутникових навігаційних систем ГЛОНАСС і GPS є *незалежність і беззапитальність* розв'язання навігаційних задач сегментом споживачів. **Незалежність** розв'язання навігаційних задач передбачає обчислення шуканих навігаційних параметрів тільки в апаратурі споживача. Концепція **беззапитальності** має на увазі відсутність передачі від споживача до навігаційного супутника (НС) запиту на своє обслуговування. Розв'язання

навігаційних задач визначення місцезнаходження споживачів реалізується на основі беззапитальних (пасивних) далекомірних вимірювань. Поєднання незалежності і беззапитальності забезпечує не обмежену пропускну здатність СНС (будь-яка кількість споживачів може одночасно використовувати сигнали супутника).

Головна відмінність СНС від інших радіонавігаційних систем – це необхідність постійного визначення поточних координат радіомаяків – координат НС, на відміну від радіотехнічних систем типу РСБН і РСДН, де координати маяків заздалегідь відомі.

Координати супутника визначають, використовуючи наземний сегмент керування. На першому етапі розв'язання цієї задачі у сегменті керування вимірюють координати супутників, що знаходяться в зоні видимості й обчислюють параметри їхніх орбіт. Ці дані прогнозуються на фіксовані (опорні) моменти часу.

Прогнозовані координати та їхні похідні формуються у так званій таблиці *ефемерид* і передаються на супутник, а потім у вигляді навігаційного повідомлення, що відповідає певним моментам часу, ретранслюються всім наземним споживачам. Ці таблиці аналогічні астрономічним таблицям, у яких містяться дані про прогнозоване положення планет і зірок на небесній сфері.

На другому етапі в апаратурі споживача за даними ефемерид здійснюється наступне прогнозування координат супутника, тобто обчислюються точні координати НС в інтервалі між опорними точками траєкторії орбіти. Процедури первинного і вторинного прогнозування координат проводять за певними закономірностями руху супутника по орбіті.

Далі в апаратурі споживача розв'язується навігаційна задача – за інформаційними параметрами радіосигналу (затримкою та частотою) вимірюються первісні навігаційні параметри (дальність та її похідні) відносно відповідних НС та розраховуються координати споживача за інформацією про дальність до трьох – чотирьох супутників-передавачів з відомими координатами як точки перетинання поверхонь положення – геометричного місця точок з однаковим значенням навігаційного параметра, наприклад, дальностей, як це схематично показано на рис. 1.1.

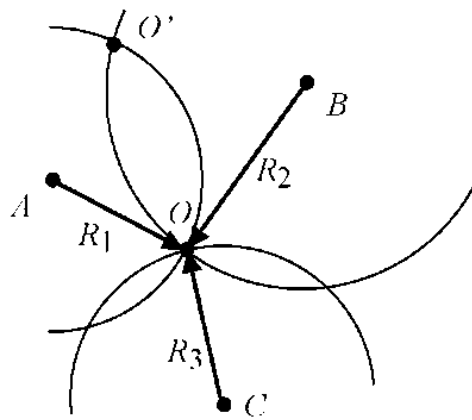


Рис. 1.1

Координати об'єкта (точка  $O$ ) визначають координатами точки перетинання уявних окружностей з радіусами  $R_1$ ,  $R_2$ , і  $R_3$ , які дорівнюють дальностям до трьох передавачів  $A$ ,  $B$ ,  $C$ . Третя дальність необхідна, щоб усунути можливу неоднозначність, яка виникає при перетинанні двох окружностей (точки  $O$  і  $O'$ ). Вимірювання дальності до передавача здійснюється далекомірним методом шляхом вимірювання часу поширення радіосигналу. У запитальних радіотехнічних системах для цього вимірюють час затримки між посиленнями радіосигналів, які випромінює споживач, і відбитими (рестрансельованими) сигналами. За затримкою часу, знаючи швидкість поширення сигналу, легко розраховується точна відстань до передавача. При реалізації беззапитальних вимірювань усі передавачі НС одночасно та синхронно випромінюють радіосигнали з еталонною тривалістю елементарного посилення, а час поширення сигналу розраховується як затримка між високоточним еталоном радіосигналу (еталоном часу та частоти) споживача й сприйманим сигналом від передавача супутника. Ось чому реалізація беззапитальних вимірювань потребує точної часової та частотної синхронізації в усій системі з точністю до мільярдних долів секунди (наносекунд, нс).

Висока точність визначення місцезнаходження споживачів обумовлена багатьма факторами, зокрема взаємним розташуванням супутників. Синхронізована структура космічного сегмента – підсистема космічних апаратів забезпечує для споживача постійну видимість необхідної кількості супутників.

### 1.1. Космічний сегмент – підсистема космічних апаратів

Підсистема космічних апаратів складається із сузір'я навігаційних супутників. Повне (проектне) сузір'я навігаційних систем ГЛОНАСС і GPS складається з 24 супутників. У складі підсистеми можуть бути і додаткові, резервні НС, наприклад, у системі GPS їх не менше трьох.

Будь-які штучні супутники Землі (ШСЗ) можуть обертатися навколо Землі за круговими і еліптичними орбітами.

Форму орбіти, швидкість руху ШСЗ за орбітою та період його обертання знаходять за законами Кеплера, що сформульовані для руху планет навколо Сонця. При еліптичній орбіті (рис. 1.2) Земля знаходиться в одному з фокусів еліпса ( $F_1$ ). Другий фокус ( $F_2$ ) віддалений від апогею орбіти ШСЗ на таку ж відстань, на яку центр Землі віддалений від перигею.

Апогеем називається максимальна відстань орбіти супутника від поверхні Землі, перигеем – мінімальна відстань орбіти супутника від поверхні Землі.

Параметрами еліптичної орбіти є велика  $a$  і мала  $b$  півосі еліпса або велика піввісь і ексцентриситет

$$e = a^{-1} \left( a^2 - b^2 \right)^{\frac{1}{2}}.$$

Відповідно до другого закону Кеплера радіус-вектор  $\bar{R}_{\text{ШСЗ}}$ , проведений з центра Землі, за рівні проміжки часу ометає рівні площі (заштриховані площі на рис. 1.2), тобто відповідно до цього закону ШСЗ рухається нерівномірно за еліптичною орбітою. В апогеї супутник рухається повільніше, ніж у перигеї.

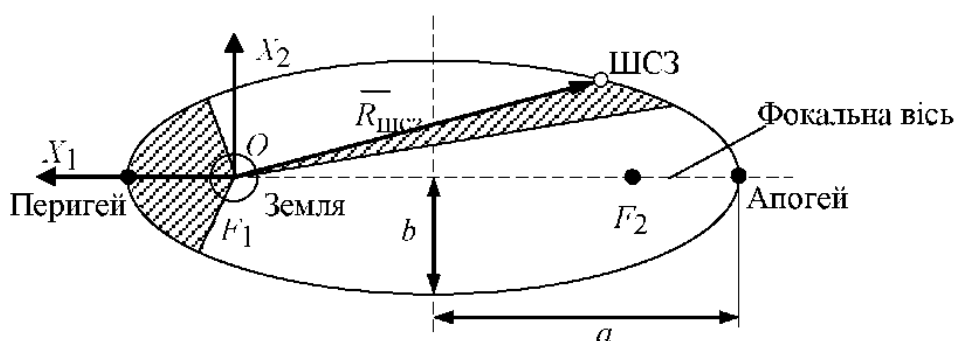
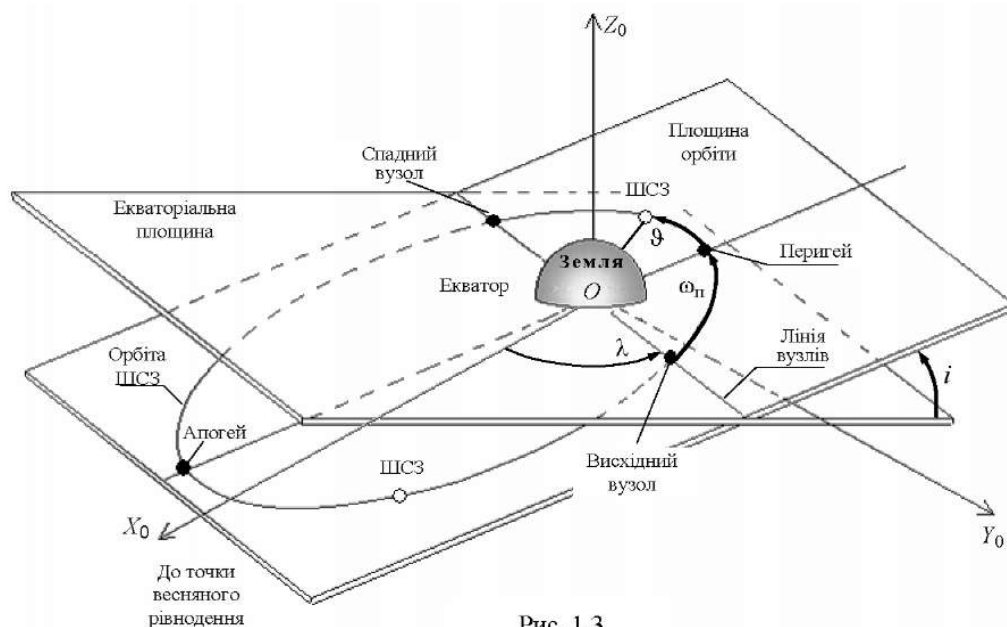


Рис. 1.2

Для визначення просторового положення супутника і його орбіт використовується класична геоцентрична інерціальна система координат  $OX_0Y_0Z_0$  (рис. 1.3) на відміну від орбітальної системи координат  $OX_1X_2$  (див. рис. 1.2). Площина земного екватора є базовою площиною в геоцентричній системі координат, початок координат лежить у центрі Землі. Вісь  $OX_0$  збігається з прямою, що з'єднує центр мас Землі з точкою весняного рівнодення, вісь  $OZ_0$  спрямована уздовж осі обертання Землі у бік Північного полюса, а вісь  $OY_0$  доповнює систему координат до правої.

Геоцентрична інерціальна система координат дозволяє одержати досить прості рівняння руху ШСЗ, завдяки чому полегшується можливість уточнення і прогнозування параметрів його руху на тривалий час. Еліптична орбіта в такій системі може бути представлена Кеплерівською системою параметрів.

Положення площини орбіти відносно Землі (площини екватора) визначається довготою  $\lambda$  висхідного вузла орбіти (точки перетинання орбіти з екваторіальною площиною, що утворюється при русі НС із південної небесної півсфери в північну) і нахилею орбіти  $i$  (див. рис. 1.3).



Довгота висхідного вузла  $\lambda$  відлічується в екваторіальній площині від напрямку  $OX_0$  на точку весняного рівнодення (точка на екваторі, у якій знаходиться Сонце в момент весняного рівнодення тобто 21 березня), до лінії вузлів – лінії перетинання екваторіальної площини з площиною орбіти.

Залежно від кута нахилу  $i$  орбіти бувають такі:

$i = 90^\circ$  – полярні;

$i \approx 90^\circ$  – приполярні;

$i = 0^\circ$  – екваторіальні;

$0^\circ < i < 90^\circ$  – похилі.

Положення супутника на орбіті визначають такі параметри:

– справжня аномалія  $\vartheta$  – кут, що лежить між лінією, яка з'єднує центр Землі з перигеєм, і радіусом-вектором, спрямованим з центра Землі в точку, де знаходиться ШСЗ на орбіті в даний момент часу. Справжня аномалія відлічується від великої півосі еліпса і вказує положення супутника на орбіті;

– кут (аргумент) перигею  $\omega_{\Pi}$  – кут між напрямком на перигей і лінією вузлів, що характеризує орієнтацію орбіти в орбітальній площині;

– аргумент широти  $U = \vartheta + \omega_{\Pi}$  – кут між лінією вузлів і радіусом-вектором з центра Землі до ШСЗ. Аргумент широти, як й справжня аномалія, характеризує положення супутника на орбіті в заданий момент часу.

Час, при якому супутник з'являється в заданій точці орбіти, називають спохою, а час проходження супутником точки перигею  $t_{\Pi}$  – часом перигею. Час перигею є умовною точкою відліку при русі супутника за замкнутою еліптичною орбітою.

Час повного оберту супутника навколо Землі (період обертання  $T$ ) називають сидеричним або зоряним періодом, а період часу прольоту супутника над одним і тим самим меридіаном – синодичним періодом. Внаслідок обертання Землі сидеричний та синодичний періоди не збігаються. Зміни періоду обертання супутника внаслідок впливу збурюючих факторів (притягання Місяця і Сонця, нерівномірність гравітаційного поля і т.д.) характеризується драконічним періодом, що враховується при розрахунках параметрів орбіт ШСЗ.

Використання витягнутих еліптичних орбіт з апогеєм, що розташований над заданим районом, дозволяє супутнику знаходитися максимальний час саме над цим районом. Крім того, виведення супутника на еліптичну орбіту вимагає менших енергетичних витрат. Але еліптичні орбіти, по-перше, менш стабільні, внаслідок чого відносне розташування супутників між собою з часом змінюється. По-друге, розрахунок і прогнозування таких орбіт складніші, ніж кругових. Тому в навігаційних системах ГЛОНАСС і GPS застосовуються кругові орбіти.

Групування з 24 навігаційних супутників системи ГЛОНАСС розподілені в трьох орбітальних площинах (рис. 1.4), які рознесені

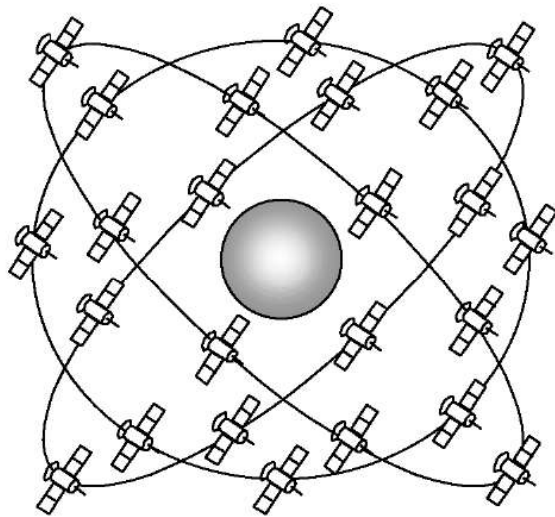


Рис. 1.4

відносно одна одної на  $120^\circ$  за довготою висхідного вузла орбіти. У кожній орбітальній площині розташовано по 8 супутників зі зрушенням за широтою орбіти на кут  $45^\circ$ , нахилення орбіт —  $64,8^\circ$ , номінальна висота орбіт навігаційних супутників 19 100 км.

Діючі супутники системи GPS рухаються за шістьма круговими орбітами на висоті приблизно 20 180 км. Орбіти нахилені до площини

екватора під кутом  $55^\circ$  і рознесені за довготою висхідного вузла орбіт на  $60^\circ$ .

Якщо кутова швидкість супутника дорівнює кутовій швидкості обертання Землі і він має період обертання  $T$  (сидеричний — зоряний період), що дорівнює зоряній добі (23 год 56 хв 04 с), то такі супутники називають добовими (стаціонарними). При періоді обертання, кратному зоряній добі, супутники називають синхронними. Якщо добовий супутник рухається за круговою орбітою, площина якої збігається з площиною екватора Землі (кут нахилу орбіти  $i = 0$ ) у напрямку її обертання, то супутник зависає над певною точкою екватора. Такі супутники називають геостаціонарними.

Період обертання НС у системі ГЛОНАСС 11,2 год, а в системі GPS 11 год 58 хв. Супутники ГЛОНАСС не є синхронними і початок кожного витка орбіти відносно поверхні Землі зміщується приблизно на  $12^\circ$  за довготою, тобто орбіта кожного НС має багатовитковий слід. Внаслідок цього збурюючий вплив нецентральної гравітаційного поля Землі на орбіти НС істотно знижується і діє однаково на всі супутники сузір'я. Тому орбітальне сузір'я системи ГЛОНАСС більш стабільне в порівнянні із системою GPS, яка має синхронні орбіти. Орбітальне групування ГЛОНАСС не потребує додаткових коригувань протягом усього терміну існування супутників.

Основні функції НС – формування і випромінювання радіосигналів, необхідних для навігаційних визначень споживачів СНС і контролю бортових систем супутника з боку сегмента керування СНС. З цією метою до складу апаратури супутника включають: бортовий навігаційний передавач, бортовий еталон часу і частоти (хронізатор), керуючий комплекс з бортовою цифровою обчислювальною машиною (ЦОМ), систему орієнтації та стабілізації орбіти, систему електроживлення (акумулятори та сонячні батареї), систему терморегулювання.

Бортовий навігаційний передавач призначений для випромінювання високостабільних навігаційних радіосигналів у дециметровому діапазоні хвиль. Він складається з апаратури формування навігаційних сигналів і антенно-фідерних пристроїв.

Бортові хронізатори часу і частоти, які періодично коригуються за системним еталоном наземного сегмента керування, забезпечують практично синхронне випромінювання навігаційних сигналів усіма супутниками, що необхідно для реалізації режиму пасивних далекомірних вимірювань у навігаційній апаратурі споживачів. Хронізатор формує та зберігає бортову шкалу часу, яка у вигляді сітки частот і коду часу надходить до споживачів. До складу бортового хронізатора входять: атомний стандарт частоти на базі кварцового генератора й атомно-промислової трубки або цезієвий еталон часу і частоти та пристрій формування синхрочастот і шкал часу.

Бортовий керуючий комплекс виконує основні задачі НС: приймає, запам'ятовує та формує навігаційну інформацію і передає її до передавача; забезпечує контроль орбіти супутника; керує сис-

темами супутника за разовими командами Землі; аналізує стан бортової апаратури; формує та передає телеметричну інформацію.

Система орієнтації та стабілізації призначена для розв'язання таких задач: початкову орієнтацію на Сонце та Землю; орієнтацію поздовжньої осі супутника на центр Землі, а сонячних панелей на Сонце; орієнтацію вектора тяги двигунів корекції орбіти за вектором швидкості. До складу системи входять чутливі та виконавчі елементи.

Навігаційні сигнали НС містять далекомірні компоненти і службові повідомлення. Далекомірні компоненти використовуються споживачами для визначення навігаційних параметрів (дальності і вектора швидкості споживача). У службових повідомленнях передається споживачам інформація про координати і вектор швидкості супутника у певні моменти часу, яка використовується при розрахунках точних координат НС в інтервалі між опорними точками траєкторії орбіти, про шкалу часу, а також сигнали справності НС і т. ін. Службові повідомлення формуються сегментом керування – наземним командно-вимірювальним комплексом. Сформовані дані передаються по радіолінії в бортову ЦОМ супутника. Частина службового повідомлення формується безпосередньо бортовою апаратурою супутника.

Далекомірні компоненти, що передані супутником, поділяють на компоненти стандартної та високої точності. Стандартна точність може використовуватися всіма споживачами, а висока кодується і доступна тільки визначеному колу споживачів.

Можливість використання споживачем інформації конкретного НС залежить від його навігаційних характеристик. До основних навігаційних характеристик НС відносяться:

- зона огляду;
- зона видимості;
- тривалість спостереження.

**Зона огляду** (рис.1.5) НС – це ділянка земної поверхні, на якій можна приймати сигнали НС і здійсню-

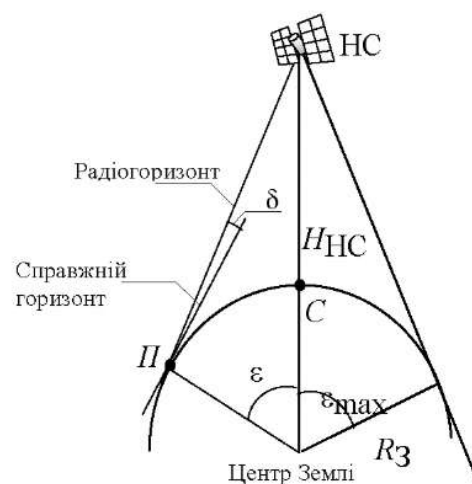


Рис.1.5

вати за ними спостереження. Зона огляду характеризується центральним кутом  $\varepsilon$  і залежить від висоти польоту супутника  $H_{\text{НС}}$ . Величина  $\varepsilon_{\text{max}}$  може бути знайдена з виразу

$$\varepsilon_{\text{max}} = \arccos \left( \frac{R_3}{H_{\text{НС}} + R_3} \right).$$

Радіозв'язок між супутником і споживачем  $\Pi$  на земній поверхні гарантується при спостереженні супутників не нижче лінії радіогоризонту – лінії, піднятої над рівнем справжнього горизонту на кут місця  $\delta = 5 \dots 10^\circ$ . У цьому випадку зона огляду визначається кутом  $\varepsilon < \varepsilon_{\text{max}}$

$$\varepsilon = \arccos \left( \frac{R_3 \cos \delta}{H_{\text{НС}} + R_3} \right) - \delta.$$

Вважається, що з висоти польоту ЛА супутник помітний при кутах місця, починаючи з нуля ( $\delta = 0$ ), тобто зона видимості НС із літака буде більшою, ніж із земної поверхні.

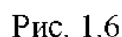
Центром зони огляду є географічне місце супутника – точка  $C$ , що знаходиться в місці перетинання поверхні Землі з лінією, яка з'єднує центри мас Землі і супутника. Траса супутника – це слід географічних місць на поверхні Землі, що утворюються при польоті супутника по орбіті. Траса супутника не піднімається вище географічної широти, що дорівнює нахиленню орбіти  $i$ .

Зона огляду НС також характеризується площею огляду  $S_{\text{ог}} = 2\pi R_3^2 (1 - \cos \varepsilon_{\text{max}})$ , а також відносною площею огляду  $S_{\text{ог}}/S_3 = \sin^2(0,5\varepsilon_{\text{max}}^2)$ , де  $S_3 = 4\pi R_3^2$  – площа поверхні всієї Землі.

Системи ГЛОНАСС і GPS мають такі характеристики зони огляду:  $\varepsilon_{\text{max}} = 75, 52^\circ$ ,  $S_{\text{ог}}/S_3 \approx 30\%$ ,  $H_{\text{НС}} = 19\ 100 \dots 20\ 180$  км,  $\delta = 10^\circ$ .

За висотою орбіт  $H_{\text{НС}}$  системи ГЛОНАСС і GPS відносяться до середньо-орбітальних супутникових систем. Подальше збільшення висоти орбіти НС практично не збільшує зону огляду.

**Зона видимості** супутника – це область небозводу, в якій він спостерігається з моменту сходу над горизонтом  $t_{\text{сх}}$  до моменту заходу за горизонт  $t_{\text{зах}}$ . Геометрично (рис. 1.6) – це область, що ро-



*Тривалість спостереження* НС визначається різницею

У випадку кругової орбіти  $t_{\text{сп}} = \frac{2\varepsilon}{\Omega} = \frac{T\varepsilon}{\pi}$ ,

Супутникові системи ГЛОНАСС і GPS відносять до класу "мережних СНС", оскільки в них значна увага приділяється взаємній часовій синхронізації НС за орбітальними координатами і параметрами випромінюваних сигналів, для чого групи НС об'єднують в одну мережу.

## **1.2. Сегмент керування – наземний командно-вимірювальний комплекс**

Сегмент керування являє собою комплекс наземних засобів – командно-вимірювальний комплекс (КВК).

Керування польотом НС із використанням КВК передбачає розв'язання таких основних задач:

- контроль і підтримку стійкості параметрів супутникових радіосигналів (склад, обсяг і дискретність переданої від супутників навігаційної інформації);
- контроль стабільності бортової шкали часу;
- вимірювання параметрів руху НС для обчислення його фактичної траєкторії;
- діагностику стану НС, його агрегатів і систем;
- вимірювання параметрів процесів, які відбуваються на борту НС і в навколишньому його просторі;
- прийняття та реалізація рішень з керування польотом НС і корекції його орбіт.

Процес керування НС характеризується такими основними операціями:

- періодичними вимірюваннями параметрів руху, визначенням параметрів орбіти і характеру її еволюції, розрахунком і видачею даних усім наземним засобам, призначеним для спостереження, вимірювань і керування НС;
- постійним телеметричним контролем стану НС, діагностикою (аналізом і оцінкою стану) усіх його систем;
- контролем витрати енергоресурсів та інших ресурсів бортових систем і агрегатів, своєчасним виявленням відхилень і несправностей, що виникають під час роботи;
- контролем функціонування бортової апаратури навігаційних супутників і керування режимами її роботи, переключенням на резервні прилади та системи;
- прийомом і обробкою навігаційної інформації.

Сегмент керування складається з центру керування польотом (ЦКП) з координаційно-обчислювальним центром (КОЦ) і групи станцій спостереження – контрольно-вимірювальних пунктів (КВП), пов'язаних з ЦКП і рівномірно розміщених на поверхні Землі.

Крім того, до складу наземних засобів входять деякі додаткові компоненти. Так, сегмент керування системи ГЛОНАСС містить у собі:

- центр керування польотом;
- центральний синхронізатор;
- контрольно-вимірювальні пункти;
- системний еталон часу і частоти;
- лазерно-далекомірні станції;
- апаратуру контролю навігаційного поля.

