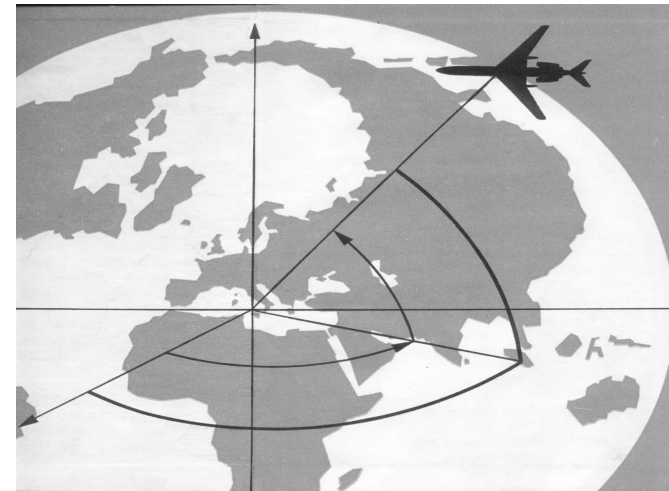


РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ

(ОСНОВИ ПРОЕКТУВАННЯ. ЧАСТИНА 1)



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

**РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ
(ОСНОВИ ПРОЕКТУВАННЯ. ЧАСТИНА 1)**

Навчальний посібник

Вінниця
ВНТУ
2018

УДК 621.396(075)

P15

Автори:

Кичак В. М., Воловик А. Ю, Шутило М. А., Червак О. П.

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 7 від 22.12.2016 р.)

Рецензенти:

В. С. Осадчук, доктор технічних наук, професор

С. М. Злепко, доктор технічних наук, професор

О. Б. Шарпан, доктор технічних наук, професор

Радіотехнічні системи (Основи проектування. Частина 1) : навч. посіб. / В. М. Кичак, А. Ю. Воловик, М. А. Шутило, О. П. Червак – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 122 с.

У посібнику розглянуто питання аналізу та синтезу радіотехнічних пристроїв, систем та комплексів різного цільового призначення з використанням сучасних інформаційних технологій, визначено типові етапи проектування.

Призначений для студентів спеціальності «Радіотехніка» усіх кваліфікаційних рівнів.

УДК 621.396(075)

© ВНТУ, 2018

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	5
------------------------	---

ЧАСТИНА ПЕРША

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

1 КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ	7
1.1 Системи передавання інформації	7
1.2 Системи отримання інформації	10
1.3 Системи радіопротидії та радіотехнічної розвідки	13
1.4 Системи радіокерування	14
1.5 Комбіновані системи	19
1.6 Радіолінії, радіоканали та радіомережі	19
1.7 Класифікація радіосистем за частотними діапазонами	20
1.7.1 Класифікація діапазонів електромагнітних хвиль	21
1.7.2 Особливості роботи радіосистем у різних частотних діапазонах	23
2 ПЕРСПЕКТИВНІ ЗАСОБИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ У РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ	28
2.1 Застосування голографічних технологій	28
2.2 Застосування методів та засобів функціональної електроніки	31
2.3 Засоби обчислювальної техніки у радіотехнічних системах	35
2.4 Елементна база радіотехнічних систем	40
3 ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ	45
3.1 Загальна характеристика показників якості	45
3.2 Точність відновлення повідомлень	47
3.3 Роздільна здатність	50
3.4 Завадостійкість радіотехнічних систем	54
3.5 Пропускна здатність	58
3.6 Віддаль дії радіотехнічних систем	63
3.7 Надійність радіотехнічних систем	67
3.8 Маса та габаритні розміри	70
3.9 Вартість радіоапаратури	71
4 ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЗАВДАНЬ ТА МЕТОДІВ ПРОЕКТУВАННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ	73
4.1 Основні етапи проектування	73
4.2 Методи проектування радіосистем	76
4.3 Особливості проектування сучасних радіотехнічних систем	78
4.4 Організація процесу проектування	80

ЧАСТИНА ДРУГА
ОСНОВИ КЛАСИЧНОЇ ТЕОРІЇ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