У складі системи ГЛОНАСС, крім центру керування, що знаходиться в Краснознаменську Московської області, діє сім контрольно-вимірювальних пунктів (Санкт-Петербург, Воркута, Єнісейськ, Якутськ, Улан-Уде, Уссурійськ, Петропавловськ-Камчатський). Велика довжина російської території зі сходу на захід дозволила всю мережу станцій спостереження ГЛОНАСС розташувати на материк і тільки на території Росії (рис. 1.7), що з геополітичної точки зору та з точки зору надійності і безпеки функціонування відрізняє її у вигідному ракурсі від аналогічної мережі системи GPS.



Рис.1.7

Станції спостереження мережі GPS з центром керування в Колорадо Спрингс на базі ВПС Шривер, яка розміщена на мисі Канаверал штат Флорида, розміщені на Гаваях і атолі Кваджалейн у Тихому океані, на острові Піднесення в Атлантичному океані, на атолі Дієго-Гарсія в Індійському океані. Існуюча в даний момент кількість

наземних станцій спостереження системи GPS призводить до розривів у спостереженні за станом НС, тому для забезпечення безперервного і навіть надлишкового спостереження задіяні шість станцій Національного керування картографування США.

Наземні станції спостереження знаходяться в точках, координати яких визначені з максимальною точністю в трьох вимірах і призначені для проведення траєкторних і часових вимірювань, збору телеметричної інформації. З їхньою допомогою також здійснюється завантаження службової інформації до бортового запам'ятовуючого пристрою НС.

Для забезпечення тривалого і навіть безперервного спостереження за польотом НС протягом витка орбіти необхідно розмішувати КВП з зонами перекриття, тобто, щоб по закінченні зони дії (зони видимості) одного пункту супутник виявлявся в зоні дії іншого КВП (рис. 1.8).

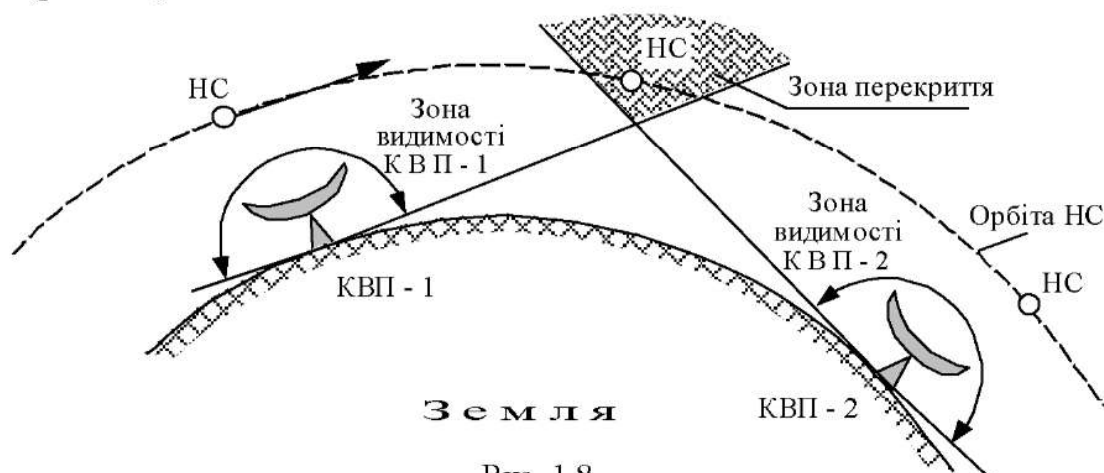


Рис. 1.8

З урахуванням нахилення орбіт НС до площини екватора стає зрозумілим необхідність розміщення наземних КВП у районах, певним чином віддалених один від одного як за широтою, так і за довготою.

Без розв'язання задачі підтримки стійкого двобічного зв'язку з НС на всіх ділянках траєкторії польоту неможливе здійснення усіх видів спостережень і вимірювань, передача зв'язувальної, командно-програмної, вимірювальної й іншої інформації на борт НС і з його борту.

Ця задача вирішується з використанням таких технічних засобів:

- гостроспрямованих великогабаритних (діаметром 18...180 м) наземних антен, що мають великі площі ефективної поверхні ( $500...5000 \text{ м}^2$ );

- високочутливих наземних приймально-підсилювальних систем на мазерах і охолоджуваних параметричних підсилювачах, а також бортових приймачів з параметричними підсилювачами;

- високоефективних пристроїв і методів кодування й обробки інформації (кодово-імпульсна та фазова модуляції, ширококутові шумоподібні сигнали і т. ін.);

- пристроїв стиснення й адаптації інформації;

- високостабільних бортових і наземних стандартів частоти.

Центральний синхронізатор забезпечує формування системної шкали часу за допомогою водневих стандартів частоти та синхронізує усі процеси в системі, зокрема, бортові шкали часу кожного НС, систему контролю фаз. Стаціонарний атомний годинник центру керування має більш високу точність, ніж супутникові еталони часу, тому останні періодично (двічі на добу) коригуються за наземним еталоном. З цією метою розраховуються та прогнозуються частотно-часові поправки на кожному витку для кожного НС, які передаються на борт супутника. У свою чергу, системна шкала часу СНС раз на рік коригується одночасно з корекцією Державного еталона всесвітнього часу UTC на ціле число секунд. Корекція проводиться Службою всесвітнього часу для узгодження шкал UTC з астрономічною шкалою UT1 всесвітнього часу.

Система контролю фаз забезпечує контроль сигналу, випромінюваного супутником з метою вимірювання фазового і частотного зміщення бортових еталонів часу і частоти відносно наземного еталона. Ця інформація необхідна для синхронізації фаз навігаційних сигналів, випромінюваних усіма НС. Така процедура здійснюється за допомогою контрольного навігаційного приймача системи контролю фаз. У процесі звірення отримані сигнали супутника порівнюються з опорними сигналами, отриманими від високостабільного еталона частоти центру керування. Результати вимірювань використовують при розрахунках поправок до фази та частоти бортового еталона НС.

При польоті НС у зоні видимості КВП відбувається спостереження за супутником і вимірюються параметри його руху. Вимірювання траєкторних параметрів здійснюється запитальним способом.

За запитом зі станції спостереження супутник формує відповідь. Оскільки заздалегідь відомі точні координати приймальних станцій і еталонний час, то за затримкою відповіді і доплерівським зсувом частоти визначаються похила дальність до супутника  $R$  з похибкою не більш 2...3 м, його радіальна швидкість  $\dot{R}$ , азимут  $\beta$ , кут місця  $\gamma$ , кутова швидкість з азимуту  $\dot{\beta}$ , кутова швидкість з кута місця  $\dot{\gamma}$ .

Лазерно-далекомірні станції, що входять до складу наземного комплексу ГЛОНАСС, проводять періодичні високоточні вимірювання дальності до НС із використанням наземного лазерного далекоміра й кутових відбивачів, що встановлені на супутниках. Лазерно-далекомірні станції дозволяють вимірювати дальність до об'єктів на висотах до 40 000 км. Далекомірна похибка станції не перевищує 1,5...1,8 см, а кутомірна від 0,5" до 2", тому вони застосовуються не при систематичному спостереженні за НС, а для юстирування радіодалекомірних каналів.

Отримані на КВП дані траєкторних вимірювань попередньо обробляються, а потім за лініями зв'язку передаються в центр керування.

Апаратура контролю навігаційного поля являє собою високоточну апаратуру споживачів, яка розташовується на КВП і має високоточну геодезичну прив'язку. Контроль навігаційного поля здійснюється шляхом безперервного розв'язання навігаційної задачі за оптимальним сузір'ям над станцією спостереження. Результат визначення координат порівнюється з еталонним. При наявності розбіжностей повідомлення про похибку і всю прийняту інформацію передаються в координаційно-обчислювальний центр.

Стан іоносфери Землі істотно впливає на швидкість поширення радіосигналу, а сонячна активність („сонячний вітер”) іонізує верхні шари атмосфери і впливає на орбіти НС. Тому, наприклад, у системі GPS, крім основних даних зі станцій спостереження, на головну станцію надходять дані від астрофізичних і метеорологічних супутників, які враховуються в розрахунках параметрів орбіт НС.

В КОЦ центру керування за результатами доступних спостережень (КВП розташовані на обмежених територіях і не завжди мають зони перекриття) розраховуються параметри дійсних орбіт НС: нахилення орбіти  $i$ ; ексцентриситет орбіти  $e$ ; кут перигею орбіти  $\omega_{\Pi}$ ; велика піввісь орбіти  $a$ ; довгота висхідного вузла  $\lambda$ ; час перигею  $t_{\Pi}$  тощо.

Параметри орбіти є вихідними даними для розрахунку спеціальних таблиць ефемерид, які містять прогнозовану координатну інформацію. Точна ефемеридна інформація системи ГЛОНАСС визначає положення фазового центра антени супутника (координати і їхні похідні) в стандартній геоцентричній рухомій системі координат ПЗ-90 у визначені (опорні) моменти часу. Застосування в таблицях ефемерид системи ГЛОНАСС геоцентричної рухомої системи координат, зв'язаної з Землею, пов'язується з тим, що координати споживачів визначаються саме в земній системі координат. Ефемеридна інформація системи GPS формується у вигляді модифікованих кеплерівських елементів орбіти, а перерахунок у геоцентричну систему координат здійснюється в апаратурі споживача.

Для системи GPS стандартом геоцентричної системи координат є система координат WGS-84. Відмінності систем координат WGS-84 і ПЗ-90 зводяться до зміщення центра початку координат (WGS-84 вище ПЗ-90 на 4 м) і до повороту однієї системи відносно іншої на  $0,6'$  (рис. 1.9).

Середньоквадратична похибка визначення координат споживача при використанні різних систем координат не перевищує 5 м.

Точність визначення розрахункового місця споживача при використанні НС як джерела навігаційної інформації істотно залежить від точності визначення ефемерид.

Таблиці ефемерид розраховуються з урахуванням впливу гравітаційного поля й атмосфери Землі, притягання Місяця і Сонця та інших факторів. Основним фактором, що визначає характер руху супутника, є геопотенціал, якій задає загальну еволюцію орбіти. Дія інших факторів приблизно в тисячу разів менша впливу геопотенціалу. Причому, вплив притягання Місяця вдвічі більший впливу Сонця і обидва впливи перевищують збурення, що виникають через нерівномірність притягання Землі, тому, наприклад, в ефемеридах системи ГЛОНАСС присутня інформація про складові прискорення даного НС у певний момент часу, які обумовлені притяганням Місяця і Сонця.

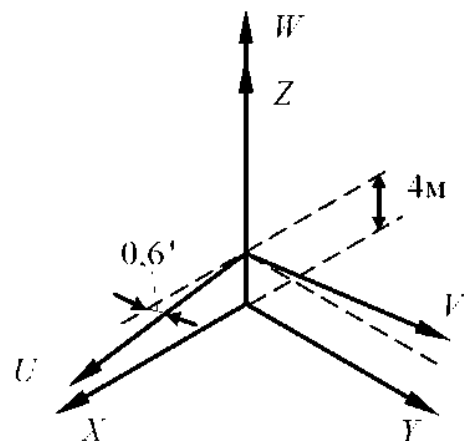


Рис. 1.9

Ефемериди прогножуються на фіксовані (опорні) моменти часу, наприклад, на середину кожного півгодинного інтервалу наступної доби, до розрахунку наступного прогнозу.

Якими б не були точні дані, отримувані від КВП, вони мають свої похибки, але завдяки деякій надмірності даних і наступній статистичній обробці значну частину похибок вдається компенсувати. Необхідність статистичного підходу до розв'язання задачі визначення параметрів НС впливає з випадкового характеру похибок вимірювань.

В результаті обробки вимірювань, проведених при наявності завад і похибок, отримують оцінки їхніх математичних сподівань, за якими розв'язується задача ідентифікації або більш вузька задача – задача технічної діагностики.

Оператори систем математичної обробки параметрів векторів вимірювань повинні бути адаптивними або близькими до адаптивних, тоді кореляція векторів оцінок параметрів орбіт буде дорівнювати нулю або бути дуже незначною. У теперішній час задача обробки параметрів векторів вимірювань, отриманих на восьмому добовому інтервалі спостережень, здійснюється методом найменших квадратів.

Параметри орбіт і сформовані ефемериди передаються з центру керування на всі КВП, де використовуються для розрахунку даних цілевказівок наземним засобам на наступні сеанси зв'язку із супутником.

В штатному режимі з однієї із станцій спостереження оновлені високоточні ефемериди, мітки часу, оцінки зсуву бортової шкали часу відносно системної шкали, відмінності частоти випромінювання радіосигналу від номінального значення (оперативна інформація) один-два рази на добу передаються по радіолініях на борт конкретного НС, де завантажуються в блок пам'яті бортового обчислювача.

Крім того, на всі супутники системи регулярно передається неоперативна (довгострокова) інформація для відновлення альманаху системи – дані про стан усіх НС (альманах стану), грубі оцінки зсуву бортових шкал часу кожного НС відносно системної шкали (альманах фаз), грубі параметри орбіт усіх супутників системи – грубі ефемериди (альманах орбіт), номери та літери частоти супут-

ників, зсув системної шкали часу відносно UTC. Грубі ефемериди супутників сформовані в орбітальній кеплерівській системі координат і містять у собі: довготу і час проходження висхідного вузла орбіти, поправку до середнього значення нахилення орбіти, ексцентриситет орбіти, кут перигею, поправку до середнього драконічного періоду обертання супутника та швидкість зміни драконічного періоду.

Крім навігаційних даних, на НС при необхідності передаються команди коригування орбіти.

Альманах стану усіх супутників системи формується на основі узагальненої ознаки працездатності бортових систем кожного НС. Для формування узагальненої ознаки справності на станціях спостереження періодично виконується контроль працездатності НС. Діагностика бортових систем супутника здійснюється за результатами його самоконтролю. При виявленні несправності супутника інформація про це передається в центр керування, де приймається рішення про заходи для усунення несправності.

З несправним супутником проводять позапланові сеанси контрольних вимірювань з використанням інших станцій спостереження, а також перезавантажується оновлений масив навігаційних даних. Після аналізу ситуації на борт НС може бути передана команда включення в навігаційне повідомлення цього НС ознаки несправності.

На підставі ознаки несправності приймач користувача приймає рішення про те, чи варто використовувати дані конкретного НС. Зазвичай, НС вважається несправним і на час проведення профілактичних робіт, наприклад, при коригуванні орбіти за допомогою бортових двигунів. Деякі сучасні приймачі допускають можливість за вимогою користувача ігнорувати інформацію про несправність НС і використовувати одержувані від нього навігаційні дані під свою відповідальність.

Оновлені дані у вигляді навігаційного повідомлення, що містять ефемериди і відповідні мітки часу, передають споживачам у вигляді кадрів визначеного формату. Крім точних ефемерид, у навігаційному повідомленні споживачу передається альманах системи, який використовується апаратурою споживача для пошуку видимих НС і вибору оптимального сузір'я.

### 1.3. Сегмент споживачів – навігаційна апаратура споживачів СНС

Основними споживачами супутникових навігаційних систем є:

- аерокосмічні споживачі;
- морський та річковий транспорт;
- наземний (автомобільний та залізничний) транспорт;
- топогеодезичні служби, будівництво та картографія.

Крім того, інформацію СНС використовують служби пошуку та порятунку, геологорозвідувальні підрозділи, служби точного єдиного часу і т. ін. Останнім часом супутникову навігацію використовують у повсякденному побуті: туризм, полювання, риболовля.

Усі користувачі СНС, у свою чергу, умовно підрозділяються на споживачів навігаційної інформації стандартної точності (цивільні споживачі) і високої точності (військові споживачі). Для цивільних споживачів закодована навігаційна інформація високої точності недоступна. У системі ГЛОНАСС не використовується режим навмисного погіршення навігаційних характеристик коду стандартної точності, на відміну від системи GPS, але цивільним користувачам ГЛОНАСС недоступна двочастотна корекція іоносферної затримки поширення радіосигналу.

Залежно від області застосування конструкції і можливості приймачів GPS можуть значно відрізнятися. Так, наприклад, приймачі для побутового застосування, зазвичай, не вимірюють висоту і не обчислюють складові вектора швидкості в режимі реального часу, тоді як системи автоматизованої посадки літаків виконують ці вимірювання обов'язково. З іншого боку, існують приймальні пристрої GPS, задачею яких є одержання тільки сигналів точного часу і зразкової частоти. Найбільш часто подібні пристрої використовуються в системах мобільних комунікацій, а також для проведення технічних вимірювань і наукових експериментів. Найбільш повно переваги СНС можуть бути використані в цивільній авіації при організації повітряного руху, забезпечення польотів за маршрутом і у районі аеродромів (функції аеронавігації) та на стапах заходу на посадку.

ІКАО визначила і на своїй 10-й Аеронавігаційній конференції схвалила концепцію побудови глобальної системи зв'язку, навігації й організації повітряного руху. При цьому в якості основної навіга-

ційної системи планується використовувати глобальну навігаційну супутникову систему *GNSS* (*Global Navigation Satellite System* – узагальнене поняття в термінології ІКАО систем *GPS*), яка повинна замінити або відсунути на другий план існуючі радіонавігаційні системи ближньої та дальньої навігації (*VOR*, *NDB*, *Omega* і т.ін.). На цій конференції країни-створювачі супутникових систем ГЛОНАСС і NAVSTAR (СРСР і США) запропонували їх для використання як основні елементи *GNSS* на безоплатній основі на тривалий термін. В 2000 р. США відмінили режим відбірного доступу до закодованої навігаційної інформації високої точності.

В даний час багато авіаційних споживачів СНС ГЛОНАСС і *GPS* відпрацьовують правила застосування цих систем з метою найбільш повного використання їхніх переваг. Найбільш часто бортова апаратура СНС використовується як додатковий засіб забезпечення польотів за маршрутом, у районі аеродромів і некатегоризованих заходів на посадку (до висоти 60...75 м). Мінімальні вимоги, яким повинне відповідати навігаційне обладнання СНС, викладені в *TSO* (*Technical Standard Order* – стандартні технічні вимоги). Обладнання СНС відповідно до *TSO – C 129* розбивається на класи *A*, *B*, *C*.

Обладнання класу *A* складається з датчика СНС і навігаційного обчислювача в одному блоці з пультом індикації і керування. Обладнання класу *B* складається з датчика СНС, який формує дані для комплексної навігаційної системи. Обладнання класу *C* аналогічно обладнанню класу *B*. Проте таке обладнання найбільш придатне для встановлення на літаки, де комплексна навігаційна система забезпечує розширені зв'язки з системою автоматичного керування для зменшення технічних помилок пілотування.

Будь-яка бортова апаратура СНС повинна забезпечувати контроль цілісності радіонавігаційного поля, тобто контроль якості навігаційних радіосигналів і якості переданої ними службової інформації, так звану функцію *RAIM* (*Receiver Autonomous Integrity Monitoring* – автономний контроль цілісності в приймачі) з метою підтримки високої вірогідності навігаційних вимірювань і попередження скіпажу про стан системи. Відомо багато способів реалізації концепції *RAIM*. Наприклад, приймаючи сигнали від п'яти супутників, можна організувати процедуру навігаційних визначень тіль-

ки за чотирма з них. Вибираючи різні комбінації чотирьох працюючих з п'яти видимих супутників, можна одержати п'ять наборів координат споживача, які дозволять з високою вірогідністю робити висновок про якість навігаційного поля.

В окремих випадках апаратура СНС може використовуватися як основний засіб забезпечення польотів за маршрутом. Це відноситься, наприклад, до польотів за океанічним або за прокладеним в окремих районах маршрутами. Очікується перехід на застосування СНС як основного засобу радіонавігації в європейському регіоні.

Проте літаки, що використовують СНС, повинні бути обладнані альтернативними засобами навігації. При цьому немає необхідності використовувати альтернативні засоби навігації для активного моніторингу обладнання СНС, якщо функція *RAIM* в СНС виконується. З іншого боку, додаткові навігаційні засоби (структурна надмірність) дозволяють організувати комплексну обробку інформації з метою забезпечення високої надійності функціонування бортових систем та комплексів літака і взагалі безпеки польоту за рахунок резервування джерел інформації, наприклад, при відмові СНС.

Політ з використанням СНС у районі аеродрому і стандартні схеми вильоту і прибуття повинні виконуватися так саме, як вказують існуючі процедури зональної навігації.

Захід на посадку може виконуватися за існуючими схемами зі спільним використанням СНС і традиційного обладнання, а також тільки при самотійному використанні СНС. В іншому варіанті не застосовуються традиційні засоби заходу на посадку за інформацією курсоглісадних радіомаяків. Проте для кожного аеродрому повинно функціонувати традиційне наземне і бортове навігаційне обладнання, яке визначає процедуру заходу на посадку і маршрут польоту до цього аеродрому.

Існує велика кількість бортових авіаційних СНС, які розрізняються за різними ознаками:

- типом СНС (ГЛОНАСС, GPS, ГЛОНАСС/GPS);
- кількістю каналів обробки сигналів (одноканальні з послідовною обробкою сигналів, одноканальні з мультимплексною обробкою, багатоканальні і т. ін.);
- видом оброблюваних сигналів (одночастотні, двочастотні, обробка відкритих або закритих сигналів і т. ін.);

- висотою застосування;
- видом індикаторів і т. ін.

Бортова апаратура СНС, яка використовується в авіації, дозволяє визначати найбільш важливі навігаційні параметри, необхідні для літаководіння. До них відносяться:

- географічні координати літака;
- висота польоту та шляхова швидкість літака;
- поточний час (UTC або місцевий час);
- шляховий кут;
- дальність до чергового або заданого проміжного пункту маршруту (ППМ);
- бічне відхилення літака від лінії заданого шляху;
- азимут (пеленг) чергового або заданого ППМ;
- заданий курс;
- курс виходу на ППМ.

Крім цих параметрів, в обчислювачі СНС може здійснюватися розрахунок деяких додаткових штурманських даних (перерахування координат з однієї системи відліку в іншу, перерахування висот за тиском і густиною повітря, розрахунок приладної та справжньої повітряної швидкостей, розрахунок напрямку та швидкості вітру, визначення кутів зниження і набору висоти для вертикального маневру тощо).

Для бортової апаратури СНС характерні такі типові режими роботи:

- навігації;
- програмування ППМ;
- програмування маршрутів польоту;
- аварійний;
- „Спрямувати”;
- установки;
- перегляду текстових повідомлень;
- вбудованого контролю;
- імітації польоту.

Основним режимом роботи СНС в польоті є навігаційний режим, під час якого на літакових індикаторах відображаються розраховані в обчислювачі СНС навігаційні параметри. Різні набори навігаційних параметрів дозволяють здійснювати політ до чергово-

го ППМ різними способами (шляховим, курсовим або маршрутним). Черговий ППМ вибирається автоматично або вручну. Автоматично черговий ППМ вибирається з попередньо обраного екіпажем маршруту польоту (в режимі програмування маршруту). В режимі „Спрямувати на” необхідний пункт маршруту вибирається серед будь-якого попередньо запрограмованого ППМ.

У режимі програмування ППМ можна переглянути та вибрати необхідний ППМ із наявних в електронній базі даних або запрограмувати дані для „свого” ППМ. В електронній базі даних зберігаються декілька типів ППМ: аеродроми, радіомаяки РСБН (*VOR*), привідні радіомаяки (*NDB*), персональні (запрограмовані раніше) і т. ін. Зазвичай, в базі даних зберігається інформація про всі основні аеродроми і радіомаяки, а також від 250 до 1000 персональних ППМ.

У режимі програмування маршрутів польоту екіпаж здійснює формування необхідних маршрутів, використовуючи ППМ з бази даних, коригує раніше введені маршрути, здійснює їхнє стирання, активізує будь-який маршрут у прямому або зворотному напрямках, починаючи при цьому політ з будь-якого ППМ маршруту. Зазвичай, кількість програмованих маршрутів доходить до 20...30 по 20...30 ППМ у кожному.

Для виконання наземних тренувань з відпрацьовування навичок керування апаратурою СНС використовується режим імітації польоту. У цьому режимі необхідно вибрати маршрут польоту та встановити швидкість. Далі індикація навігаційних даних здійснюється як у реальному польоті. У режимі наземних тренувань можна контролювати роботу каналів спостереження за сигналами супутників, оцінювати точність місцезнаходження, спостерігати за складом і якістю орбітального сузір'я супутників (визначати так званий коефіцієнт геометрії), оцінювати рівень сигналів супутників, здійснювати прогноз орбітального угруповання і функції *RAIM* тощо.

Для оповіщення та попередження екіпажу використовують відповідні індикатори. У режимі перегляду текстових повідомлень можна вивести на індикатор наявні повідомлення консультативного, попереджувального або рекомендаційного характеру. Екіпаж оповіщається про відмови апаратури або супутника про погані яко-

сті навігаційних визначень, про неможливість виконувати політ за даним маршрутом і т. ін. Великий обсяг розв'язуваних в авіаційній апаратурі СНС задач, їх висока якість свідчать про можливість їх використання як основного навігаційного датчика, так і резерву існуючих навігаційних комплексів. В даний час перспективи використання апаратури СНС зв'язують з її застосуванням у складі ПНК з метою корекції навігаційних даних.

Бортова навігаційна апаратура СНС, так звані приймачі-індикатори (ПІ), незалежно від призначення складається (рис. 1.10) з антенного блока, приймача, корелятора та навігаційного обчислювача, а також деяких додаткових пристроїв, таких як інтерфейс з виконавчими пристроями, та допоміжне програмне забезпечення.

Основа типового варіанту ПІ – два конструктивно роздільних блоки: антенний блок і приймач-обчислювач.

Конструктивно приймач-обчислювач зроблений у вигляді блока, в якому розташовані модулі джерел живлення та плати приймача, корелятора, навігаційного обчислювача, інтерфейсного пристрою.

Вхід приймача-обчислювача через фідерну лінію з'єднаний з виходом антенного блока. В аналоговому багатоканальному приймачі з сигналів антенного блока виділяються радіосигнали окремих НС, вони підсилюються, фільтруються, переносяться з несучої частоти на проміжну та перетворюються в цифрову форму.

В кореляторі реалізують пошук в радіосигналі  $i$ -го НС інформаційних параметрів (затримки та доплерівського зсуву частоти), захоплення сприйманих сигналів і перехід до режиму спостереження.

Навігаційний обчислювач є цифровим процесором, в якому реалізується обчислювальний процес і керування роботою ПІ. Навігаційний обчислювач, зазвичай, складається з сигнального (СП) та навігаційного (НП) процесорів. СП реалізує в режимі пошуку та спостереження (контур стеження за затримкою КСЗ і контур стеження за фазою КСФ) алгоритми первинної оцінки та фільтрації інформаційних параметрів з метою їх безперервного та точного вимірювання. НП реалізує вторинні алгоритми низькочастотної обробки інформаційних параметрів та алгоритми розв'язання навігаційних задач.

Навігаційна задача розв'язується в НП в два етапи: спочатку



визначаються поточні координати супутників і первинні навігаційні параметри (дальність, її похідні і т. ін.) відносно відповідних НС, а потім розраховуються вторинні навігаційні параметри: географічна широта, довгота, висота польоту і т. ін.

Вектор швидкості обчислюють шляхом обробки результатів вимірювань доплерівських зсувів частоти сигналів НС з урахуванням відомого вектора швидкості супутника.

В навігаційному обчислювачі також передбачена оптимальна обробка інформації як на рівні первинної оцінки та фільтрації інформаційних параметрів, так і для оцінки координат і швидкості літака, а також зсуву годинника приймача відносно годинника супутника й швидкості зсуву цих годинників.

Крім того, за сигналами навігаційного обчислювача коригується робота приймача та корелятора.

Інтерфейсний пристрій призначений для забезпечення взаємодії ПП з зовнішніми пристроями, наприклад, з пультом керування й індикації.

### 1.3.1. Антенний блок

В антенному блоці (рис. 1.11) сукупність сигналів супутників, прийнятих антеною, попередньо підсилюється і фільтрується за всією смугою несучих частот у попередньому підсилювачі зі смуговим фільтром (ПП/СФ).

Як антену звичайно використовують мікросмугову антену, що обумовлено її малими масою і габаритними розмірами та прос-

тотою виготовлення. Мікросмугова антена складається з двох паралельних провідних шарів, розділених діелектриком: нижній провідний шар є заземленою площиною, верхній – власне випромінювачем антени. За формою випромінювач може бути прямокутником, еліпсом, п'ятикутником і т.п. Антена розраховується для роботи на нижчій резонансній моді, що випромінюється в основному у верхню півсферу (у напрямку вертикальної осі). Мікросмугова антена має діаграму спрямованості, яка забезпечує всеспрямований прийом сигналів правобічної кругової поляризації у верхній півсфері.

Мікросмугова антена має такі типові характеристики:

- забезпечення роботи в тракті з хвильовим опором .....50 Ом;
- коефіцієнт стоячої хвилі .....не більше 2;
- коефіцієнт еліптичності антени в зеніті .....не менше -3,5 дБ;
- мінімальний коефіцієнт підсилення відносно ізотропного випромінювача з круговою поляризацією в меридіональних перетинах змінюється залежно від кута захоплення від -7,5 до -2 дБ.

Коефіцієнт підсилення змінюється залежно від кута захоплення від -7,5 до -2 дБ.

Попередній підсилювач ПП, працюючи в тракті з хвильовим опором 50 Ом, повинен мати по входу і виходу коефіцієнт стоячої хвилі не більше 2, забезпечуючи в робочому діапазоні частот коефіцієнт підсилення  $K_{\text{пс}} \approx 30$  дБ і коефіцієнт шуму  $K_{\text{ш}} \leq 4$  дБ.

Смуговий фільтр (СФ) здійснює фільтрацію сигналів у смузі частот  $\Delta f = 60$  МГц.

Така схема ПП/СФ (див. рис. 1.11) з включенням двох фільтрів  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  після першого і другого підсилювальних каскадів дозволяє реалізувати мінімально можливий коефіцієнт шуму  $K_{\text{ш}}$  і забезпечує необхідну вибірковість і лінійність у робочій смузі частот при впливі позасмугових перешкод.



При втратах підсилення у кабелі до 13 дБ, коефіцієнті шуму  $K_{\text{ш}} \leq 4$  дБ і коефіцієнті підсилення  $K_{\text{пс}} \approx 30$  дБ, додаток шумів на вході ПП/СФ не перевищує 5%. Втрати підсилення на пристрої

захисту входу  $I'_{\text{гр}}$  і двох фільтрах  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  не перевершує 5 дБ. Підсилювачі  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$ ,  $\Pi_3$  повинні забезпечувати сумарний коефіцієнт підсилення не менш 35 дБ.

### 1.3.2. Приймач

Навігаційні супутники системи ГЛОНАСС використовують для передачі інформації шумоподібні фазоманіпульсовані радіосигнали, що випромінюються в двох діапазонах несучих частот  $L_1$  (1598,0625...1605,375)  $\pm$  0,511 МГц і  $L_2$  (1242,9375...1248,625)  $\pm$  0,511 МГц. На частоті  $L_1$  випромінюються сигнали стандартної та високої точності, а на частоті  $L_2$  – тільки сигнали високої точності. Сигнал стандартної точності з тактовою частотою 0,511 МГц можуть використовувати будь-які споживачі. Сигнал високої точності з тактовою частотою 5,11 МГц, модульований закритим кодом, не може використовуватися без узгодження з військовим керівництвом Російської Федерації.

Для визначення навігаційних параметрів у споживача повинна бути можливість одночасного доступу до сигналів від різних супутників. Проблема багатостанційного доступу вирішується шляхом частотного або кодового поділу сигналів, наприклад, у GPS використовується кодовий поділ. Зокрема, сигнал  $i$ -го НС має індивідуальний далескомірний код, який дозволяє однозначно визначити часовий інтервал між моментом випромінювання сигналу по супутниковому годиннику і моментом прийому сигналу по годиннику споживача. У ГЛОНАСС використовується частотний поділ сигналів. План частот системи ГЛОНАСС визначається її інтерфейсним контрольним документом.

Оскільки наземний споживач не в змозі приймати одночасно сигнали від двох протилежних супутників однієї орбіти, то для таких супутників можна застосувати однакові несучі частоти. Ось чому при 24 діючих НС мінімальна кількість несучих частот в кожному діапазоні  $L_1$ ,  $L_2$  дорівнює 12. Номінальні значення несучих частот для діапазонів  $L_1$ ,  $L_2$  визначаються із співвідношень

$$f_{k1} = f_1 + k\Delta f_1; \quad f_{k2} = f_2 + k\Delta f_2,$$

Приймач є багатоканальним (за кількістю несучих частот) пристроєм, в якому здійснюється аналогове підсилення сигналів, фільтрація і перенесення сигналів з несучої частоти на проміжну, а також перетворення аналогового сигналу в цифрову форму. Кожен канал приймача повинен бути налаштований на частотний канал одного з НС і вибракувувати частоти сигналів інших НС. Схема такого багатоканального приймача наведена на рис. 1.12.

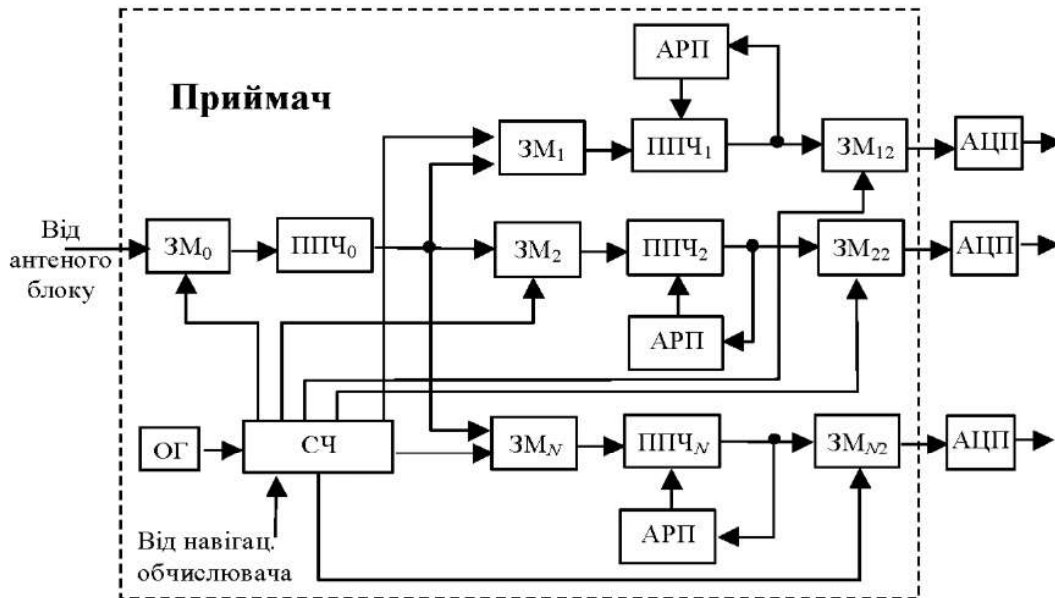


Рис. 1.12

Вхід приймача через фідерну лінію з'єднаний з виходом антенного блоку. У схемі використане триразове зниження частоти сигналів НС (у деяких приймачів використовується дворазове зниження частоти). Перше зниження частоти до рівня  $f_{\text{ІП}1} \approx 200$  МГц проводиться в загальному для всіх прийнятих сигналів змішувачі  $ЗМ_0$ . Після загального підсилення і фільтрації сигналів у підсилювачі проміжної частоти  $ППЧ_0$  зі смугою пропускання  $\Delta f_{\text{ІП}0} \approx 60$  МГц сигнал надходить до  $N$  каналів (за кількістю несучих частот з урахуванням зарезервованих), у кожному з яких проводиться друге перетворення частоти (до значення  $f_{\text{ІП}2} \approx 40$  МГц), яке орієнтоване

на прийом сигналу від конкретного НС. Смугу пропускання каналного ППЧ<sub>i</sub> ( $\Delta f_{\text{ПЧ}} \approx 500 \text{ кГц}$ ) з автоматичним регулюванням підсилення (АРП) вибирають таким чином, щоб виділився сигнал одного з НС і селектувалися сигнали інших НС. Тресте зниження частоти проводять до рівня  $f_{\text{ПЗ}} \approx 4 \text{ МГц}$ .

Опорні сигнали, що надходять на змішувачі, формуються синтезатором частот СЧ з опорної частоти  $f_{\text{ОН}}$  опорного генератора ОГ – кварцового генератора опорної напруги. Від характеристик опорного генератора залежить якість роботи приймача. Керування роботою синтезатора здійснюється за сигналами, що надходять від навігаційного обчислювача, де після розкодування оперативної інформації НС визначаються поправки до частоти випромінювання радіосигналу конкретного НС від номінального значення.

Перетворені за допомогою аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП) в цифрову форму сигнали надходять в корелятор.

### 1.3.3. Корелятор

В СНС, як і в інших радіотехнічних системах, здійснюється реалізація двох режимів роботи: пошуку сигналу та вимірювання (фільтрація) параметрів радіосигналу.

У прийнятому радіосигналі вимірюються затримка  $\tau$  і доплерівський зсув частоти  $f_{\text{доп}}$ , які є інформаційними параметрами і за якими обчислюються відповідні їм навігаційні параметри: дальність до об'єкта  $D = c \tau$  та радіальна швидкість зближення  $V_p = f_{\text{доп}} \lambda$  ( $c$  – швидкість світла;  $\lambda$  – довжина хвилі радіосигналу).

Крім інформаційних параметрів, в радіосигналі НС присутні неінформаційні та додаткові параметри. Неінформаційними параметрами є, наприклад, амплітуда та фаза сигналу. Прикладом додаткового параметру може бути дискретний параметр  $\Theta$ , який несе додаткові навігаційні повідомлення.

Успішне розв'язання задачі фільтрації параметрів радіосигналу можливо тоді, якщо початкова похибка між справжнім значенням фільтрованого параметра і його оцінкою досить мала. Це обумовлено нелінійністю радіотехнічної системи фільтрації і зв'я-

заної з цим необхідністю "захоплення" сигналу на стійке стеження за фільтрованим параметром. У режимі пошуку сигналу здійснюється груба оцінка параметрів сигналу (затримки і частоти).

В кореляторі формуються алгоритми пошуку в радіосигналі  $i$ -го НС інформаційних параметрів (затримки та доплерівського зсуву частоти), захоплення сприйнятих сигналів і перехід до режиму стеження.

Пошук сигналу і фільтрація його параметрів проводять по кожному НС окремо, тому надалі розглядаються алгоритми обробки тільки одного сигналу.

З точки зору статистичного оцінювання задача пошуку сигналу є задачею оцінки його інформаційних параметрів  $\lambda = [\tau \ f_{\text{доп}}]^T$ , які приймаються постійними на час спостереження  $[0, T]$  і вибираються з кінцевої області  $[\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]$ . Як правило, можливі значення  $\lambda$  вважають рівномірними. Тоді за оптимальні оцінки  $\hat{\lambda}$  можна обрати оцінки максимальної правдоподібності, тобто

$$\hat{\lambda} = \max_{\lambda}^{-1} W(Y_0^T | \lambda), \quad (1.1)$$

де  $W(Y_0^T | \lambda)$  – умовна густина ймовірності, що спостерігається на інтервалі  $[0, T]$  реалізації  $Y_0^T = \{y(t), t \in [0, T]\}$  при заданих значеннях  $\lambda$ .

При розв'язанні задачі оцінки параметрів  $\lambda = [\tau \ f_{\text{доп}}]^T$  амплітуду  $A$  і фазу  $\varphi$  сигналу можна вважати випадковими неінформаційними параметрами. Тому, як випливає з загальної теорії оцінок параметрів сигналу, для умовної густини ймовірності можна записати

$$W(Y_0^T | \lambda) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} W(Y_0^T | \lambda, \varphi, A) W_{\text{ap}}(\varphi) W_{\text{ap}}(A) dA d\varphi, \quad (1.2)$$

де  $W(Y_0^T | \lambda, \varphi, A)$  – умовна густина ймовірності реалізації, що спостерігається, при фіксованих значеннях параметрів  $\lambda, \varphi, A$ ;

$W_{\text{ap}}(\varphi), W_{\text{ap}}(A)$  – апіорний розподіл фази й амплітуди сигналу, для яких будемо вважати

$$W_{\text{ap}}(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \quad \varphi \in [0, 2\pi], \quad W_{\text{ap}}(A) = \frac{A}{\sigma_A^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_A^2}\right), \quad A \in [0, \infty).$$

Підставляючи ці вирази в (1.1) і виконуючи інтегрування, упевняємося, що умовна густина імовірності  $W(Y_0^T | \lambda)$  є монотонною функцією достатньої статистики  $X^2(T, \lambda)$ , яка визначається співвідношенням:

$$X^2(T, \lambda) = I^2(T, \lambda) + Q^2(T, \lambda), \quad (1.3)$$

$$\text{де } I(T, \lambda) = \int_0^T y(t) h(t - \tau) \cos((\omega_0 + 2\pi f_{\text{доп}})t) dt,$$

$$Q(T, \lambda) = \int_0^T y(t) h(t - \tau) \sin((\omega_0 + 2\pi f_{\text{доп}})t) dt.$$

Тут  $I(T, \lambda)$ ,  $Q(T, \lambda)$  – відповідно синфазна і квадратурна складові;  $y(t)$  – амплітуда сигналу;  $h(t - \tau)$  – моделююча послідовність (далекомірний код);  $(\omega_0 + 2\pi f_{\text{доп}}) = 2\pi(f_0 + f_{\text{доп}})$  – частота сигналу, прийнятого від конкретного НС;  $f_0$  – номінальне значення несучої частоти даного НС;  $f_{\text{доп}}$  – значення доплерівського зсуву частоти, що характеризує швидкість зміни дальності.

З урахуванням монотонності залежності умовної щільності ймовірності  $W(Y_0^T | \lambda)$  від функції достатньої статистики  $X^2(T, \lambda)$  оптимальну оцінку (1.1) можна записати у вигляді

$$\hat{\lambda} = \max_{\lambda}^{-1} X^2(T, \lambda). \quad (1.4)$$

Пошук рішення для (1.4) передбачає перебір усіх можливих значень з області визначення  $[\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]$ , де  $\lambda = |\tau f_{\text{доп}}|^T$ .

На практиці здійснюють дискретизацію оцінки можливих (опорних) параметрів  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$ , присвоюючи їм деякі дискретні значення, й умовно вважають, що очікувані (сприймані) значення параметрів  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$  також приймають дискретні значення. Пари зна-

чень  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$  (опорних і сприйнятих), серед яких виконується пошук, умовно називають комітками. Шаг дискретизації оптимізують таким чином, щоб розрив між дискретним значенням оптимальної оцінки параметра та його дійсним значенням дозволяв увійти в режим стеження. За оптимальну оцінку приймають ті значення  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$ , яким відповідає максимальне значення  $X^2(T, \tau_i, f_{\text{доп } j})$ . Таким чином, корелятор – це пристрій, що обчислює значення, умовно кажучи, кореляційної функції між опорним і сприйнятим сигналом.

При одночасному аналізі всіх можливих поєднань  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$  необхідно  $N_f N_\tau$  паралельних каналів, де  $N$  – кількість дискретних значень відповідних параметрів. Для СНС ГЛОНАСС діапазон доплерівських частот  $\Delta f_{\text{доп}} = -5 \dots +5 \text{ кГц}$ , а значення  $\delta f_{\text{доп}}$  елементарної комірки пошуку визначається смугою захоплення  $\Delta f_e$  і складає приблизно  $\delta f_{\text{доп}} = \Delta f_e = 500 \text{ Гц}$ . Кількість аналізованих комірок за частотою  $N_f = \Delta f_{\text{доп}} / \delta f_{\text{доп}} = 20$ . Значення елементарної комірки пошуку за затримкою дорівнює тривалості  $\tau_e = 1/511 \text{ мс}$  елементарного посилання, а кількість аналізованих комірок дорівнює кількості елементів кодової послідовності далекомірного коду, тобто  $N_\tau = 511$ . Отже, загальна кількість аналізованих комірок  $N_a = N_f N_\tau = 10\,220$ .

Реалізація пристрою пошуку з такою обробкою дуже проблематична. Тому використовують інші алгоритми пошуку, засновані на паралельно-послідовному перегляді області можливих значень  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$ . Крім того, з метою спрощення апаратури споживача замість запам'ятовування всіх можливих значень  $X(T, \tau_i, f_{\text{доп } j})$  з наступним вибором максимального з них застосовують алгоритм виявлення сигналу в певній комітці за граничним принципом.

Оскільки в приймачі ПІ є кілька частотних каналів, то пошук сигналів для декількох супутників здійснюється паралельно. Процедура пошуку сигналу для кожного супутника полягає в послідовному перегляді можливих значень  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$ .

У режимі пошуку використовуються синфазна  $I$  та квадратурна  $Q$  складові, а задача виявлення сигналу в елементарній комітці пошуку зводиться до алгоритму  $X^2 = I^2 + Q^2 \geq h$ , де  $h$  – поріг, який обирається за умови забезпечення заданої ймовірності прави-

льного виявлення. Знайдене при обробці сигналу в елементарній комірці значення  $X(T, \tau_i, f_{\text{доп}j})$  порівнюється з граничним і приймається рішення про наявність сигналу. При відсутності сигналу аналізується наступна комірka, а при позитивному рішенні виробляється команда на перехід до режиму супроводження за  $\tau$  і  $f_{\text{доп}}$ .

Спрощена схема одного каналу пошуку корелятора наведена на рис. 1.13. Сигнал  $j$ -го супутника з частотою  $f_s$  з виходу АЦП одного з каналів приймача у дискретні моменти часу після посилення підсилювачем проміжної частоти (ППЧ) надходить на пристрої множення каналів формування синфазної  $I$  і квадратурної  $Q$  складових.

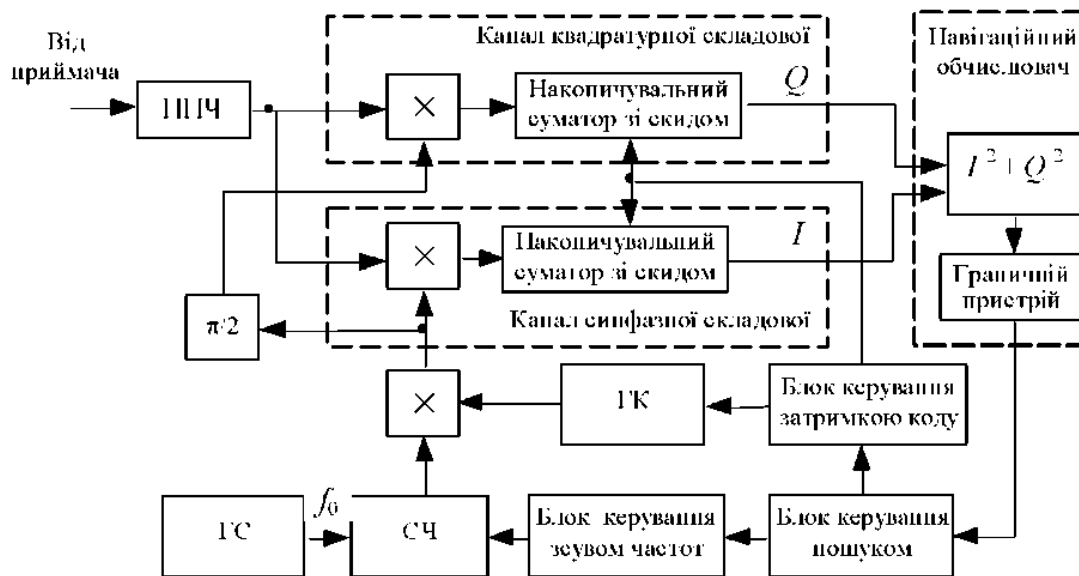


Рис. 1.13

За командою блоку керування пошуком у синтезаторі частот (СЧ) генеруються опорні коливання  $\cos(\omega_{\text{сч}j} t) = \cos(2\pi f_{\text{сч}j} t)$ , причому встановлюється така частота  $f_{\text{сч}j}$ , що

$$f_s - f_{\text{сч}j} = f_{\text{доп}},$$

де  $f_s = f_0 + f_{\text{доп}j}$  – частота сигналу, прийнятого від НС;  $f_0$  – номінальне значення несучої частоти даного НС, що надходить від генератора сигналів (ГС);  $f_{\text{доп}j}$  – очікуване значення доплерівського зсуву частоти;  $f_{\text{доп}}$  – проміжна частота підсилювача проміжної частоти (ППЧ).

Блок керування пошуком видає також команди на блок керування затримкою коду для формування затримки  $\tau_i$  опорного сигналу, що відповідає аналізованій комірці.

На виході генератора коду (ГК) виробляється далескомірний код – моделююча функція  $h(t - \tau_i)$ , що відповідає заданій кодовій послідовності з тривалістю елементарного символу  $\tau_e$ , (для системи ГЛОНАСС  $\tau_e = 1/511$  мс) початок формування якого зрушено на  $\tau_i$ .

Сигнали з виходів синтезатора частот і генератора коду надходять на пристрій множення. На виході пристрою множення формується опорний сигнал  $h(t - \tau_i)\cos(\omega_{сч} j t)$ , який надходить на пристрій множення каналу формування синфазної складової  $I$ , а зсунені на  $\pi/2$  коливання –  $h(t - \tau_i)\cos(\omega_{сч} j t)$  надходять на пристрій множення каналу формування квадратурної складової  $Q$ . Напруги з виходів пристроїв множення надходять на накопичувальний суматор зі скидом, який виконує функції інтегратора. Початок і кінець інтегрування визначається командами блоку керування затримкою коду. В момент скидання (наприкінці інтервалу інтегрування) сигнали з виходів накопичувальних суматорів надходять на блок формування функції достатньої статистики  $X^2(T, \tau_i, f_{доп} j) = I^2 + Q^2$ , а потім на граничний пристрій, у якому приймається рішення про виявлення (невиявлення) сигналу. Дані про виявлення сигналу передаються в блок керування пошуком, де приймається рішення про наступний пошук або про “захоплення” і перехід до режиму стеження.

Якщо діапазон можливих значень  $\tau$  і  $f_{доп}$  в апіорі відомий, то кількість аналізованих комірок може бути суттєво зменшена. Наприклад, якщо у пам’яті навігаційного обчислювача збережені точний час останнього навігаційного визначення, відповідні дані  $\tau$ ,  $f_{доп}$  і альманахи системи, то можна прогнозувати, в яких комірках шукати навігаційний сигнал у першу чергу, так званий “гарячий старт”. І навпаки, якщо відбувається перше включення апаратури (“холодний старт”), то може знадобитися перебір значної кількості комірок.

Тривалість інтервалу накопичення сигналу при аналізі в одній елементарній комірці (кількість відліків, що накопичуються) складає приблизно 1...2 мс. У сучасних ПП “холодний старт” триває до 2хв., а час повторного захоплення (“гарячий старт”) – 3...15с.

Корелятор працює в двох основних режимах: пошук і виявлення сигналів по частоті і затримці і безперервного стеження (фільтрації). Відліки синфазних і квадратурних складових формуються в кореляторі, а їхня подальша обробка здійснюється в сигнальному процесорі навігаційного обчислювача.

#### 1.3.4. Навігаційний обчислювач

Навігаційний обчислювач (НО) є цифровим процесором, у якому реалізується обчислювальний процес і керування роботою апаратурою споживача.

Навігаційний обчислювач вирішує такі задачі:

- цифрову обробку інформаційних параметрів радіосигналу для розв'язання задач пошуку сигналів за затримкою та частотою у режимі "захоплення";
- оптимальну оцінку та фільтрацію інформаційних параметрів радіосигналів у режимі стеження за фазою і затримкою;
- демодуляцію та виділення навігаційного повідомлення, форматування і дешифрування сфмеридної інформації, накопичення та збереження альманаху;
- перетворення інформаційних параметрів радіосигналів у навігаційні, розв'язання навігаційних задач, оптимальну оцінку навігаційних параметрів (координат і швидкості літака), розрахунок прогнозованих значень похибок.

Крім того, за сигналами навігаційного обчислювача коригується робота приймача та корелятора. Навігаційному обчислювачу передані також диспетчерські функції керування первинною обробкою, що необхідно через наявність багатьох супутників у зоні видимості і можливості роботи з усіма або частиною НС. У сучасних і перспективних ПП, що працюють за сигналами НС двох систем ГЛОНАСС і GPS, виникає додаткова необхідність керування роботою за двома системами.

Типова схема навігаційного обчислювача наведена на рис 1.14. Для спрощення навігаційного обчислювача вирішувані задачі розбивають на високочастотні, які реалізуються сигнальним процесором (СП) і низькочастотні, які реалізують на-

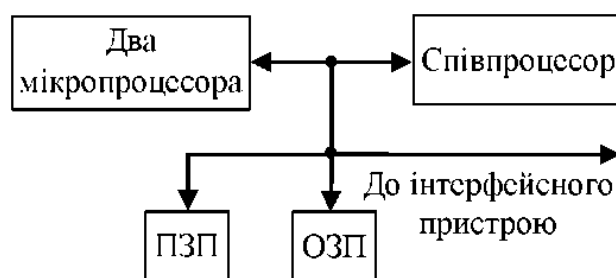


Рис. 1.14

вігаційний процесор (НП).

СП, працюючи разом з корелятором, реалізує в режимі захоплення та стеження алгоритми оцінки та фільтрації інформаційних параметрів радіосигналу з метою їх безперервного та точного вимірювання, а також алгоритми виділення навігаційного повідомлення. НП реалізує алгоритми розв'язання навігаційних задач та алгоритми низькочастотної оцінки навігаційних параметрів.

Як обчислювальне ядро у навігаційному процесорі, наприклад, можуть використовуватися два мікропроцесори (МП) KU80386EX і арифметичний співпроцесор N80387SX, які працюють на частоті 25 МГц (мінімальні вимоги).

Співпроцесор виконує операції з плаваючою точкою, які потребують значних машинних витрат від навігаційного процесора. Програмне забезпечення навігаційного процесора повинне враховувати наявність співпроцесора.

Співпроцесор N80387SX виконує такі складні операції, як точне ділення, обчислення тригонометричних функцій, добування квадратного кореня і знаходження логарифмів у 10...100 разів швидше основного процесора. Точність результатів обчислень при цьому значно вища за ту, яка забезпечується основним процесором. Основний процесор, при наявності співпроцесора в основному працює з дійсними числами, тобто виконує операції додавання, віднімання та множення. Ці операції не передаються для рішення в співпроцесор. Час виконання програм, які використовують співпроцесор, істотно зменшується.

Незважаючи на те, що мікросхема 80387 працює асинхронно, обчислювач із процесором 80386 спроектовано так, що співпроцесор працює на частоті мікропроцесора. Можливе використання і більш потужних процесорів інших серій. Сигнальний процесор значно продуктивніший, ніж навігаційний.

Оперативний запам'ятовуючий пристрій ОЗП обсягом більше 128 Кб може бути виконаний, наприклад, на двох мікросхемах SRM20100-70. Постійний запам'ятовуючий пристрій ПЗП обсягом 256 Кб може бути виконаний на мікросхемах RA28F400BX (типу "флеш").

Застосування даного типу пам'яті дозволяє під час роботи апаратури СНС організовувати режим запису інформації в ПЗП, де забезпечується її збереження.

## **Глава 2. Алгоритми обробки радіонавігаційних параметрів та виділення навігаційного повідомлення**

До сучасних СНС ставлять високі вимоги з точності навігаційних визначень. Це обумовлює необхідність розгляду методів оптимальної обробки сигналів і оцінювання координат при побудові навігаційного обчислювача. За своєю суттю навігаційна задача визначення вектора споживача є задачею оцінювання координат об'єкта (у загальному випадку рухомого) за спостереженнями сигналів від джерел випромінювання з відомими координатами. Математичним апаратом, який дозволяє проводити синтез оптимальних систем оцінювання координат об'єкта, може бути теорія оптимальної фільтрації.

Задача синтезу оптимальної системи фільтрації формулюється як знаходження такої системи, яка в результаті обробки спостережень у кожен поточний момент часу формує оцінку вектора споживача з мінімальною дисперсією похибки оцінювання.

Задачу оцінки вектора споживача розбивають на два етапи: етап оптимальної оцінки і фільтрації інформаційних параметрів радіосигналів та етап розв'язання навігаційних задач і оцінки навігаційних параметрів.

На першому етапі розв'язується задача пошуку сигналу і стеження (фільтрації радіонавігаційних параметрів сигналу), а на другому етапі обчислюються оцінки вектора споживача з використанням отриманих на першому етапі оцінок радіонавігаційних параметрів і відповідних навігаційних функцій.

### **2.1. Алгоритми обробки радіонавігаційних параметрів сигналу**

У режимі пошуку сигналу здійснюється груба, і в той же час достатня для подальшого захоплення системою стеження оцінка параметрів радіосигналу (затримки та частоти), а в режимі стеження (фільтрації) реалізується безперервне та точне вимірювання навігаційних параметрів сигналу.

Алгоритми пошуку сигналу докладно розглянуті в п. 1.3.3 при описі роботи корелятора в режимі "захоплення".

У режимі стеження в найпростішій постановці в кореляторі формується різниця між справжнім значенням вхідного сигналу і його оцінним значенням (на початковому етапі це опорні сигнали

$f_{\text{доп } j}$  і  $\tau_i$  режиму "захоплення"). Вихідні відліки корелятора накопичуються (підсумовуються) на визначеному інтервалі часу і у тактові моменти надходять до сигнального процесора фільтра, що формує оцінки вектора стану.

Екстрапольовані оцінки відфільтрованих параметрів двох контурів: контуру стеження за фазою та контуру стеження за затримкою по колу зворотного зв'язку надходять у корелятор і змінюють опорні коливання та затримку опорного сигналу так, щоб різниця між справжнім значенням вхідного сигналу і його оцінним значенням прагнула до нуля. Пристрої, що реалізують такий принцип роботи, називають спостережувальними вимірниками.

На відміну від алгоритму пошуку сигналу, де реалізується некогерентна обробка прийнятого сигналу, у режимі стеження використовується квазікогерентна обробка, тобто спільна фільтрація інформаційних параметрів і фази сигналу (неінформаційного параметра).

Для розв'язання задачі синтезу оптимальної системи фільтрації радіонавігаційних параметрів сигналу подамо прийнятий радіосигнал у вигляді

$$\begin{aligned} S(t) &= Ah(t - \tau) \cos((\omega_0 + 2\pi f_{\text{доп}})t + \varphi_0) = \\ &= Ah_{\text{д.к}}((t - \tau) \cos(\omega_0 t + \vartheta(t - \tau)\pi + \varphi(t)), \end{aligned} \quad (2.1)$$

де:  $h_{\text{д.к}}(t)$  – моделююча послідовність, яка відповідає далекомірному коду, один період (тривалістю  $L\tau_0$ ) якої описується

$$h_{\text{д.к}}(t) = \sum_{k=1}^L a_k u_0(t - (k-1)\tau_e); \quad t \in [0, L\tau_0].$$

Такі параметри сигналу як фаза і відповідний доплерівський зсув змінюються безперервно, тоді як затримка і дискретний параметр  $\vartheta$  змінюються дискретно. Дискретність цих параметрів визначається тривалістю такту відповідної моделюючої послідовності (далекомірного коду або навігаційного повідомлення).

Параметр  $\vartheta$  в (2.1), який описує навігаційне повідомлення, є послідовністю нулів і одиниць, зміна яких відбувається у фіксовані моменти часу  $t_k$ , такі, що  $t_k - t_{k-1} = \text{const}$ . Дану послідовність зручно

надавати у вигляді однорідного марковського ланцюга з матрицею переходу  $\pi_{ij} = 0,5; i, j = \overline{0,1}$ .

Фазу  $\varphi(t)$  можна описати компонентом у загальному випадку багатомірного марковського процесу  $\mathbf{x}_\varphi(t)$ , тобто  $\varphi(t) = \mathbf{c}_\varphi^T \mathbf{x}_\varphi(t)$ , де  $\mathbf{c}_\varphi = [1 \ 0 \ 0 \dots 0]^T$  –  $n$ -мірний вектор;  $\mathbf{x}(t)$  описується векторним рівнянням

$$\frac{d\mathbf{x}_\varphi}{dt} = \mathbf{F}_\varphi \mathbf{x}_\varphi + \mathbf{G}_\varphi \eta_\varphi(t), \quad (2.2)$$

де  $\mathbf{F}_\varphi, \mathbf{G}_\varphi$  – матриці розміру  $n \times n$  і  $n \times m$  відповідно;  $\eta_\varphi(t)$  –  $m$ -мірний вектор білих гаусівських шумів з нульовими математичними сподіваннями і матрицею спектральних щільностей  $\mathbf{N}_{\eta_\varphi} / 2$ .

Найбільш часто використовуються такі моделі:

$$\varphi(t) = \eta_\varphi(t), \quad (2.3)$$

яка відповідає  $\mathbf{c}_\varphi = 1, \quad \mathbf{F}_\varphi = 0, \quad \mathbf{G}_\varphi = 1;$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_\varphi, \quad \frac{d\omega_\varphi}{dt} = \eta_\varphi(t), \quad (2.4)$$

яка відповідає

$$\mathbf{c}_\varphi = [1 \ 0 \ 0]^T; \quad \mathbf{F}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_\varphi, \quad \frac{d\omega_\varphi}{dt} = \varepsilon_\varphi(t), \quad \frac{d\varepsilon_\varphi}{dt} = \eta_\varphi(t), \quad (2.5)$$

яка відповідає

$$\mathbf{c}_\varphi = [1 \ 0 \ 0]^T; \quad \mathbf{F}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Аналогічно у вигляді компоненти багатомірного марковського процесу описуються зміни в часі затримки сигналу  $\tau$ , тобто  $\tau = \mathbf{c}_\tau^T \mathbf{x}_\tau$

$$\frac{d\mathbf{x}_\tau}{dt} = \mathbf{F}_\tau \mathbf{x}_\tau + \mathbf{G}_\tau \eta_\tau(t), \quad (2.6)$$

де  $\mathbf{F}_\tau, \mathbf{G}_\tau$  – матриці розміру  $\tilde{n} \times \tilde{n}$  і  $\tilde{n} \times \tilde{m}$  відповідно;

$\eta_{\tau}(t)$  –  $\tilde{m}$ -мірний вектор білих гаусівських шумів з нульовими математичними сподіваннями і матрицею спектральних щільностей  $N_{\eta_{\tau}}/2$ . Шуми  $\eta_{\tau}(t)$  і  $\eta_{\varphi}(t)$  вважаються некорельованими.

Загальне розв'язання задачі спільної фільтрації параметрів сигналу, одні з яких змінюються безперервно, а інші – дискретно розглядаються в теорії оптимальної безперервно-дискретної фільтрації. Конкретизація розглянутої задачі призводить до комплексної системи фільтрації, аналогічної тій, що реалізується, наприклад, у радіотехнічних системах типу РСДН, і яка містить у собі дискримінатори (пристрою, що формують сигнали розугодження) затримки та фази і фільтри згладжування для оцінок затримки та фази.

У комплексній системі фільтрації кожна з оптимальних оцінок  $\hat{\tau}$  і  $\hat{\varphi}$  формується після обробки сигналів з виходів двох дискримінаторів (затримки та фази). Однак це призводить до досить складної системи, тому на практиці оцінку затримки сигналу формують за сигналами часового дискримінатора, а оцінку фази – за сигналами фазового дискримінатора, тобто перехресні зв'язки між "різномісними" оцінками і дискримінаторами не враховуються. Рівняння схеми фільтрації при роботі апаратури СНС у реальних умовах без врахування зазначених перехресних зв'язків наведені у роботах з оптимальної фільтрації дискретно-безперервних процесів і мають наступний вигляд:

$$\frac{d\bar{\mathbf{x}}_{\tau}}{dt} = \mathbf{F}_{\tau}\bar{\mathbf{x}}_{\tau} + \mathbf{R}_{\tau}\mathbf{c}_{\tau}2AN_0^{-1}\text{th}(\bullet)y(t)\frac{\partial h_{\text{дк}}(t - \bar{\tau})}{\partial \bar{\tau}}\cos(\omega_0 t + \bar{\varphi}) \quad (2.7)$$

при  $t \in [t_k, t_{k+1}]$ ;

$$\frac{d\bar{\mathbf{x}}_{\varphi}}{dt} = \mathbf{F}_{\varphi}\bar{\mathbf{x}}_{\varphi} + \mathbf{R}_{\varphi}\mathbf{c}_{\varphi}2AN_0^{-1}\text{th}(\bullet)y(t)\partial h_{\text{дк}}(t - \bar{\tau})\cos(\omega_0 t + \bar{\varphi}) \quad (2.8)$$

при  $t \in [t_k, t_{k+1}]$ ;

$$\bar{\vartheta}(k+1) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \int_{t_k}^{t_{k+1}} y(v)h_{\text{ае}}(v - \bar{\tau})\cos(\omega_0 v + \bar{\varphi})dv > 0; \\ 0, & \text{якщо } \int_{t_k}^{t_{k+1}} y(v)h_{\text{ае}}(v - \bar{\tau})\cos(\omega_0 v + \bar{\varphi})dv < 0. \end{cases} \quad (2.9)$$

Тут  $\mathbf{R}_\tau$  і  $\mathbf{R}_\varphi$  – матриці дисперсій похибок фільтрації векторів  $\mathbf{x}_\tau$  і  $\mathbf{x}_\varphi$ , відповідно, які задовольняють рівнянням Ріккати

$$\frac{d\mathbf{R}_\tau}{dt} = \mathbf{F}_\tau \mathbf{R}_\tau + \mathbf{R}_\tau \mathbf{F}_\tau^T + \mathbf{G}_\tau \mathbf{N}_{\eta\tau} \mathbf{G}_\tau^T - 2\mathbf{R}_\tau \mathbf{c}_\tau S_{\Delta\tau}^2 N_0^{-1} \mathbf{c}_\tau^T \mathbf{R}_\tau; \quad (2.10)$$

$$\frac{d\mathbf{R}_\varphi}{dt} = \mathbf{F}_\varphi \mathbf{R}_\varphi + \mathbf{R}_\varphi \mathbf{F}_\varphi^T + \mathbf{G}_\varphi \mathbf{N}_{\eta\varphi} \mathbf{G}_\varphi^T - 2\mathbf{R}_\varphi \mathbf{c}_\varphi S_{\Delta\varphi}^2 N_0^{-1} \mathbf{c}_\varphi^T \mathbf{R}_\varphi, \quad (2.11)$$

де  $S_{\Delta\tau}, S_{\Delta\varphi}$  – крутості дискримінаційних характеристик дискримінатора затримки і фазового дискримінатора;

$$\text{th}(\bullet) = \text{th} \left\{ \frac{2A}{N_0} \int_{t_k}^t y(v) h_{\text{дк}}(v - \bar{\tau}) \cos(\omega_0 v + \bar{\varphi}) dv \right\} - \text{функція гіперболического тангенса.}$$

У деяких варіантах дискримінаторів замість функції гіперболического тангенса використовується знакова функція

$$\text{sign} = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Це обумовлено тим, що в реальних умовах апаратура СНС працює при пропорціях сигнал/шум 30...38 дБ/Гц, і на початку дискретного посилання ( $t = t_k$ ) коефіцієнт підсилення каналу оцінки фази близький нулю, оскільки  $\lim_{t \rightarrow t_k} \text{th}(\bullet) = 0$ , а наприкінці посилання

близький за модулем одиниці, отже

$$\text{th}(\bullet) = \text{th} \left\{ \frac{2A}{N_0} \int_{t_k}^{t_k + \tau_c} y(v) h_{\text{дк}}(v - \bar{\tau}) \cos(\omega_0 v + \bar{\varphi}) dv \right\} \approx \begin{cases} 1 & \text{при } \mathfrak{F} = 0; \\ -1 & \text{при } \mathfrak{F} = 1, \end{cases}$$

де  $\tau_c = 1$  мс – тривалість періоду далекомірного коду.

Рівняння (2.7) описує канал оцінки затримки сигналу  $\bar{\tau} = \mathbf{c}_\tau^T \bar{\mathbf{x}}_\tau$ ; рівняння (2.8) – канал оцінки фази сигналу  $\bar{\varphi} = \mathbf{c}_\varphi^T \bar{\mathbf{x}}_\varphi$ ; рівняння (2.9) – канал оцінки дискретного параметра  $\bar{\mathfrak{F}}_k$ ; рівняння (2.10), (2.11) – коефіцієнти підсилення.

Схема спостережувального вимірника, який описується рівняннями (2.7)... (2.9), наведена на рис. 2.1.

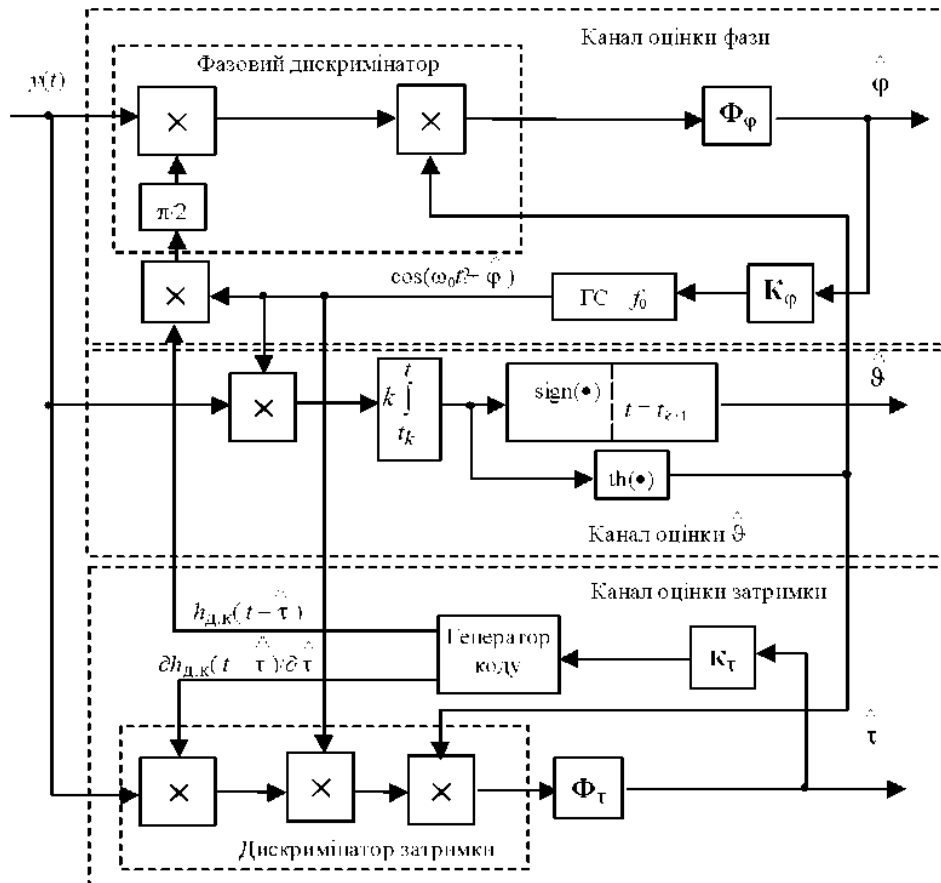


Рис. 2.1

На рис. 2.1  $K_\tau = R_\tau c_\tau$ ,  $K_\varphi = R_\varphi c_\varphi$  – коефіцієнти підсилення фільтрів згладжування  $\Phi_\tau$ ,  $\Phi_\varphi$  каналів оцінки затримки і фази сигналу.

Канал оцінки затримки сигналу містить дискримінатор затримки, фільтр згладжування і генератор кодової послідовності. Дискримінатор затримки виробляє сигнал, який пропорційний розумовженості справжнього значення затримки  $\tau$  і його оціненого значення  $\hat{\tau}$ . Структура фільтра згладжування визначається прийнятою моделлю (2.6), яка описує зміни затримки в часі. Генератор коду формує кодову послідовність, яка зрушена на час, що дорівнює оцінці  $\hat{\tau}$  затримки сигналу і послідовності

$\partial h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau}) / \partial \bar{\tau}$ . Останню, зазвичай, формують у вигляді кінцевої різниці двох зміщених вихідних кодових послідовностей відповідно до наступного алгоритму

$$\frac{\partial h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau})}{\partial \bar{\tau}} \approx \frac{h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau} + \Delta\tau/2) - h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau} - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}, \quad (2.12)$$

де  $\Delta\tau$  – інтервал, який дорівнює тривалості  $\tau_e$  елементарного посилання.

Канал оцінки фази містить фазовий дискримінатор, фільтр згладжування та генератор сигналу (ГС) з частотою  $f_0$ . У даній схемі фазовий дискримінатор складається з двох пристроїв множення, середнє значення на виходах яких

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &\approx -\cos(\omega_0 t + 9\pi + \varphi) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}) = 0,5 \sin(9\pi + \varphi - \hat{\varphi}); \\ \bar{U}_2 &\approx \sin(9\pi + \varphi - \hat{\varphi}) \cos(9\pi + \varphi - \hat{\varphi}) = 0,5 \sin 2(\varphi - \hat{\varphi}). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Фазовий дискримінатор має дискримінаційну характеристику вигляду  $\sin 2\Delta\varphi$ .

Розглянута схема фільтрації стійко працює при захопленні сигналу каналом оцінки фази і входження в синхронізм. Смуга захоплення системи фазового автопідстроювання становить приблизно 50 Гц, тоді як невизначеність оцінки несучої частоти після закінчення процедури пошуку може досягати 500 Гц. Тому в системі передбачається режим автоматичного підстроювання частоти.

Автоматичне підстроювання частоти формується на основі частотного дискримінатора, вихідна напруга якого пропорційна різниці  $\Delta f$  між несучою частотою прийнятого сигналу і частотою опорного генератора. Частотний дискримінатор може бути реалізований обчислювальними методами, використовуючи обробку синфазної  $I$  і квадратурної  $Q$  складових корелятора. Частотний дискримінатор має характеристику, яка описується виразом

$$U_{\Delta f} = \sin(2\pi\Delta f T) \left[ \frac{\sin(\pi\Delta f T)}{\pi\Delta f T} \right]^2.$$

Вигляд характеристики частотного дискримінатора зображений на рис. 2.2. Початкова похибка повинна лежати в межах її головного пелюстка:  $|\Delta f| < 1/2T$ . Приймаючи за максимальне значення  $\Delta f = 500\text{Гц}$ , одержуємо необхідний час інтегрування  $T = 1\text{мс}$ .

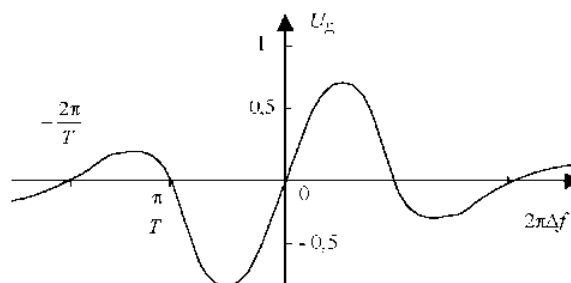


Рис. 2.2.

Реалізовані в реальній бортовій апаратурі СНС алгоритми стеження за фазою та затримкою сигналу близькі до оптимальних, але відрізняються від них тим, що вони дискретні, а не безперервні, і в них використовуються постійні коефіцієнти підсилення. Для формування вихідних відліків дискримінаторів використовують синфазну та квадратурну складові, які формуються в кореляторі.

Синфазна та квадратурна складові  $I$  і  $Q$  формуються в кореляторі як у режимі пошуку сигналів за частотою та затримкою, так і в режимі стеження за цими параметрами. Якщо в режимі пошуку сигналів ці складові формуються при фіксованих значеннях оцінок  $\tau$ ,  $f_{\text{доп}}$  на інтервалі аналізу, то в режимі стеження дані оцінки змінюються в часі.

У режимі стеження необхідно сформувати дискримінатори за фазою та затримкою сигналу. Якщо для формування фазового дискримінатора (див. рівняння (2.8)) можна використовувати синфазну та квадратурну складові  $I$  і  $Q$ , що формуються як і в режимі пошуку, то для дискримінатора затримки сигналу, відповідно до (2.7), (2.12), крім цих складових, необхідно додатково сформувати складові, що зміщені на  $\pm\Delta t / 2$ . Зазвичай, приймають  $\Delta t = \tau_c$ , де  $\tau_c$  тривалість елементарного посилення далекомірного коду (для ГЛОНАСС  $\tau_c = 1/511\text{мс}$ ).

Синфазну та квадратурну складові, що сформовані з випередженням відносно опорного моменту часу, позначають  $I_E$ ,  $Q_E$  ( $E$  – early), а з запізнюванням –  $I_L$ ,  $Q_L$  ( $L$  – late). Формування випереджальної і запізнілої опорних функцій забезпечує 3-бітовий регістр зсуву генератора коду в кореляторі.

### 2.1.1. Алгоритм роботи і схема стеження за фазою сигналу

Корелятор у цифровій формі відповідно до дискретного аналога алгоритмів (2.8) формує відліки синфазних  $I$  і квадратурних  $Q$  складових, накопичення яких проводиться на інтервалі часу  $T_H - K_H T_d = 1 \dots 2$  мс.

$$I_{k-1} = \sum_{i=1}^{K_I} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i}) \cos(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i}); \quad (2.13)$$

$$Q_{k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i}) \sin(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i}) \quad (2.14)$$

де  $y(t_{k,i})$  – цифрові відліки сигналу з виходу АЦП приймача у дискретні моменти часу  $t_{k,i} = (K_{II} T_d)k + T_d i$  ( $T_d = 1/f_d$  – крок дискретизації за часом);  $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i})$  – моделююча функція далесомірного коду;  $k$  – індекс, який відповідає моменту часу  $t_k = (K_H T_d)k$ ;  $K_{II} = T_{II} / T_d$  – кількість відліків, що накопичуються;  $\tilde{\tau}_{k,i}$ ,  $\tilde{\varphi}_{k,i}$  – екстрапольовані на момент часу  $t_{k,i}$  оцінки затримки та фази сигналу.

Зазвичай, в дискретних контурах спостереження за фазою (КСФ) реальних систем замість функції гіперболічного тангенса використовується знакова функція  $\text{sign} = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$

Тоді рівняння (2.8) каналу оцінки фази сигналу  $\hat{\varphi} = \mathbf{c}_{\varphi}^T \hat{\mathbf{x}}_{\varphi}$ , що описують роботу оптимального дискретного КСФ з урахуванням (2.13), (2.14), приймає вигляд

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1} &= \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1} + \mathbf{K}_{\varphi} \text{sign}(I_{P, k+1}) Q_{P, k+1}; \\ \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1} &= \Phi_{\varphi} \hat{\mathbf{x}}_{\varphi, k}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де  $\mathbf{K}_{\varphi}$  – вектор-стовпець коефіцієнтів підсилення;  $\Phi_{\varphi}$  – перехідна матриця фільтра в контурі системи стеження, яка визначається моделлю зміни фази (2.2) ... (2.5);  $\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1}$  – екстрапольована оцінка.

Схема КСФ наведена на рис. 2.3.

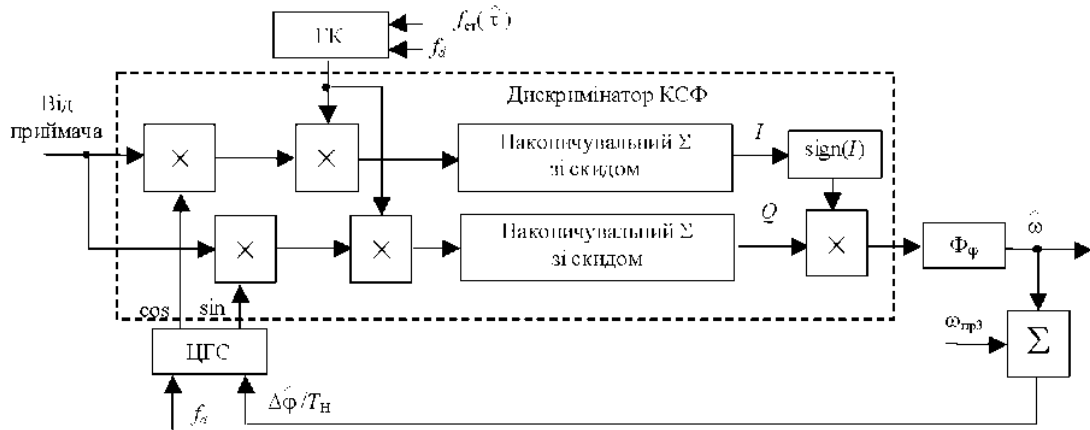


Рис. 2.3

Як впливає з (2.15) і рис. 2.3, перехідна функція дискримінатора КСФ описується виразом

$$u_{\text{а ф},k} = \text{sign}(I_{P,k})Q_{P,k}.$$

Дискретний контур стеження за фазою (див. рис. 2.3) включає дискримінатор, фільтр, цифровий генератор сигналу (ЦГС), а також використовує сигнали генератора коду (ГК). Структура фільтра  $\Phi_\phi$  і кола зворотного зв'язку КСФ будуть розглянуті далі.

### 2.1.2. Алгоритм роботи і схема стеження за затримкою сигналу

У бортовій апаратурі СНС використовуються дискретні аналоги оптимального алгоритму фільтрації затримки сигналу (2.7) в безперервному часі.

Для формування дискримінаторів контуру стеження за затримкою (КСЗ) використовують, як відзначалося вище, випереджувальні і запізнілі квадратурні складові  $I_E(k)$ ,  $Q_E(k)$ ,  $I_L(k)$ ,  $Q_L(k)$ , для яких можна записати формули, аналогічні (2.13), (2.14)

$$I_{E,k+1} = \sum_{i=1}^{K_n} y(t_{k,i})h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} + \tau_3/2) \cos(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i});$$

$$Q_{E,k+1} = \sum_{i=1}^{K_n} y(t_{k,i})h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} + \tau_3/2) \sin(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i});$$

$$I_{L,k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} - \tau_0 / 2) \cos(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i});$$

$$Q_{L,k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} - \tau_0 / 2) \sin(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i}).$$

Дискретний аналог двох зсунутих вихідних кодових послідовностей  $\partial h_{\text{ДК}}(t - \tilde{\tau}) / \partial \tilde{\tau}$  (див. (2.7), (2.12)) у дискримінаторах КСЗ у термінах квадратурних складових найчастіше формують у вигляді

$$u_{\text{ДТ},k} = \frac{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} - \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}}{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} + \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}}. \quad (2.16)$$

Такий алгоритм застосовують через його незалежність від амплітуди сигналу і широкого діапазону можливих похибок, які не призводять до зриву стеження. Проте, такий дискримінатор характеризується значними обчислювальними витратами.

Дискретний аналог алгоритму (2.7) обчислення оцінок затримки сигналу  $\hat{\tau} = \mathbf{c}_{\tau}^T \hat{\mathbf{x}}_{\tau}$  записують у вигляді:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{\tau,k+1} &= \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k+1} + \mathbf{K}_{\tau} u_{\text{ДТ},k}; \\ \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k+1} &= \mathbf{\Phi}_{\tau} \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де  $\mathbf{K}_{\tau}$  – вектор-стовпець коефіцієнтів підсилення;  $u_{\text{ДТ},k}$  – функція (2.16) дискримінатора КСЗ;  $\mathbf{\Phi}_{\tau}$  – перехідна матриця фільтра в контурі системи стеження, яка визначається моделлю зміни затримки сигналу (2.6);  $\tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k+1}$  – екстрапольована оцінка.

Схема КСЗ із дискримінатором наведена на рис. 2.4.

Контур стеження за затримкою сигналу, як і КСФ, містить дискримінатор, фільтр, цифровий генератор сигналу (ЦГС) і генератор коду (ГК), генератор опорного сигналу (ГОС) і 3-бітовий регістр (Рг) зсуву. Структура фільтра  $\mathbf{\Phi}_{\tau}$  і кола зворотного зв'язку КСЗ будуть розглянута нижче.

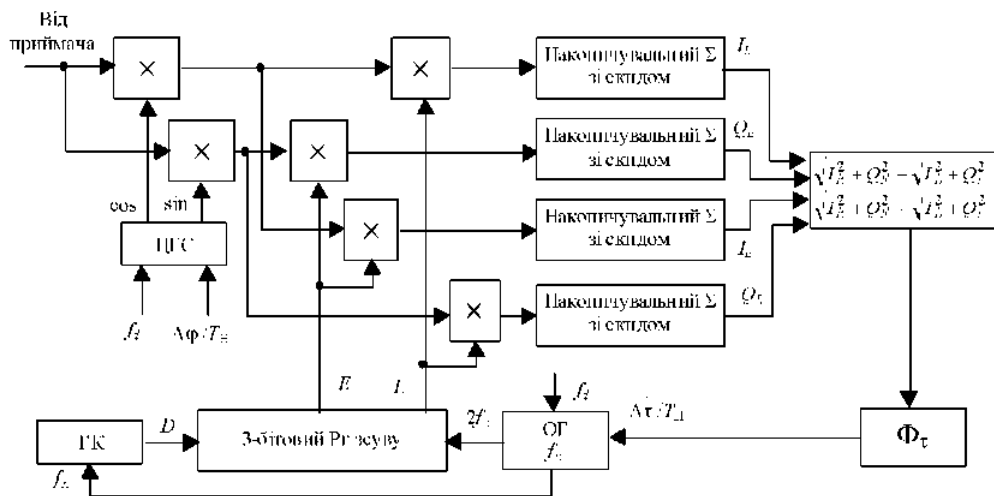


Рис. 2.4

Генератор коду ГК виробляє далекомірний код (моделюючи функцію  $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i})$ ) з тривалості елементарного символу  $\tau_c = 1/f_{CT}$ , початок формування якого зміщено на  $\tilde{\tau}_{k,i}$ ; 3-бітовий регістр зсуву забезпечує формування випереджувальної  $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} + \tau_c/2)$  і запізнілої  $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} - \tau_c/2)$  опорних функцій.

### 2.1.3. Алгоритм роботи і схема системи частотного автопідстроювання

Система частотного автопідстроювання (ЧАП) використовується на проміжному етапі при переході з режиму пошуку сигналу за частотою до режиму безперервного стеження за фазою.

Для побудови системи ЧАП необхідно мати частотний дискримінатор, сигнал на виході якого пропорційний різниці частот  $\Delta f_{CT}$  прийнятого сигналу і цифрового генератора сигналів. Такий частотний дискримінатор можна сформулювати алгоритмічно, обробляючи сигнали  $I(t)$  і  $Q(t)$ , які надходять на вхід другого пристрою множення фазового дискримінатора (див. рис. 2.3). Виконаємо дворазове інтегрування  $I(t)$  і  $Q(t)$  на послідовних інтервалах часу  $[t_k, t_k + T]$  і  $[t_k + \hat{O}, t_k + 2T]$ :

$$\begin{aligned}
I_{k,1} &= \int_{t_k}^{t_k+T} I(t)dt; & I_{k,2} &= \int_{t_k+T}^{t_k+2T} I(t)dt; \\
Q_{k,1} &= \int_{t_k}^{t_k+T} Q(t)dt; & Q_{k,2} &= \int_{t_k+T}^{t_k+2T} Q(t)dt.
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Для змінних у часі фази  $\varphi(t)$ , її оцінки  $\hat{\varphi}(t)$  і досить малих інтервалів часу  $T$  можна записати

$$\Delta\varphi(t) \approx 2\pi f_{\text{доп}} t; \quad \Delta\hat{\varphi}(t) \approx 2\pi \hat{f}_{\text{доп}} t, \tag{2.19}$$

де 
$$f_{\text{доп}} = \frac{1}{2\pi} \left. \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right|_{t=t_k}; \quad \hat{f}_{\text{доп}} = \frac{1}{2\pi} \left. \frac{\partial \hat{\varphi}}{\partial t} \right|_{t=t_k}.$$

Тоді, з урахуванням (2.18), (2.19), можна записати

$$\begin{aligned}
Q_{k,1} &\approx \frac{-[\cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}T) - \cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k))]}{2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}}, \\
Q_{k,2} &\approx \frac{-[\cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 4\pi\Delta f_{\text{с.Г}}T) - \cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}T)]}{2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}}, \\
I_{k,1} &\approx \frac{\sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}T) - \sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k))}{2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}}, \\
I_{k,2} &\approx \frac{\sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 4\pi\Delta f_{\text{с.Г}}T) - \sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}T)}{2\pi\Delta f_{\text{с.Г}}}.
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Визначимо процес на виході частотного дискримінатора у вигляді

$$U_{\Delta f} \approx I_{k,1}Q_{k,2} - I_{k,2}Q_{k,1} \tag{2.21}$$

Підставляючи (2.20) у (2.21) і виконуючи необхідні перетворення, одержимо характеристику частотного дискримінатора, аналогічну тій, вигляд якої наведено на рис. 2.2.

Система стеження частотного автопідстроювання замикається через фільтр згладжування, за який, зазвичай, використовують фільтр другого порядку.

Алгоритм ЧАП (2.21) близький до оптимального при малому відношенні сигнал/шум, крутість його дискримінаційної характеристики залежить від квадрата амплітуди і він має мінімальні обчислювальні витрати.

Система стеження ЧАП включає частотний дискримінатор і фільтр згладжування. Схему системи ЧАП наведена на рис. 2.5.

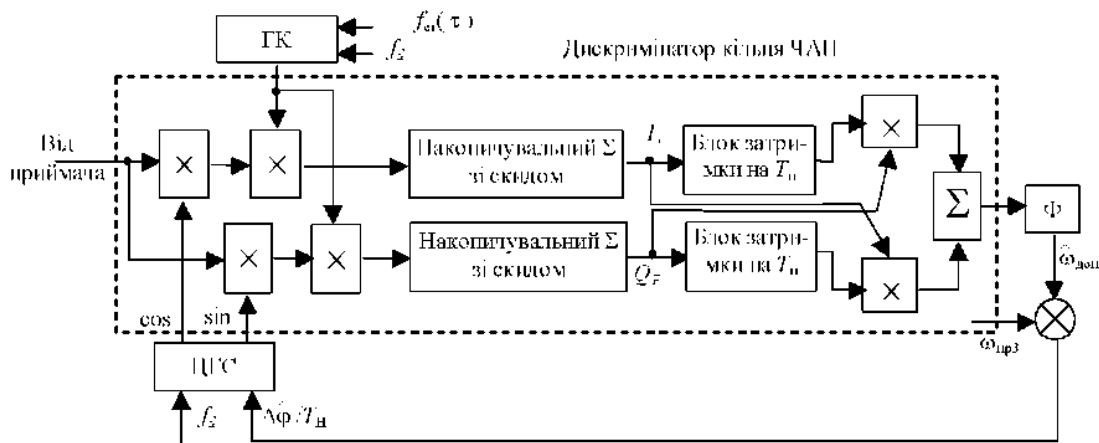


Рис. 2.5

Система ЧАП у сталому режимі забезпечує похибку вимірювання доплерівського зсуву частоти менше 50 Гц, що дозволяє КСФ захопити сигнал і перейти на стійке стеження за фазою сигналу.

#### 2.1.4. Алгоритм оцінювання навігаційного повідомлення

Навігаційні повідомлення (оперативна та неоперативна навігаційна інформація) в апаратурі НС формується в цифровій закодованій формі. Сформоване цифрове повідомлення передається за допомогою випромінюваного навігаційним супутником радіосигналу. Така передача здійснюється шляхом модуляції одного з параметрів радіосигналу. Модулювати радіосигнал можна за амплітудою, частотою або фазою.

В системі ГЛОНАСС застосовують найбільш завадостійкі фазоманіпульовані радіосигнали з маніпуляцією вихідної фази на  $\pm\pi$  відповідно до значень символів (1, 0) кодової послідовності навігаційного повідомлення. Тобто, в системі ГЛОНАСС здійснюється фазова модуляція радіосигналу, коли інформація про цифрову послідовність закладена в фазу радіосигналу.

Для інтервалу часу  $[0, \tau_c]$ , де  $\tau_c$  – тривалість інформаційного символу, радіосигнал з урахуванням (2.1) можна записати як

$S(t) = U_s \cos(\omega_0 t + \vartheta\pi + \varphi_0) = \theta U_s \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ ;  $\vartheta = \{0, 1\}$ ;  $\theta = \{1, -1\}$ ,  
де  $\theta$  – інформаційний символ.

Демодуляція фазоманіпульованого сигналу в апаратурі споживача здійснюється за допомогою фазового детектора, в якому відбувається множення прийнятого сигналу  $S(t)$  на опорний

$$S_b(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_b),$$

(де  $\varphi_b$  – фаза опорного сигналу) і виділення сталої складової

$$u_d = 0 U_s \cos(\varphi_b - \varphi_0),$$

звідси

$$0 = u_d / U_s \cos(\varphi_b - \varphi_0).$$

Якщо фаза опорного сигналу стабільна на всьому інтервалі спостереження, то інформаційний символ  $\theta$  визначається однозначно. Але, якщо фаза опорного сигналу за якимись причинами зміниться на  $\pm\pi$ , то знак розпізнавального параметра  $\theta$  зміниться на зворотний. Це явище називають зворотною роботою фазового детектора. Звичайно, що такий режим роботи фазового детектора неприпустимий, оскільки з моменту переходу на зворотну роботу послідовність інформаційних символів буде прийматися неправильно, доки не відбудеться наступний стрибок фази на  $\pm\pi$ .

Для забезпечення непохибної роботи фазового детектора в бортовій апаратурі споживача СНС переданий сигнал піддається відносній фазовій маніпуляції (ВФМ).

Сутність відносної фазової маніпуляції полягає в тому, що знак фази кожного інформаційного символу визначається не відносно початкової для даного сеансу прийому фази, а відносно фази попереднього символу. Оскільки при фазовій маніпуляції фаза інформаційних посилань може приймати значення 0 або  $\pi$ , то й різниця фаз між сусідніми посиланнями також дорівнює або 0, або  $\pi$

$$\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i-1} = \begin{cases} 0 & \text{їдє} \quad \varphi_i = \varphi_{i-1}; \\ \pi & \text{їдє} \quad \varphi_i = \varphi_{i-1} + \pi. \end{cases}$$

Тут  $\varphi_i$  – фаза  $i$ -го посилання,  $\varphi_{i-1}$  – фаза попереднього посилання.

Якщо стрибок фази відбудеться точно на межі двох посилань, то помилково буде прийнятий лише один символ; у випадку

стрибку фази опорного сигналу під час  $(i-1)$ -го посилення можливе неправильне приймання двох сусідніх символів. Поодинокі похибки достовірно виявляються та виправляються за допомогою коригувальних кодів.

Оптимальне приймання сигналів з ВФМ реалізує пристрій, схема якого наведена на рис. 2.6, де ПЗ – пристрій затримки. Як видно зі схеми, приймальний пристрій складається з двох частин: пристрою оптимального приймання протилежних сигналів (обведений штриховою лінією) і пристрою визначення фази інформаційного символу відносно фази попереднього символу.



Рис. 2.6

З точки зору завадозахищеності такий режим приймання інформації вважається найкращим.

Алгоритм, що реалізований в схемі на рис. 2.6, є дискретним аналогом безперервного алгоритму (2.9), тобто  $\hat{\vartheta}_k = \text{sign}(I_{k+1})$ , де  $I_{k+1}$  визначається з (2.13).

### 2.1.5. Дискретні фільтри в алгоритмах систем стеження

Найбільше поширення в бортовій апаратурі СНС одержали фільтри другого та третього порядків. Безперервні системи стеження, будують, як правило, з використанням інтеграторів. При побудові дискретних фільтрів аналоговий інтегратор замінюють дискретним еквівалентом.

Відомі різні схеми заміни аналогового інтегратора дискретним, що обумовлено різними схемами чисельного інтегрування. Частіше всього використовують схеми дискретних інтеграторів, які наведені на рис. 2.7, а, б, в. Тут  $z^{-1}$  позначає затримку на один такт  $T_{\text{дс}}$  дискретної обробки.

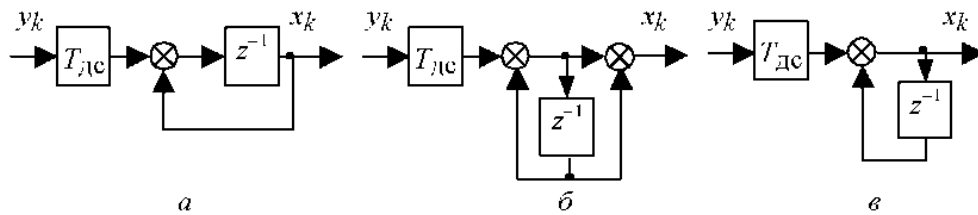


Рис. 2.7

У схемі на рис. 2.7, *а* реалізується дискретний алгоритм чисельного інтегрування  $x_k = x_{k-1} + T_{\text{дс}} y_{k-1}$ , а коефіцієнт передачі дискретного інтегратора у термінах  $z$ -перетворення

$$K(z) = T_{\text{дс}} / (z - 1) . \quad (2.22)$$

Схема на рис. 2.7, *б* описується різницеvim рівнянням  $x_k = x_{k-1} + T_{\text{дс}} y_k$  з коефіцієнтом передачі дискретного інтегратора  $K(z) = T_{\text{дс}} z / (z - 1)$ , а в схемі на рис. 2.7, *в* реалізується алгоритм чисельного інтегрування  $x_k = x_{k-1} + T_{\text{дс}} (y_k + y_{k-1}) / 2$  з коефіцієнтом передачі дискретного інтегратора

$$K(z) = T_{\text{дс}} (z + 1) / 2(z - 1) . \quad (2.23)$$

Аналоговий фільтр другого порядку, що використовується у спостережувальних вимірниках, має коефіцієнт передачі

$$K(p) = \frac{K_{\phi 2} (1 + p T_{\phi})}{p^2} = \frac{K_{\phi 2}}{p} \left( \frac{1}{p} + T_{\phi} \right) . \quad (2.24)$$

де  $K_{\phi 2}$  – коефіцієнт підсилення фільтра;  $T_{\phi}$  – стала часу форсуючої ланки.

Схема аналогового фільтра наведена на рис.2.8.

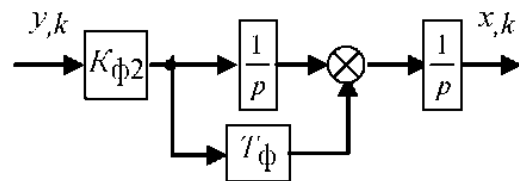


Рис. 2.8

Дискретний фільтр другого порядку, що відповідає (2.24), одержують при заміні аналогового інтегратора відповідним дискретним. Так, наприклад, використовуючи дискретний інтегратор з коефіцієнтом передачі (2.22), отримаємо коефіцієнт передачі дискретного фільтра другого порядку у вигляді

$$K(z) = \frac{K_{\phi 2} T_{\text{дс}}}{z - 1} \left( \frac{T_{\text{дс}}}{z - 1} + T_{\phi} \right) . \quad (2.25)$$

Структурна схема дискретного фільтра другого порядку з коефіцієнтом передачі (2.25) наведена на рис. 2.9. Аналогічно одержують коефіцієнт передачі і структурну

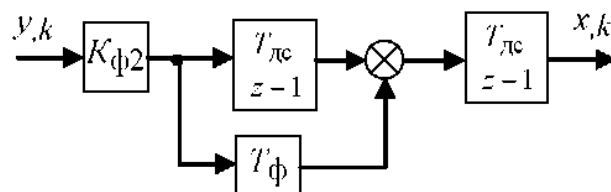


Рис. 2.9

схему дискретного фільтра другого порядку при використанні дискретного інтегратора з коефіцієнтом передачі (2.23).

Коефіцієнт передачі аналогового фільтра третього порядку

$$K(p) = \frac{K_{\phi 3} [1 + pT_{\phi 1} + (pT_{\phi 2})^2]}{p^3} = \frac{K_{\phi 3}}{p} \left( \frac{1}{p} \left( \frac{1}{p} + T_{\phi 1} \right) + T_{\phi 2}^2 \right), \quad (2.26)$$

де  $K_{\phi 3}$  – коефіцієнт підсилення фільтра;  $T_{\phi 1}$ ,  $T_{\phi 2}$  – сталі часу. Схема аналогового фільтра третього порядку наведена на рис. 2.10.

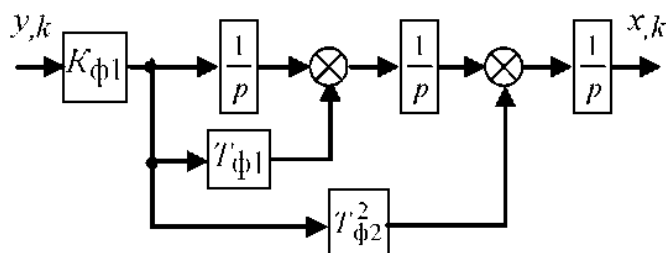


Рис. 2.10

Коефіцієнт передачі дискретного фільтра третього порядку одержують при підстановці в (2.26) замість коефіцієнта

передачі аналогового інтегратора відповідного коефіцієнта передачі дискретного інтегратора. Підставляючи, наприклад (2.22), одержимо

$$K(z) = \frac{K_{\phi 3} T_{де}}{z-1} \left( \frac{T_{де}}{z-1} \left( \frac{T_{де}}{z-1} + T_{\phi 1} \right) + T_{\phi 2}^2 \right). \quad (2.27)$$

Схема дискретного фільтра, який має коефіцієнт передачі (2.27), наведена на рис. 2.11.

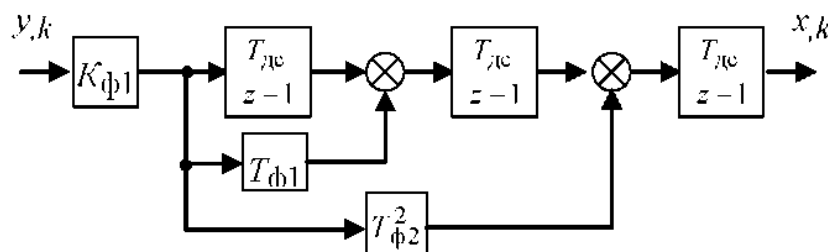


Рис. 2.11

Розглянуті фільтри другого та третього порядку можуть бути безпосередньо реалізовані в оптимальному КСФ, який описується рівнянням (2.15). У цьому випадку для фільтра другого порядку з коефіцієнтом передачі (2.25) перехідна матриця  $\Phi_\Phi$  і матриця коефіцієнтів підсилення  $K_\Phi$  у рівняннях (2.15) мають вигляд

$$\Phi_\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_{\text{дс}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad K_\Phi = \begin{bmatrix} K_{\Phi 1} \\ K_{\Phi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{\Phi 2} T_{\text{дс}} T_\Phi \\ K_{\Phi 2} T_{\text{дс}} \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Крок дискретної обробки, зазвичай, дорівнює  $T_{\text{дс}} = T_{\text{н}}$ .

При цьому ЦГС повинне між тактовими моментами часу  $t_k$  здійснювати лінійну екстраполяцію фази відповідно з алгоритмом

$$\tilde{\varphi}_{k,i} = \tilde{x}_{1k,i} = \hat{x}_{1,k} + iT_d \hat{x}_{2,k}, \quad (2.29)$$

а в тактові моменти часу, відповідно до рівняння (2.15), коригувати фазу на величину  $K_\Phi \text{sign}(I_{P,k+1}) Q_{P,k+1}$ .

В реальних системах (див. рис. 2.3) дещо інша схема. Цифровий генератор сигналу ЦГС керується частотою, яка залежить від збільшення оцінки фази за крок дискретизації, яка позначена на схемі як  $\Delta\tilde{\omega}_k = \Delta\tilde{\varphi}/T_{\text{н}}$ . Частота ЦГС в момент часу  $t_{k,i}$

$$\tilde{\omega}_{k,i} = \omega_{\text{пр.з}} + \tilde{\omega}_k + iT_d \Delta\tilde{\omega}_k, \quad (2.30)$$

$$\text{де } \Delta\tilde{\omega}_k = (\tilde{\varphi}_{k+1} - \tilde{\varphi}_k)/T_{\text{н}} = \hat{x}_{2,k} + K_{\Phi 2} T_\Phi u_{\text{дф},k}; \quad (2.31)$$

$\omega_{\text{пр.з}}$  – вихідна частота (частота захоплення).

Отже, фільтр  $\Phi_\Phi$  у схемі на рис. 2.3 повинен формувати оцінку  $\hat{\omega}$  відповідно до рівняння (2.31) разом з рівнянням для  $\hat{x}_{2,k}$

$$\hat{x}_{2,k+1} = \hat{x}_{2,k} + K_{\Phi 2} u_{\text{дф},k+1} = \hat{x}_{2,k} + K_{\Phi 2} T_{\text{н}} u_{\text{дф},k+1}.$$

Схема такого фільтра наведена на рис. 2.12.

У КСЗ використовується в основному фільтр другого порядку з коефіцієнтом передачі (2.25). Для КСЗ справедливі ті ж положення, що і для КСФ, які описані вище. При побудові оптимальної схеми не-

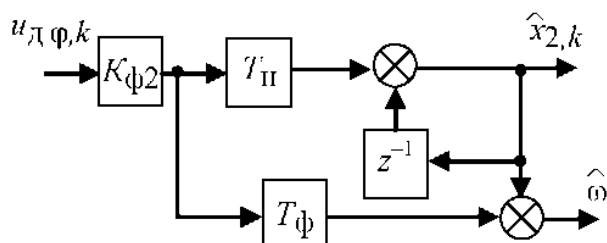


Рис. 2.12

обхідно використовувати рівняння (2.17) з перехідною матрицею і матрицею коефіцієнтів підсилення вигляду (2.28), а керування генератором опорного сигналу здійснювати в режимі екстраполяції (2.29) усередині тактового інтервалу з корекцією затримки в тактові моменти часу.

При іншій побудові КСЗ, наприклад як у схемі на рис.2.4, керування генератором опорного сигналу здійснюється шляхом збільшення затримки за такт. Приймаючи для такого сигналу керування позначення  $\tilde{v}_{k,i}$ , можна записати аналогічно (2.30)

$$\tilde{v}_{k,i} = \Delta\tilde{\tau}/T_H = T_H\tilde{x}_{2,k} + K_{\tau l}u_{d\tau,k}/T_H. \quad (2.32)$$

Отже, фільтр КСЗ має структуру, наведену на рис.2.12.

У системі стеження ЧАП на рис. 2.5 використовується фільтр другого порядку. Керування роботою ЦГС здійснюється частотою

$$\tilde{\omega}_{k,i} = \omega_{црз} + \tilde{\omega}_{дошк},$$

де  $\tilde{\omega}_{дошк}$  – оцінка, що сформована зазначеним фільтром другого порядку.

Отже, коефіцієнт передачі фільтра в контурі ЧАП описується виразом (2.25), а його структурна схема наведена на рис. 2.9.

Аналіз розглянутих систем стеження КСФ і КСЗ дає підстави для складання узагальненої структурної схеми системи стеження, які використовуються в ПП. На відміну від класичних схем систем стеження їх зручно надавати у вигляді, показаному на рис. 2.13.

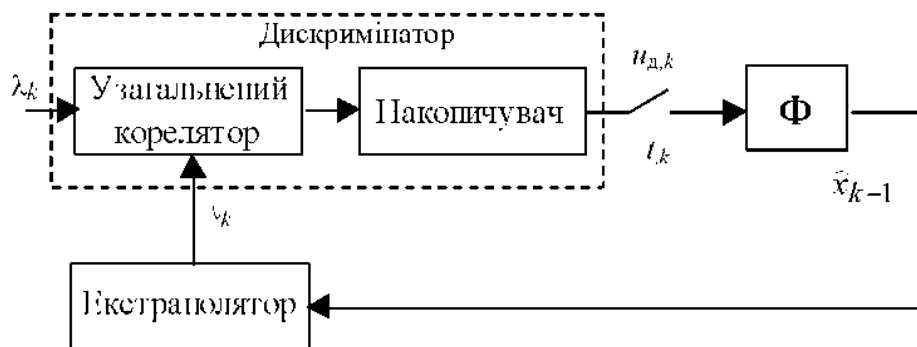


Рис. 2.13

Дискримінатор системи стеження включає узагальнений корелятор і накопичувач сигналу. На один вхід корелятора надходять відліки вхідного сигналу  $\lambda_k$  з кроком часової дискретизації  $T_d$ , на інший вхід – екстрапольована оцінка фільтрованого параметра

$\tilde{\lambda}_k = c\hat{x}_k$  з тим же кроком  $T_d$ . Вихідні відліки корелятора накопичуються (підсумовуються) на інтервалі часу  $T_{\Pi} = K_{\Pi}T_d$  і в тактові моменти  $t_k$  сформовані відліки  $u_{dk}$  надходять на фільтр, який формує з тактом  $T_{\Pi}$  оцінки  $\hat{x}$  вектора стану.

В системах стеження можливе використання різних екстраполяторів, що призводить до зміни властивостей систем стеження, тому цей блок у схемі на рис. 2.13 виділено окремо.

Для накопиченого відліку на виході дискримінатора можна записати

$$u_{d,k+1} = F_d(\lambda'_k - \tilde{\lambda}'_k) + \eta_k, \quad (2.33)$$

$$\text{де } \lambda'_k = \frac{1}{K_{\Pi}} \sum_{i=1}^{K_{\Pi}} \lambda_{k-1,i}; \quad \tilde{\lambda}'_k = \frac{1}{K_{\Pi}} \sum_{i=1}^{K_{\Pi}} \tilde{\lambda}_{k-1,i}, \quad (2.34)$$

$\eta_k$  – випадкова складова вихідного процесу у вигляді дискретного білого шуму,  $F_d(\lambda'_k - \tilde{\lambda}'_k)$  – регулярна складова (середнє значення процесу на виході дискримінатора), яка є функцією різниці середнього справжнього значення  $\lambda_i$  фільтрованого параметра і його екстрапольованої оцінки  $\tilde{\lambda}_i$ .

При використанні оптимального вимірника екстраполяція оцінки інформаційного процесу здійснюється відповідно до алгоритму (2.29), тому для еквівалентної екстрапольованої оцінки (2.34) справедливий вираз

$$\tilde{\lambda}'_k = \tilde{\lambda}_{k-1} + bT_{\Pi}\hat{\lambda}_{k-1}, \quad (2.35)$$

де

$$b = (K_{\Pi} + 1)/2K_{\Pi}. \quad (2.36)$$

При  $K_{\Pi} \gg 1$  одержуємо  $b \approx 0,5$ .

В системах стеження (див. рис. 2.3, 2.5) використовується інший тип екстраполятора (2.30), (2.31). Однак і для нього еквівалентний екстраполятор приводиться до виразу, аналогічного (2.35) з тим же коефіцієнтом  $b$  (2.36).

Основними характеристиками систем стеження є: стійкість, порядок астатизму, шумова смуга пропускання, динамічна похибка в сталому режимі, флуктуаційна похибка.

Розглянуті системи стеження мають астатизм другого порядку, тому їхні динамічні похибки у сталому режимі нульові при постійному і лінійно змінюваному процесі  $\lambda(t)$  і відмінні від нуля при зміні  $\lambda(t)$  за квадратичним законом.

До основних типів систем стеження другого порядку можна віднести: безперервну систему стеження, тобто систему, що працює в безперервному часі; класичну дискретну систему стеження без накопичення процесу на виході дискримінатора, який працює з кроком  $T_{\text{дс}} = T_{\text{п}}$ ; оптимальну дискретну систему стеження з накопиченням процесу на виході дискримінатора і з екстраполятором типу (2.29); дискретну систему стеження з накопиченням і екстраполятором типу (2.30), (2.31).

При використуваному темпі дискретної фільтрації  $T_{\text{дс}} \approx 1 \dots 5 \text{ мс}$  шумові смуги всіх систем стеження досить близькі. Накопичення відліків на виході дискримінатора на тих же інтервалах також слабо впливає на характеристики систем стеження. Системи стеження з оптимальною екстраполяцією (2.29) мають кращі характеристики, ніж ті, які використовуються на практиці, але останні більш прості з точки зору реалізації.

Конкретні значення параметрів систем стеження вибирають залежно від діючих на систему динамічних збурень і вхідного відношення сигнал/шум. Дані характеристики можуть істотно розрізнятися залежно від конкретних умов застосування СНС, наприклад, для ПП, які застосовують в геодезії, характерна відсутність значних динамічних збурень, що дозволяє вибирати вузьку смугу пропускання систем стеження, знижуючи тим самим флуктуаційні похибки. Авіаційні ПП працюють в умовах істотних динамічних збурень, обумовлених маневруванням літака, що призводить до необхідності розширювати смугу пропускання систем стеження.

Системи стеження з фільтрами третього порядку можуть використовуватися в системах стеження за фазою сигналу. Такі системи стеження мають астатизм третього порядку. Це призводить до відсутності динамічної похибки стеження навіть при зміні  $\lambda(t)$  за квадратичним законом. Недолік таких систем стеження – можлива нестійкість їхньої роботи.

## 2.2. Виділення навігаційного повідомлення

Передане в радіосигналах навігаційне повідомлення призначене для проведення споживачами навігаційних визначень і планування сеансів навігації. За своїм змістом навігаційне повідомлення, що передається кожним НС, містить оперативну і неоперативну навігаційну інформацію.

*Оперативна інформація* відноситься до того НС, з борта якого передається даний навігаційний радіосигнал, і містить ефемериди НС, зсунення шкали часу НС відносно системної шкали часу; відмінність несучої частоти випромінюваного радіосигналу від номінального значення; код мітки часу, необхідний для синхронізації процесів виділення навігаційної інформації в апаратурі споживача.

*Неоперативна інформація* містить альманах системи.

Навігаційне повідомлення формується в цифровій формі. Для цього кожен переданий інформаційний параметр піддається квантуванню за рівнем. Кожному рівню квантування ставиться у відповідність кодова комбінація нулів і одиниць. Систему відповідей між дискретними значеннями параметра і кодовими комбінаціями називають *кодом*. Кодову комбінацію, яка відповідає квантованому значенню якого-небудь параметра, називають *словом*.

У СНС навігаційне повідомлення передається у вигляді потоку цифрової інформації. Швидкість передачі інформації в системі ГЛОНАСС становить 50 бод. Потік інформації складається з безперервно повторюваних повідомлень (*суперкадрів*) тривалістю 2,5 хв. Обсяг суперкадру СРНС ГЛОНАСС — 7 500 біт. У суперкадрі передається повний обсяг неоперативної інформації для всіх НС. Кожен суперкадр складається з 5 *кадрів*. Кожний кадр складається з 15 *рядків* і містить повний обсяг оперативної інформації для конкретного НС і частину альманаху. Рядки, у свою чергу, розбиті на *слова*, кожне з яких займає певне місце в рядку. Інформаційний рядок кадру містить 100 біт інформації. У системі NAVSTAR швидкість передачі цифрової інформації також становить 50 бод, структура потоку цифрової інформації аналогічна і має такі параметри: тривалість суперкадру – 12,5хв; обсяг суперкадру — 37 500 біт; у суперкадрі 5 кадрів по 5 рядків кожний.

Для кодування інформації можуть бути використані різні ко-

ди. В даний час найбільше поширення в практичних системах одержали *двійкові рівномірні коригувальні коди*, оскільки вони мають високі коригувальні властивості і порівняно прості у реалізації. Двійкові рівномірні коди, у свою чергу, поділяють на *блокові і безперервні*.

У СНС використовуються *блокові коди*, в яких цифрова інформація передається у вигляді окремих кодових комбінацій (блоків) однакової довжини. Кодування і декодування кожного блоку здійснюються незалежно.

Передача закодованого цифрового повідомлення в системі ГЛОНАСС здійснюється шляхом фазової модуляції випромінюваного навігаційним супутником радіосигналу.

При декодуванні навігаційного повідомлення в апаратурі споживача СНС необхідно виділити імпульси символної (тактової) частоти, які визначають межі прийнятих символів, тобто виконати *тактову синхронізацію*. Але через випадковий характер переданої інформації спектр радіосигналу не містить складової тактової частоти. Тому інформацію про тактову частоту можна виділити тільки із сигналу, в якому модулюючі посилення змінюють своє значення, тобто при зміні прийнятих символів від 0 до 1 і навпаки. Оскільки зміна модулюючих посилень має нерівномірний розподіл, то можуть виникати тривалі інтервали часу, для яких відсутня зміна значення символів. При цьому час установлення тактової синхронізації (знаходження правильної фази символної частоти) може істотно зростати.

Для усунення цього явища використовують додатковий синхрокод у вигляді меандрових коливань із тривалістю символу  $T_{\text{МК}} = 10$  мс, який складається по *mod 2* із закодованими символами навігаційних даних. Завдяки бідвійковому кодуванню завжди здійснюється практично рівномірний розподіл переходів від 1 до 0 і навпаки, у тому числі при передачі довгих масивів навігаційних даних з пріоритетом однакових символів. Це дозволяє зменшити час установлення тактової синхронізації в ПІ споживача.

Крім тактової синхронізації в ПІ споживача необхідно визначити межі кодових слів або деякої сукупності (блоків) слів, тобто здійснити *циклову синхронізацію*. У системі ГЛОНАСС за такі бло-

ки прийняті рядки навігаційного повідомлення. Циклову синхронізацію забезпечують за допомогою спеціальних синхросигналів, які в апаратурі ГЛОНАСС одержали назву "код мітки часу".

Сигнали навігаційного повідомлення, далекомірного коду, тактової і циклової синхронізації зв'язані по фазі між собою (синхронні). Це досягається шляхом їхнього формування від одного синтезатора тактової частоти НС.

У кореляторі апаратури споживача СНС на виході блоку оцінки навігаційного повідомлення формується безперервний потік символів навігаційного повідомлення, модульований меандровим коливальним кодом і спотворений шумами. Для виділення навігаційного повідомлення необхідно згладити шуми, синхронізувати прийнятий потік цифрової інформації і зняти модуляцію бідвійковим кодом. Процедура виділення навігаційного повідомлення ілюструється схемою, яка наведена рис. 2.14.

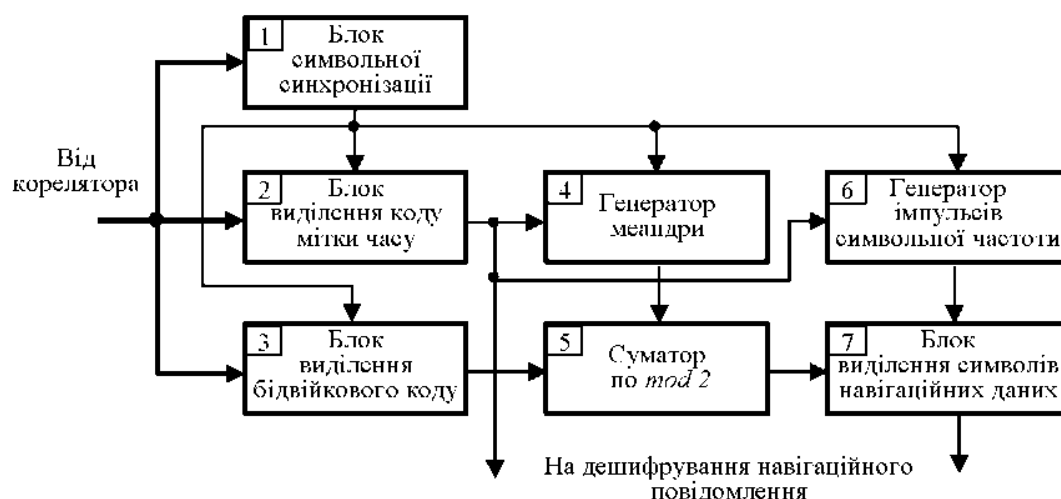


Рис. 2.14

Блок символної синхронізації 1 виділяє імпульси тактової частоти бідвійкового коду за інформацією про моменти зміни полярності символів, які надходять від каналу оцінювання навігаційного повідомлення корелятора, виділяє імпульси символної частоти бідвійкового коду 100 Гц, які синхронні з межами десяти мілісекундних символів. Ці імпульси з виходу блоку 1 надходять на другі входи блоку 2 виділення коду мітки часу і блоку 3 виділення бідвійкового коду. Вони використовуються для визначення десятимі-

ліссекундних інтервалів накопичення (інтегрування) окремих символів, спотворених шумом, які від корелятора надходять на перші входи цих блоків.

У блоці 2 символи, що надходять від корелятора, після згладжування шумів піддаються погодженій фільтрації коду мітки часу. В результаті виконання цієї операції виділяється імпульс, який синхронний із заднім фронтом останнього тридцятого символу коду мітки часу і співпадає з двомілісекундною міткою.

Імпульс мітки часу з виходу блоку 2, як синхронізуючий імпульс надходить на другі входи генератора меандри 4 і генератора імпульсів символної частоти 6 навігаційних даних, на перші входи яких надходять імпульси символної частоти бідвійкового коду 100 Гц із виходу блоку 1. Генератор 4 з імпульсів частоти 100 Гц виробляє меандрові коливання тієї ж частоти, а блок 6 формує імпульси символної частоти навігаційних даних 50 Гц.

Меандрові коливання з виходу блоку 4 надходять на другий вхід блоку 5 (суматора по *mod 2*), на перший вхід якого надходять десятимілісекундні символи бідвійкового коду після їхнього згладжування в блоці 3 виділення бідвійкового коду. У суматорі 5 в результаті складання по *mod 2* символів бідвійкового коду і меандрових коливань здійснюється відновлення двійкових символів навігаційних даних. Ці символи для додаткового згладжування надходять у блок 7 виділення символів навігаційних даних. Фіксація інтервалів згладжування (інтегрування), рівних 20 мс, здійснюється імпульсами символної частоти навігаційних даних 50 Гц, які надходять з блоку 6.

Вихідний сигнал блоку 7 у вигляді потоку відфільтрованих навігаційних даних надходить для подальшого дешифрування. Туди ж з виходу блоку 2 надходять синхронізуючі імпульси двомілісекундної мітки часу.

Після дешифрування навігаційного повідомлення з нього виділяється альманах системи, який накопичується та зберігається в ПЗУ навігаційного обчислювача, і ефемериди оперативної інформації, переданої кожним супутником, які використовуються в розрахунках просторових координат НС, необхідних при розв'язанні навігаційних задач.

## ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ОХОРОННОЇ СИГНАЛІЗАЦІЇ

© Погребенник В.Д., Політило Р.В., 2008

**Розглянуто принципи побудови систем охоронної сигналізації, особливості та способи застосування сучасних охоронних сповіщувачів, наведено їхню класифікацію; пропонується перелік вимог та завдань, які повинні враховуватись під час проектування та створення таких систем.**

**Principles of construction of the systems of the protective signaling, features and methods of application of modern protective sensors are considered, their classification is made; the list of requirements and tasks which must be taken into account at planning and creation of such systems is offered.**

**Вступ.** Характерною особливістю останнього часу стало питання забезпечення безпеки у сучасному суспільстві. Це проблема є однією з найголовніших та найважливіших для кожного з нас. Напевне, кожен серйозно задумувався над питанням власної безпеки та безпеки свого майна, квартири, офісу тощо. Проте вимоги до рівнів забезпечення цієї безпеки та способів їхньої реалізації звичайно є різними. Проблема фізичного захисту об'єктів, як не дивно, дійсно посідає чільне місце у нашому житті. Реалізація фізичного захисту дасть змогу уникнути різноманітних несанкціонованих проникнень на контрольований об'єкт, крадіжок важливих матеріалів та взагалі забезпечити надійний захист такого об'єкта. Розв'язання цієї задачі можливе тільки за умови грамотного оснащення об'єкта охорони сучасними високонадійними технічними засобами охоронної сигналізації. Звичайно, недостатньо знати, що техніка і система загалом буде працювати задовільно. Необхідна ще і впевненість в тому, що її нелегко буде вивести з ладу. Крім того, варто враховувати залежність надійності системи безпеки від її вартості. У цьому полягає одне з істотних обмежень у виборі методів і засобів охорони.

Охоронна сигналізація може бути автономною, з автоматичним додзвонем та пультова. Основна мета автономної сигналізації – відлякати зловмисників і оповістити про факт проникнення на об'єкт захисту за допомогою сирен. При застосуванні охоронної сигналізації другого типу у разі небезпеки відсилається голосове або текстове повідомлення на телефон власника об'єкта. Але найбільший ефект від охоронної сигналізації досягається при її під'єднанні на пульт позавідомчої охоронної служби або на пульт централізованого спостереження приватного охоронного підприємства.

Для знімання інформації про стан контрольованого об'єкта, що підлягає захисту, використовують сенсори, а в як основний, базовий блок – контрольні панелі, на які виводиться вся інформація від сенсорів через канали зв'язку.

Сенсор – це пристрій, що встановлюється на об'єкті охорони, який безпосередньо сприймає інформацію про стан об'єкта і перетворює її на величину, зручну для передавання каналом зв'язку. Особливістю сенсорів охоронної сигналізації є реєстрація, переважно, неелектричних величин, що є дуже складним завданням при забезпеченні високої надійності та достовірності контролю [1].

У системах охоронної сигналізації використовуються сенсори таких типів: пасивні інфрачервоні сенсори руху; розбиття скла; активні інфрачервоні сенсори руху і присутності; фотоелектричні; мікрохвильові; ультразвукові; вібросенсори; магнітні (герконові); шлейфи тощо.

**Мета роботи** – здійснити класифікацію сучасних охоронних сповіщувачів та розглянути принципи побудови і функціонування найпоширеніших та застосовуваних сьогодні сенсорів охоронної сигналізації.

Сьогодні ринок технічних засобів охорони пропонує великий вибір різноманітних пристроїв, які поділяють за типом, за фізичним принципом дії, за принципом небезпечних подій тощо. Окрім цього, більшість охоронних систем дуже дорогі, а конструкції та якість виготовлення не відповідають вимогам. Тому потрібно оцінити переваги і недоліки та вибрати такі засоби, які б забезпечили надійний рівень захисту об'єкта. Щоб здійснити такий аналіз, потрібно знати, на яких принципах ґрунтується робота охоронних систем та які методи використовуються у їхній роботі. Виконаємо класифікацію сучасних охоронних сповіщувачів (див. табл. 1) [3].

Таблиця 1

### Класифікація охоронних сповіщувачів

За типом сповіщувача	Пасивні сповіщувачі	Не є джерелами хвиль різної фізичної природи
	Активні сповіщувачі	Є джерелами хвиль різної фізичної природи
	Комбіновані сповіщувачі	Комбінація активного та пасивного режиму роботи в одному пристрої
За фізичним принципом дії випромінювача	Інфрачервоні сповіщувачі	Виявляють теплове (інфрачервоне) випромінювання рухомого об'єкта
	Ультразвукові сповіщувачі	Випромінюють ультразвукові коливання і приймають сигнал, відбитий від рухомого об'єкта
	Радіохвильові сповіщувачі	Випромінюють ультракороткохвильове коливання і приймають сигнал, відбитий від рухомого об'єкта
	Барометричні сповіщувачі	Формують сигнал тривоги у разі стрибкоподібної зміни атмосферного тиску у приміщенні, що захищається
За фізичним принципом дії випромінювача	Акустичні сповіщувачі	Формують сигнал тривоги при реєстрації у приміщенні характерного звуку
	Сейсмічні сповіщувачі	Формують сигнал тривоги у разі реєстрації в конструкції характерних коливань, що виникають при руйнуванні перешкоди відомими способами та інструментами
	Інерційні сповіщувачі	Формують сигнал тривоги з використанням інерційних властивостей предметів (похитування, поштовхи)
	П'єзоелектричні сповіщувачі	Використовують властивість наведення різниці потенціалів на протилежних сторонах п'єзоелектричного кристала при його деформації
	Магнітноконтактні сповіщувачі	Формують сигнал тривоги при розмиканні геркону внаслідок віддалення від нього магнітного елемента
	Електроконтактні сповіщувачі	Формують сигнал тривоги при розмиканні електричного контакту
	Комбіновані сповіщувачі	Поєднують два або більше фізичних принципів дії (інфрачервоний і ультразвук; ультразвуковий та радіохвильовий; акустичний та магнітно-контактний тощо)

За типом виявлених небезпечних подій	На рух	Інфрачервоні активні та пасивні, радіохвильові лінійні та об'ємні, ультразвукові
	На відкриття	Магнітоконтактні, барометричні
	На розбиття скла	Акустичні, ударно-контактні, електроконтактні
	На приближення	Ємнісні
	На вібрацію	Сейсмічні, вібраційні
За способом передавання даних	Провідні	
	Безпроводні (радіоканальні)	
За наявністю маскування	Маскувальні	
	Немаскувальні	

Ультразвукові і радіохвильові сповіщувачі зараховують до активних, а всі інші – до пасивного типу сповіщувачів. Окрім вказаних, існують також сповіщувачі, що використовують інші фізичні принципи дії: ємнісні, індуктивні, електромагнітні тощо.

Сьогодні великого поширення набули охоронні сповіщувачі для захисту периметра та приміщень об'єктів, що охороняються. Звичайно кожен з таких сповіщувачів має певні переваги та недоліки і це багато в чому визначається умовами встановлення та експлуатації.

Для розроблення систем охоронної сигналізації з підвищеною надійністю роботи потрібно забезпечити виконання таких вимог та завдань, що ставляться до них [9]:

- максимальна повнота захоплення контрольованої зони;
- мінімальна ймовірність невиявленого обходу перешкоди злоумисником;
- достатні вибірковість та чутливість до присутності, руху та інших дій злоумисника;
- можливість виключення “мертвих” зон і простота розміщення сповіщувачів;
- висока надійність роботи у заданих кліматичних умовах;
- стійкість до природних випадкових завад;
- задовільний час виявлення злоумисника;
- простота і надійність конструкції;
- достатньо швидка і точна діагностика місця проникнення;
- можливість централізованого контролю подій;
- прийнятна ціна.

Розглянемо принципи побудови і функціонування найпоширеніших сьогодні сенсорів охоронної сигналізації.

**Детектори руху і присутності.** Найбільшого поширення серед детекторів руху набули інфрачервоні сенсори руху та присутності. Бувають сенсори двох видів – активні та пасивні. **Активні інфрачервоні (АІЧ) сенсори** призначені переважно для охорони зовнішніх периметрів об'єктів, що охороняються, і складаються з інфрачервоного (ІЧ) випромінювача та приймача. Принцип дії такого сенсора ґрунтується на формуванні випромінювачем імпульсного ІЧ випромінювання, яке уловлюється приймачем. У момент перетину порушником ланки, що охороняється, ІЧ випромінювання не потрапляє на приймач і спрацьовує сигнал тривоги. Для зменшення кількості хибних спрацювань застосовують більше ніж один ІЧ промінь, внаслідок чого формування сигналу тривоги відбувається тільки при одночасному перетині всіх променів [3].

**Пасивні інфрачервоні сенсори (ПІЧ)** руху дають змогу виявляти проникнення людини в контрольовану зону за допомогою реєстрації зміни інтенсивності інфрачервоного випромінювання, що приймається, від рухомого об'єкта, а також виникнення пожежі. Ці сенсори використовуються для блокування підступів до ділянок, що охороняються, в закритих опалювальних і неопалюваних

приміщеннях [1]. Сенсори відрізняються переважно формою зони чутливості і стійкістю до помилкових спрацювань. Зона чутливості сенсорів для систем охоронної сигналізації є сектором ( $90^{\circ}$ - $110^{\circ}$ ). У технічному описі сенсорів наводяться діаграми, які наочно демонструють зони чутливості сенсорів. Проте діаграма сповіщувача може бути змінена використанням змінних лінз Френеля, що додаються до сенсора, або накладки, які перекривають частину чутливого елемента сенсора. У простих пасивних інфрачервоних сенсорах опрацювання сигналу здійснюється аналоговими методами, в складніших – цифровими за допомогою вбудованого процесора. ППЧ сповіщувачі бувають як настінними, так і такими, що кріпляться до стелі [3].

Як АІЧ, так і ППЧ є надійними та простими в обігу. Проте цю особливість не потрібно переоцінювати, оскільки промені зазвичай розміщуються близько до землі, а не до стелі, де, як правило, збирається дим. Тому необхідно мати на увазі те, що від пилу або диму інфрачервоні системи сигналізації можуть мимоволі вмикатися. Більш того, якщо вони встановлені на вулиці, дощ, листя, кущі або тварини можуть спровокувати їхнє увімкнення [4].

**Ультразвукові сенсори.** Сенсори ультразвукової системи охоронної сигналізації призначені для охорони закритих приміщень і видають сигнал тривоги як у разі появи порушника, так і у разі виникнення пожежі. Принцип їхньої дії заснований на реєстрації зміни ультразвукового поля, викликаного появою в приміщенні людини або виникнення пожежі. Вони характеризуються високою чутливістю, але і високим рівнем хибних спрацювань, наприклад, якщо порушник дуже повільно переміщується, то він може обійти систему сигналізації. Окрім цього, деякі матеріали поглинають звук і, якщо об'єкт, що охороняється, містить багато предметів, виготовлених з такого матеріалу, або великогабаритні предмети, то вони обмежують дію такого сенсора, створюючи ділянки екранування ("мертві зони"), в яких сенсор не реагує на рух порушника, а це, своєю чергою, створить труднощі у використанні системи. Налаштування таких сенсорів залежить від зміни навколишнього середовища, наприклад, повітряні потоки, що створюються кондиціонерами і опалювальними приладами, також можуть призвести до помилкового спрацювання системи сигналізації. Тому ці сенсори здебільшого використовують для охорони об'єктів, малих за об'ємом, наприклад, вітрин, музейних цінностей, салону автомобіля тощо[5].

Таблиця 2

**Технічні характеристики пасивних інфрачервоних та ультразвукових охоронних сповіщувачів**

№ з/п	Характеристика	Тип сповіщувача				
		Пасивні інфрачервоні			Ультразвукові	
	Тип сповіщувача	KX15ED	LC-100PI	GRAPHITE	ЭХО-5	УЗС на PSoC-мікроконтролері
1	Діапазон робочих відстаней, м	до 15	до 15	до 10	до 10	0,1..4÷10
2	Діапазон робочих частот, кГц	–	–	–	30..50	30..50
3	Споживаний струм, мА	11,2..13,2	8..10	11	30	25..55
4	Напруга живлення, В	9..16	8,2..16	12	10,6..15	6..20
5	Час реакції сенсора, с	2	2±0,5	2	0,5	0,25
6	Температурна компенсація	так	так	так	так	так
7	Діапазон робочих температур, °С	-30..+70	-30..+70	-10..+55	0..+50	-25..+75

У найпростішому випадку до складу сенсора входять блок опрацювання сигналу, акустичний випромінювач та акустичний приймач. Як випромінювальний елемент використовується п'єзоелектричний ультразвуковий перетворювач, який перетворює електричну напругу, що виробляється задавальним генератором ультразвукових частот, на акустичні коливання повітря в об'ємі, що охороняється. Чутливим елементом сповіщувача є п'єзоелектричний ультразвуковий приймальний перетворювач акустичних коливань на змінний електричний сигнал. З виходу приймача сигнал надходить у схему блока опрацювання сигналів, яка залежно від закладеного в неї алгоритму формує те або інше повідомлення [6].

Для пристроїв такого типу характерні два принципи дії [7]:

- *перший* принцип дії заснований на інтерференції ультразвукових коливань. У закритому приміщенні простір, контрольований пристроєм, обмежений і в точці розташування приймача формується стійка інтерференційна картина. При проникненні якого-небудь об'єкта у приміщення стійкість інтерференційної картини порушується і формується сигнал тривоги.

- в основі *другого* принципу дії лежить ефект Доплера – зміна частоти у разі взаємного переміщення об'єктів.

У табл. 2 наводяться основні технічні характеристики деяких пасивних інфрачервоних та ультразвукових охоронних сповіщувачів.

**Детектори розбиття скла** призначено для реєстрації навмисного руйнування скляних конструкцій: вікон, вітрин тощо. Вони реагують на звук розбиття скла, аналізуючи спектр звукових шумів у приміщенні. Якщо спектр шуму містить складову, яка збігається зі спектром пошкодженого, розбитого скла, то сенсор спрацьовує і видається сигнал тривоги. До складу цих сенсорів входять мікрофон і блок опрацювання сигналів [3]. Такі сенсори можуть охороняти скляні конструкції площею, що не перевищує 10 м<sup>2</sup>. Існують також двопорогові сенсори розбиття скла, які крім реєстрації безпосередньо звуку розбиття скла, реагують на удар по склу. Отже, реєструючи відповідні сигнали, такий сенсор спрацьовує, що свідчить про можливість проникнення зловмисника у приміщення, яке охороняється. Для регулювання чутливості сенсорів розбиття скла використовують так звані імітатори розбивання скла [2].

**Фотоелектричні сенсори** використовуються для захисту внутрішнього та зовнішнього периметра, шляхом безконтактного блокування прольотів, дверей, ліфтів, отворів, коридорів тощо. Конструктивно такі сенсори складаються з передавача та приймача, які розміщують вздовж лінії охорони. Передавач випромінює інфрачервоний сигнал з довжиною хвилі близько 1 мкм, який надходить до приймача сигналу [2]. Під час спроби перетнути систему променів сенсор спрацьовує. Такі сенсори характеризуються високим рівнем надійності та стійкості роботи до впливу зовнішніх чинників. Однією з характерних ознак таких сенсорів є можливість їхньої автономної роботи, за рахунок, наприклад, їхнього оснащення сонячними елементами підзарядки.

**Радіохвильові сенсори** призначено для реєстрації руху у контрольованій зоні. Працюють такі сенсори на частотах близько 10,5 ГГц. Випромінювання та приймання сигналу здійснюється за допомогою однієї антени [7]. Принцип дії заснований:

- на випромінюванні сигналу надвисокої частоти і прийомі відображеного сигналу, частота якого змінюється при русі порушника (ефект Доплера);

- на інтерференції радіохвиль сантиметрового діапазону, що випромінюється сенсором.

У плані охорони внутрішніх приміщень їхні характеристики аналогічні до характеристик вищеперелічених сенсорів, проте радіохвильові сенсори коштують значно більше та мають нижчу стійкість до помилкових спрацьовувань. Тривала дія випромінювання сенсора є шкідливою для здоров'я [3]. При охороні зовнішнього периметра сенсори цієї групи поступаються за своїми характеристиках активним інфрачервоним сенсорам.

**Вібросенсори** призначено для виявлення навмисного пошкодження різних будівельних конструкцій: бетонних стін і перекриттів, цегляних стін, дерев'яних (рами і двері) і стельових покриттів, а також сейфів і металевих шаф. Сенсори цього типу є контактними вимикачами різних видів, які сполучені або послідовно, або паралельно. Такі сенсори кріпляться на стовпах або сітках огорож і спрацьовують від гойдань, струсів або вібрацій. Принцип їхньої дії заснований на

п'єзоефекті або ефекті електромагнітної індукції, коли постійний магніт переміщається уздовж обмотки котушки і тим самим наводить в ній змінний струм [7]. Електричний сигнал, пропорційний до рівня вібрації, підсилюють і опрацьовують схемою сповіщувача за певним алгоритмом, щоб відокремити руйнівну дію від сигналу завади. Як правило, у таких сенсорах використовують мікропроцесори для опрацювання сигналів від контактних вимикачів та формування сигналу тривоги. Відрізняються такі сенсори низькою вартістю і високим рівнем помилкових спрацьовувань [6]. У вітчизняній і зарубіжній літературі залежно від технічної реалізації такі сенсори називають електромагнітними, магніторезонансними.

**Магнітоконтантні сенсори** призначено для реєстрації відкриття дверей і вікон, на яких вони встановлені. Сенсори бувають двох видів: для зовнішнього і прихованого устанавлення. Як правило, їх розміщують у верхній частині дверей або вікна [3]. Вони виконані на основі герконів. Геркони – це герметично запаяні в скляну трубку контакти, які замикаються або розмикаються у разі наближення (віддалення) постійного магніту. Зазвичай магніт кріпиться до рухомої частини дверей або вікна, а геркон до нерухомої. Такі сповіщувачі відрізняються один від іншого типом встановлення, матеріалом, з якого вони виготовлені, а також величиною робочого зазору, за якого сповіщувач перебуває в режимі очікування. Для підвищення надійності можуть встановлюватись по два сенсори, сполучені послідовно. Під'єднуються такі сенсори до охоронної сигналізації за допомогою дротяного шлейфу [8].

**Сейсмічні сенсори** (геофони) широко використовуються для охорони периметрів територій і будівель. Встановлюються такі сенсори приховано у ґрунт, під поверхні стін і будівельних конструкцій [6]. Формують сигнал тривоги при реєстрації коливання ґрунту від хвиль звукового діапазону частот, збуджених на поверхні землі, і відбитих від порід, що залягають на різних глибинах під землею чи характерних коливань в конструкціях при спробі їхнього руйнування. Геофони володіють надзвичайно високою чутливістю. Їхня чутливість залежить від напрямку джерела коливань. Максимальна чутливість спостерігається у вертикальному напрямі (уздовж осі сенсора), мінімальна чутливість – у перпендикулярному до осі напрямі [8]. Нині виготовляються два види сенсорів цього типу. Перший, рідинний, складається з двох укладених поряд у ґрунт шлангів з рідиною. Спрацьовування таких сенсорів відбувається у разі зміни тиску в одному з шлангів при проходженні порушника. Принцип дії сенсорів другого типу заснований на п'єзоелектричному ефекті, при якому відбувається зміна електричного сигналу у разі тиску на п'єзoeлемент. Обидва види сейсмічних сенсорів чутливі до сторонніх вібрацій, що викликаються, наприклад, транспортом, що проїжджає, або сильним вітром.

**Ємнісні сенсори** застосовують для блокування місць можливого проникнення на об'єкт (віконні, дверні отвори), окремих предметів (сейфи, металеві шафи), а також для охорони об'єктів по периметру. Принцип їхньої дії заснований на реєстрації зміни ємності антени, викликаній наближенням до неї якого-небудь предмета. Як антена використовується звичайний дріт, металевий корпус сейфа, шафи, інші металеві предмети [1]. Сповіщувач видає сигнал тривоги при зміні електричної ємності металевого предмета, що охороняється, щодо землі, викликаній наближенням людини до цього предмета [6].

**Електроконтактні сенсори** призначено для реєстрації пошкоджень і руйнування конструкцій, на яких вони закріплені: скляного полотна вікон, дверей, склоблоків тощо в опалюваних і неопалюваних приміщеннях. Їх виготовляють з тонкої алюмінієвої фольги товщиною від 0, 008 до 0, 04 мм і шириною не більш ніж 12, 5 мм. Фольга має клейовий шар. Іноді для тих самих цілей замість фольги використовують тонкий дріт [7]. При руйнуванні конструкції, на яку фольга наклеєна, стрічка рветься і розриває коло протікання електричного струму, внаслідок чого видається сигнал тривоги. Для під'єднання до кола охоронної сигналізації стрічка і провідник затискаються в утримувачі, які клеяться до тієї самої конструкції, що і стрічка [6].

**Барометричні сенсори** призначено для охорони закритих об'ємів приміщень. Сенсор формує сигнал тривоги при стрибкоподібному падінні атмосферного тиску в приміщенні, що охороняється [6]. Стійкий до дії шумів, вібрації, переміщення людей і тварин, не чинить шкідливого впливу на живий організм. Спрацьовує у момент відкриття дверей, вікон, кватирок або при руйнуванні

стіл, стелі, дверей і вікон. Доволі економічний (в деяких сенсорах струм споживання не перевищує 1 мА) [7].

**П'єзоелектричні сенсори.** До цього класу сповіщувачів належать різноманітні сенсори, у яких використовують п'єзоелектричні матеріали, що володіють властивістю наведення різниці потенціалів на протилежних сторонах п'єзоелектричного кристала при його деформації. До п'єзоелектричних належать детектори розбиття скла, сенсори контролю нерухомості встановлених (скульптура) або підвішених (картини) предметів тощо [6].

**Інерційні сенсори.** У сповіщувачах цього типу сигнал тривоги формується з використанням інерційних властивостей предметів і, як правило, при механічній дії на об'єкт, що охороняється. До групи інерційних належать вібраційні й ударно-контактні сенсори, що були вже розглянуті [6].

**Комбіновані сповіщувачі.** Ці сповіщувачі є ефективнішими та надійнішими нині. У них для кращої ефективності роботи використовується одночасно декілька фізичних явищ, що взаємно доповнюють один одного. Виконавши відповідне налаштування, можна отримати сенсор з необхідними конкретними характеристиками. До прикладу, отримати задану чутливість при допустимій вірогідності помилкової тривоги [7]. Здебільшого такі сповіщувачі виконують з двома незалежними виконавчими реле, що відповідають кожному з каналів виявлення. У разі появи порушника у зоні виявлення спрацьовують обидва канали виявлення, при цьому видається сигнал тривоги розмиканням контактів вихідного реле [6].

Очевидно, що з безлічі сучасних охоронних систем неможливо виділити одну, яка була б універсальною і якнайкращою зі всіх аспектів. При виборі і проектуванні системи охорони необхідно враховувати безліч чинників, що безпосередньо впливають на роботу такої системи.

**Висновки.** Розглянуто стан, принципи функціонування, особливості та способи застосування сучасних сенсорів, що використовуються у схемах охоронних сповіщувачів; виконано їхню класифікацію. Для розроблення систем охоронної сигналізації з підвищеною надійністю роботи систематизовано низку завдань, які необхідно враховувати на стадії їхнього проектування та створення.

1. Журавлев С.Ю. Частная охрана. – М.: Здоровье народа, 1994. – 270 с. 2. Лаврус В.С. Охранные системы. – серия "Информационное издание", 1996. – 125 с. 3. [www.mdsafe.com.ua](http://www.mdsafe.com.ua) Системы охранной сигнализации. 4. [www.wisp.ru](http://www.wisp.ru) Системы сигнализации и замки. 5. Мокренко П.В. Элементы и приборы физической та электронной охраны объектов. – Львів:Фенікс, 2000 – 185 с. 6. [www.bez.net.ru](http://www.bez.net.ru) Охранные извещатели. 7. [www.ref.net.ua](http://www.ref.net.ua) Анализ современных оптических ТСО. 8. [www.allbest.ru/referat](http://www.allbest.ru/referat) Системы сигнализации. 9. Мельников В.В. Защита информации в компьютерных системах. – М: Финансы и статистика; Электроинформ, 1997. – 368 с.

- ково-практичної конференції “Обробка сигналів і негауссівських процесів”. – Черкаси: ЧДТУ, 2007. – С. 227–229.
2. Погребенник В.Д. Методи і вимірювальні системи оперативного визначення інтегральних параметрів водного середовища та донних відкладів: Дис. д-ра техн. наук: 05.11.16. – Фіз.-мех. ін-т ім. Г.В.Карпенка НАН України. – Львів, 2002. – 382 с.
  3. Погребенник В.Д., Михалина І.А. Автоматичний експрес-контроль концентрації водних розчинів // Фізико-хімічна механіка матеріалів. – 1997. – № 5. – С. 123–129.
  4. Погребенник В. Д., Романюк А. В. Методи та засоби покращення метрологічних характеристик вторинних часових вимірювальних перетворювачів // Фізичні методи та засоби контролю середовищ, матеріалів і виробів. – Львів, 2007. – Вип. 11. – С. 200–207.
  5. Погребенник В.Д., Юзевич В.М., Сопрунюк П.М, Червінка О.О., Червінка Л.Є. Діагностика водних розчинів з допомогою нелінійних акустичних ефектів // Фізичні методи та засоби контролю середовищ матеріалів та виробів. – 2001. – Вип. 6. – С. 60–64.
  6. Корыта И., Штулик К. Ионоселективные электроды. – М.: Мир, 1989. – 267 с.
  7. Морф В. Принципы работы ионоселективных электродов – мембранный транспорт. – М.: Мир, 1985. – 280 с.
  8. Ионоселективные электроды / Под ред. Р. Дарста. – М.: Мир, 1972. – 430 с.
  9. Савенко В.С. Введение в ионометрию природных вод. – Л.: Гидрометеоздат, 1986. – 77 с.
  10. Погребенник В.Д. Ультразвукова система експрес-контролю параметрів водного середовища // Вісник Тернопільського Державного технічного університету. – 2000. – Т. 5. – №2. – С. 92–96.

<p>Погребенник В.Д., Романюк А.В. <b>Методы и средства повышения точности первичных измерительных преобразователей систем экологического мониторинга водной среды</b></p> <p>Рассмотрены методы и средства повышения точности первичных измерительных преобразователей интегральных, селективных и гидрофизических параметров систем экологического мониторинга водной среды.</p>	<p>Pohrebennyk V.D., Romaniuk A.V. <b>Methods and means of increase of accuracy of primary measuring converters of systems of ecological monitoring of the water environment</b></p> <p>Methods and means of increase of accuracy of primary measuring converters of integrated, selective and hydrophysical parameters of systems of ecological monitoring of the water environment are considered.</p>
---	--

Надійшло до редакції  
28 січня 2008 року

УДК 681.3

## УЛЬТРАЗВУКОВІ СЕНСОРИ СИСТЕМИ ОХОРОННОЇ СИГНАЛІЗАЦІЇ

Погребенник В.Д., Політило Р.В., Національний університет “Львівська політехніка”,  
м. Львів, Україна

Розглянуто ультразвукові сенсори системи охоронної сигналізації, в основу роботи яких покладено принципи інтерференції звукових коливань та ефект Доплера; виділено їх переваги та недоліки; запропоновано удосконалити ультразвуковий сенсор підвищенням його завадостійкості та швидкодії

### Вступ

Одним з основних засобів забезпечення безпеки об'єктів є системи сигналізації, які повинні зафіксувати наближення або початок дій найрізноманітніших видів загроз – від пожежі і аварій до спроб проникнення на об'єкт або в комп'ютерну мережу.

Найважливішими елементами охоронної сигналізації є чутливі елементи (сенсори). Вони виявляють зміни стану середовища і формують повідомлення про це [1]. У системах охоронної сигналізації використовують різноманітні сенсори: пасивні та активні інфрачервоні сенсори руху і присутності; розбиття скла; фотоелектричні; радіохвильові; ультразвукові; вібраційні; магнітоконтатні; електроконтактні та ін. [2].

Критерієм ефективності і досконалості засобів охоронної сигналізації є зведення до мінімуму числа помилок і помилкових спрацьовувань. Надійність системи охоронної сигналізації залежить в основному від методів опрацювання сигналів. Характеристики сенсорів визначають основні параметри всієї системи сигналізації загалом. Тому при проектуванні та створенні сенсорів для систем охорони потрібно враховувати багато чинників.

**Метою роботи** є визначення основних принципів функціонування та особливостей роботи ультразвукових сенсорів охоронної сигналізації, а також аналіз їх переваг та недоліків.

**Ультразвукові сенсори** наразі використовують у різних галузях: радіоелектроніці, дефектоскопії, медицині, харчовій промисловості, гідролокації та ін. Значного поширення вони також набули в охоронній сигналізації [9]. Призначені вони для охорони закритих приміщень і видають сигнал тривоги як при появі порушника, так і при виникненні пожежі. Принцип їх дії заснований на реєстрації зміни ультразвукового поля, викликаного появою в приміщенні людини або виникненні пожежі. Вони характеризуються високою чутливістю, але і високим рівнем хибних спрацьовувань, наприклад, великогабаритні предмети обмежують дію таких сенсорів, створюючи області екранування ("мертві зони"), в яких сенсори не реагують на рух порушника [9]. Надійність роботи таких сенсорів залежить від зміни навколишнього середовища, наприклад, повітряні потоки, що створюються кондиціонерами і опалювальними приладами також можуть призвести до помилкового спрацьовування системи сигналізації. Тому дані сенсори в більшості випадків використовують для охорони об'єктів малих за об'ємом [3].

У найпростішому випадку до складу сенсора входять акустичний випромінювач та приймач і блок опрацювання сигналу. Як випромінювальний та приймальний елемент використовується п'єзоелектричний ультразвуковий перетворювач. З виходу приймача сигнал надходить в схему блоку опрацювання сигналів, який залежно від закладеного в нього алгоритму, формує те або інше повідомлення [5].

Для пристроїв такого типу характерні наступні принципи дії [4]:

– перший заснований на інтерференції ультразвукових коливань. При закритому приміщенні простір, контрольований пристроєм, обмежений і в точці розташування приймача формується стійка інтерференційна картина. При проникненні якого-небудь об'єкту в приміщення стійкість інтерференційної картини порушується і формується сигнал тривоги.

– в основі другого лежить ефект Доплера – зміна частоти при взаємному переміщенні об'єктів.

Крім вище перелічених сенсорів також можна виділити також детектори близькості, які призначено для охорони певного визначеного місця чи можливого місця проникнення порушника.

### Ультразвукові сенсори на основі інтерференції звукових коливань

На початковому етапі розробки ультразвукових сенсорів системи виявлення рухомого об'єкту будували так (рис. 1, а) [6]. Випромінювач В1 і приймач П1 розташовували на протилежних стінах приміщення, під стелею (для зниження впливу внутрішньої обстановки). Випромінювач В1 збуджував в просторі приміщення стабільні за частотою і амплітудою ультразвукові коливання. Мікрофон (приймач) П1 перетворював прийнятий з простору ультразвуковий сигнал в електричний. Далі, в електронному пристрої цей сигнал підсилювали, детектували і аналізували за амплітудою. У разі зміни амплітуди прийнятого ультразвукового сигналу формувалася сигнал тривоги. Структурну схему ультразвукового сповіщувача наведено на рис. 2.

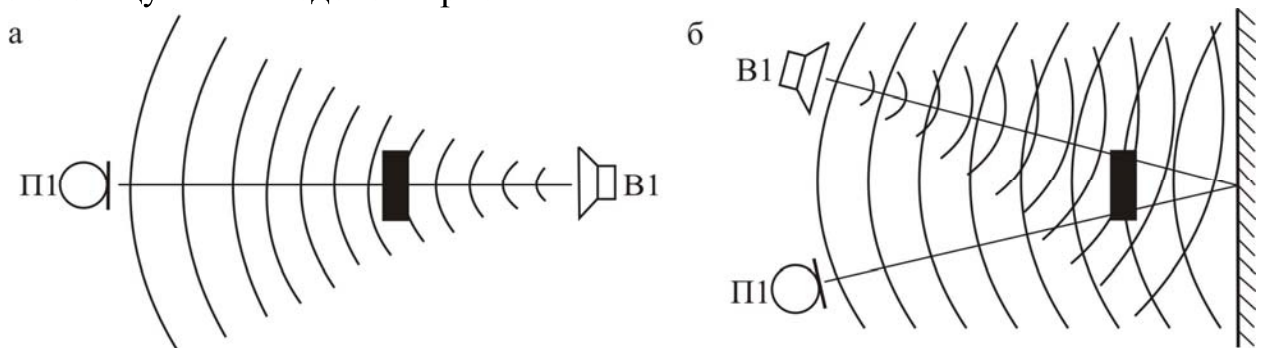


Рис. 1. Схеми розташування ультразвукових сенсорів

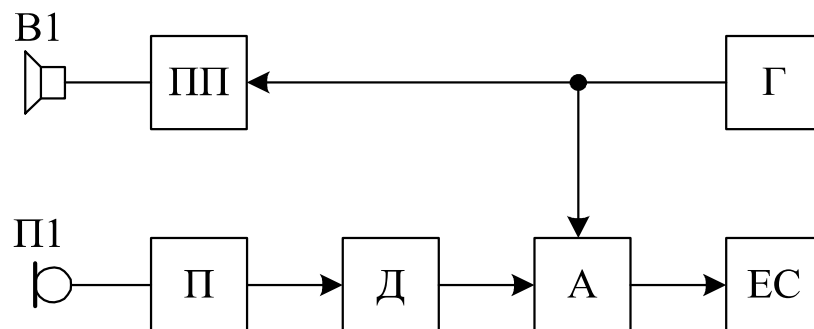


Рис. 2. Структурна схема ультразвукового сповіщувача на основі інтерференції звукових коливань: П – підсилювач, Г – генератор ультразвуку

кових коливань, Д – детектор, ПП – підсилювач потужності, А – аналізатор амплітуди, ЕС – елемент сповіщення.

Будь-який рух у приміщенні призведе до зміни шляху проходження ультразвукових хвиль, а отже, до змін інтерференційної картини. Це викличе зміну амплітуди вихідного сигналу мікрофону П1. Реєструючи їх можна виявити переміщення в замкнутому просторі.

Даний спосіб виявлення рухомих об'єктів забезпечує дуже високу чутливість при високій економічності, оскільки хвиля від випромінювача В1 до приймача П1 проходить через приміщення найкоротшим шляхом, а отже має найменше загасання. Проте в реальних умовах ця система практично непрацездатна із-за надзвичайно високої вірогідності помилкових спрацьовувань. Система реагує навіть на потік повітря, оскільки сумування швидкості звуку із швидкістю повітря змінить характер проходження хвилі, що буде сприйняте мікрофоном П1 як переміщення об'єкту.

Для підвищення стійкості системи випромінювач В1 і приймач П1 розташовують на одній стіні (рис.1, б). Довжина шляху хвилі збільшується в два рази, що вимагає значного збільшення випромінюваної потужності. Але при цьому через те, що хвиля проходить через потік повітря двічі – туди і назад, приріст швидкості взаємно компенсується, що і підвищує стійкість пристрою до помилкових спрацьовувань в умовах відносних рівномірних потоків повітря.

У реальних умовах потоки повітря можуть бути нерівномірними. Крім того, істотний внесок в нестабільність інтерференційної картини в реальному приміщенні вносять деформації шибок і дверей в результаті поривів вітру зовні, різного роду вібрації та інші чинники. Все це призвело до того, що охоронна система, побудована за описаним вище принципом, виявилася непрацездатною.

### **Ультразвукові сенсори на основі ефекту Доплера**

Істотно підвищити завадостійкість дає змогу інший метод детектування сигналу не за амплітудою, а за частотою [6]. Якщо об'єкт переміщається уздовж напрямку розповсюдження хвилі (рис.1, б), відбита від нього хвиля матиме деякий зсув за частотою щодо випромінюваної згідно ефекту Доплера. Внаслідок різнонаправленого відбивання хвиль в реальному приміщенні ефект Доплера виявляється і при строго перпендикулярному переміщенні об'єкту, але дещо слабкіше. Тому об'єкт, що рухається в будь-якому напрямі, буде виявлений.

Не дивлячись на переваги, детектування з використанням ефекту Доплера не знімає повністю проблему помилкових спрацьовувань. Існує певна межа інтенсивності повітряних потоків і інших чинників, вище за яку сенсор реєструватиме помилкові переміщення.

Структурну схему ультразвукового доплерівського сенсора подано на рис. 3 [7]. Як випромінювач В1 і приймач П1 здебільшого використовують високо-ефективні резонатори з п'єзокераміки. Одну частину пристрою складає тракт випромінювання, що включає в себе еталонний генератор, підсилювач потуж-

ності і випромінювач ультразвуку. Робочу частоту вибирають як компроміс між завадостійкістю і загасанням ультразвукових коливань в повітрі. Чим вища частота, тим вплив природних і штучних шумів, що сприймаються сенсором, є меншим, проте із збільшенням частоти підвищується загасання хвилі, і для нормальної роботи сенсора необхідно збільшувати потужність випромінювання (пропорційно квадрату частоти).

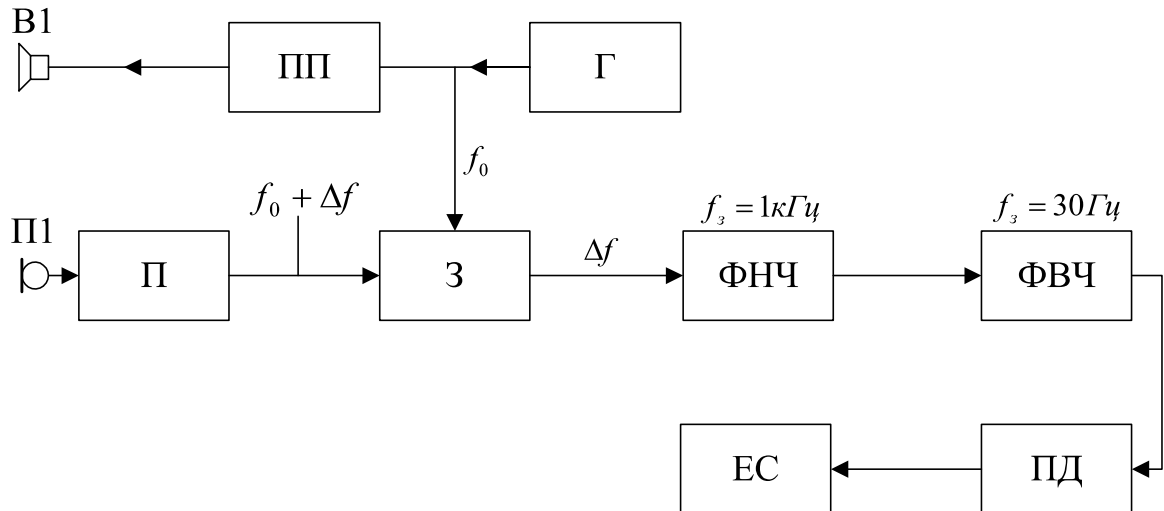


Рис. 3. Структурна схема ультразвукового сенсора на основі ефекту Доплера:

$V_1$  – випромінювачі;  $P_1$  – приймачі; ПП – підсилювач потужності; Г – генератор; П – підсилювач; З – змішувач; ФНЧ – фільтр нижніх частот; ФВЧ – фільтр верхніх частот; ПД – пороговий детектор; ЕС – елемент сповіщення

Експериментальні дослідження показали, що оптимальною є частота близько 40 кГц. Потужність випромінювання вибирається з міркувань прийнятної економічності, необхідного рівня сигналу, що приймається, і об'єму контролюваного простору.

Вхідний підсилювач П повинен забезпечувати приймання відбитого сигналу в умовах значного коливання його амплітуди. Для зниження впливу завад необхідна висока вибірковість підсилювача в інтервалі  $f_0 \pm \Delta f$ , де  $f_0$  – робоча частота генератора,  $\Delta f$  – доплерівський зсув, що реально не перевищує 1 кГц.

Відзначимо, що поняття про частотний доплерівський зсув не цілком коректно, оскільки реальний вхідний сигнал матиме частотний спектр. Якщо, наприклад, рухомий об'єкт є цілісною відбиваючою поверхнею, разом з сигналом основної частоти буде присутній сигнал доплерівського зсуву, амплітуда якого буде пропорційна відношенню енергії хвилі, що надходить від об'єкту, до енергії всіх хвиль, що надходять. Інакше кажучи, амплітуда сигналу доплерівського зсуву залежатиме від площі об'єкту.

Якщо хвиля, відбита від рухомого об'єкту, за амплітудою не перевищує суму хвиль, відбитих від стін приміщення, то сигнал після перетворювача матиме фазову, а не тільки частотну модуляцію.

Разом з відбитими від стін, приймач зафіксує і хвилі, відбиті від всіх поверхонь об'єкту, причому амплітуда і частота цих хвиль залежатиме відповідно від площі відбитих поверхонь і від швидкості переміщення їх в просторі. Фазова модуляція відображатиме всі рухи, створені об'єктом.

Якщо має місце зсув частоти  $\Delta f$ , то на виході змішувача (фазового детектора) з'являється змінна напруга цієї ж частоти. Фільтр нижніх частот служить для придушення сигналу несучої частоти  $f_0$ . Фільтр верхніх частот необхідний для встановлення порогу спрацьовування пристрою. Оскільки із-за слабких переміщень середовища в приміщенні не може бути абсолютно стаціонарного поля, на виході фільтру нижніх частот завжди буде присутній сигнал низької частоти (1—10 Гц), що може викликати помилкове спрацьовування пристрою. Для виключення цього ефекту служить фільтр верхніх частот з частотою зрізу близько 30 Гц. Це значення відповідає виявленню тіл із швидкістю руху більше 30 см/с. Пороговий детектор забезпечує випрямлення отриманого сигналу і його формування для приведення в дію елементів сповіщення.

Принцип роботи за ефектом Доплера можна описати так [8]:

$$\Delta f = f - f_0, \quad (1)$$

де

$$f = f_0 \cdot \left(1 \pm \frac{v}{c} \cos \alpha\right). \quad (2)$$

Знак  $\pm$  визначає рух об'єкту в приміщенні (“+” – наближення об'єкту, “-” – віддалення об'єкту),  $\alpha$  – кут, який вектор швидкості  $\vec{v}$  утворює з напрямом від приймача до джерела звуку.

Якщо приймач і передавач конструктивно розміщені в одному корпусі і об'єкт рухається строго на сенсор ( $\cos \alpha = 1$ ), то можемо записати, що

$$f = 2f_0 \cdot \left(1 \pm \frac{v}{c}\right). \quad (3)$$

З формули (3) видно, що методична похибка визначається перш за все залежністю вихідної інформації від швидкості звуку в контрольованому середовищі. Крім того, при використанні даного методу існує велика ймовірність виникнення цілого спектру частот, походження якого зумовлене випадковим характером.

### Ультразвукові детектори близькості

Такі детектори призначено для охорони не всього приміщення, а лише певного, конкретно визначеного місця, через яке може проникнути порушник [6].

На рис. 4 зображено блок-схему ультразвукового детектора близькості, який складається з блоків випромінювача, приймача, опрацювання та управління і сповіщення [11].

Принцип роботи ультразвукових детекторів близькості такий. Спочатку створюються пачки ультразвукових імпульсів на певній частоті. Потім ці пачки подаються на випромінювач з частотою 40 кГц. Звукова хвиля від передавача

розповсюджується в повітрі радіально із швидкістю звуку, яка складає приблизно 346 м/с при кімнатній температурі. На цю швидкість дещо впливає температура і вологість, а від тиску вона не залежить. Тому швидкість звуку практично не залежить від висоти над рівнем моря. Оскільки звукова хвиля розповсюджується по радіусу, то інтенсивність сигналу зменшується обернено квадрату відстані.

Коли звукова хвиля досягає предмету, то вона відбивається в різних напрямках залежно від форми цього предмету, його орієнтації і властивостей поверхні. Після того, як виявлено відбитий сигнал (визначено достатнє число циклів відбитого сигналу), сенсор відключає блок приймача.

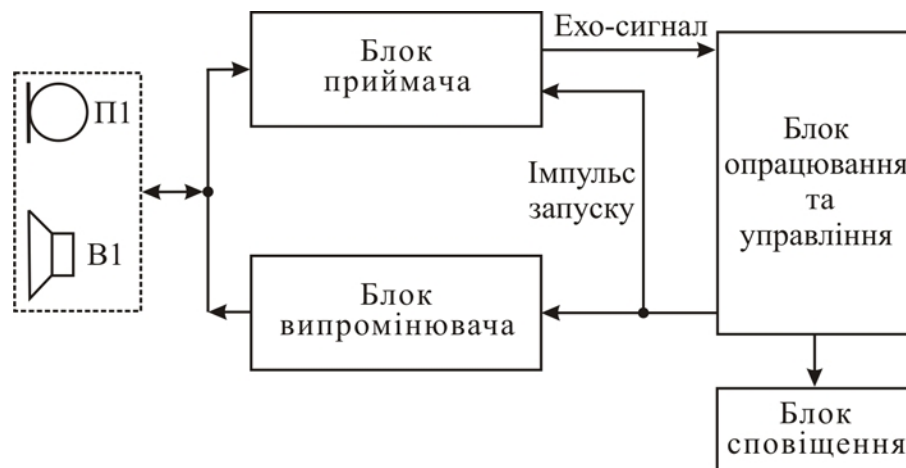


Рис. 4. Блок-схема ультразвукового детектора близькості

Після цього, залежно від методу роботи сенсора, аналізується прийнятий сигнал, і у разі наявності порушника видається сигнал тривоги. Наприклад, можна виміряти час поширення звукової хвилі та визначити відстань до об'єкта. Якщо відстань є меншою або більшою якогось заданого рівня, то спрацює сигнал тривоги [10].

Для пристроїв такого типу характерні два види конфігурації конструктивного розміщення випромінювача та приймача ультразвукового сигналу (рис. 1) [6]: детектор з роздільними випромінювачем та приймачем; детектор з об'єднаними випромінювачем та приймачем.

У першому випадку, ультразвуковий сигнал від випромінювача надходить до приймача, і якщо в полі огляду сенсора ніяких змін не спостерігається, то вся система буде знаходитися в стані очікування. Будь-яке зниження рівня сигналу, який надходить до приймача, або його відсутність, викличуть ввімкнення сигналу тривоги (це може виникнути і при виведенні пристрою з ладу). При такому розташуванні, забезпечується досить високий рівень надійності системи.

При об'єднаному випромінювачі і приймачі ультразвуковий сигнал від випромінювача надходить до контрольованої площі об'єкту захисту, відбивається і потрапляє до приймача. Будь-який об'єкт, котрий з'явиться на шляху поширення ультразвукового сигналу, викличе спрацювання сигналу тривоги. При та-

кому режимі роботи, сигнал з випромінювача повинен бути значно потужнішим, ніж у першому випадку.

Детектори близькості зручно застосовувати у наступних місцях [6]: через приміщення; на виході; навпроти настінного сейфу чи дорогої картини; на проході на горище чи у підвал; у будь-якому іншому місці, де може пройти порушник.

У таблиці наведено технічні характеристики деяких ультразвукових сповіщувачів.

**Таблиця – Технічні характеристики ультразвукових сповіщувачів**

№ п/ п	Характеристика	Тип сповіщувача			
		LH-US/ LH-US-RR	OMNI- US/ OMNI- US-RP	ЭХО-5	УЗС на PSoC- мікро- контролері
1	Діапазон робочих відстаней, м	до 10	5..14	до 10	0,1..4÷10
2	Діапазон робочих частот, кГц	40	40	30..50	30..50
3	Споживаний струм, мА	40..50	33	30	25..55
4	Напруга живлення, В	~120..277	24	10,6..15	6..20
5	Час реакції сенсора, с	–	–	0,5	0,25
6	Температурна компенсація	так	так	так	так
7	Діапазон робочих температур, °С	0..+40	0..+40	0..+50	-25..+75

Для створення системи охоронної сигналізації з підвищеною надійністю роботи, високою завадостійкістю та швидкодією, необхідно розробити нові методи, які ґрунтуються на вимірюванні часових параметрів сигналів.

### **Висновки**

Розглянуто принципи функціонування та особливості роботи ультразвукових сенсорів охоронної сигналізації, які працюють на основі інтерференції звукових коливань та ефекті Доплера; виділено їх переваги та недоліки; розглянуто ультразвуковий детектор близькості; для підвищення надійності охоронних сповіщувачів необхідно розробити нові ультразвукові методи на основі вимірювання часових параметрів сигналів.

### **Література**

1. Домарев В.В. Безопасность информационных технологий. Методология создания систем защиты. – К.: ТИД Диа Софт, 2002. – 688 с.
2. Лаврус В.С. Охранные системы. Серия "Информационное Издание", 1996. – 125 с.
3. Мокренко П.В. Элементы і пристрої фізичної та електронної охорони об'єктів. – Л: Фенікс, 2000. – 185 с.

4. [www.ref.net.ua](http://www.ref.net.ua). Анализ современных оптических ТСО.
5. [www.bez.net.ru](http://www.bez.net.ru). Охранные извещатели.
6. [www.guarda.ru](http://www.guarda.ru). Средства охраны и сигнализации.
7. Горбатов А.А., Рудашевский Г.Е. Акустические методы измерения расстояний и управления. – М: Энергоиздат, 1981. – 208 с.
8. Біленко І.І. Фізичний словник. – Київ: Вища школа, 1979. – 336 с.
9. Гончар В.К., Золотар А.В. Использование ультразвуковой техники в деятельности правоохранительных органов // Бизнес и безопасность – 2006, № 2. – С. 42–43.
10. Най-Вен Ву. Ультразвуковой детектор “близости” на микроконтроллере фирмы Holtek: перевод и подготовка Раковича Н. // Компоненты и технологии. – 2004, № 8. – С. 172–174.
11. Жданкин В. Ультразвуковые датчики для систем управления // Современные технологии автоматизации. – 2003, №1. – С. 68–79.

<p>Погребенник В.Д., Політило Р.В. <b>Ультразвукові сенсори системи охоронної сигналізації</b></p> <p>Рассмотрены ультразвуковые сенсоры системы охранной сигнализации, в основу работы которых положены принципы интерференции звуковых колебаний и эффект Доплера; выделены их преимущества и недостатки; предложено усовершенствовать ультразвуковой сенсор путем повышения его помехоустойчивости и быстродействия.</p>	<p>Pohrebennyk V.D., Politylo R.V. <b>Ultrasonic sensors of protective signaling system</b></p> <p>Ultrasonic sensors of protective signaling system based on acoustic vibrations interference and Dopler's effect, are examined; advantages and disadvantages of these sensors are found out; improvement of ultrasonic sensor parameters by increasing its noise immunity and detection rate is offered.</p>
---	--

Надійшло до редакції  
28 січня 2008 року

УДК 681.786:532.61

## МЕТОДИКА ОБРОБЛЕННЯ ЗОБРАЖЕННЯ ОБЕРТОВОЇ КРАПЛІ ПРИ ВИМІРЮВАННІ МІЖФАЗНОГО НАТЯГУ РІДИН

*Біліщук В. Б., Кісіль І. С., Боднар Р. Т., Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу, м. Івано-Франківськ, Україна*

*Запропоновано методику цифрового оброблення зображення обертової краплі для отримання координат точок контуру обертової краплі, що використовуються для подальшого визначення міжфазного натягу рідин. Проаналізовано вплив різних факторів на результат оброблення зображення*

### Вступ. Постановка задачі

Для вимірювання низьких значень міжфазного натягу (0,01–1 мН/м) на границі розділу фаз двох рідин використовується метод обертової краплі. Однією з методик, що дозволяє вимірювати міжфазний натяг (МН), є методика Воннегута [1], яка передбачає вимірювання діаметру краплі. Ця методика вимагає забезпечення умови, щоб довжина краплі була в 4 рази більша за її діаметр. Інша методика [2] вимагає вимірювання радіусу та половини довжини краплі.

При довготривалих спостереженнях за зміною міжфазного натягу в часі крапля в трубці може переміщуватись через дію різних чинників – градієнт температур в трубці, виникнення осцилюючих течій в рідинах, відхилення осі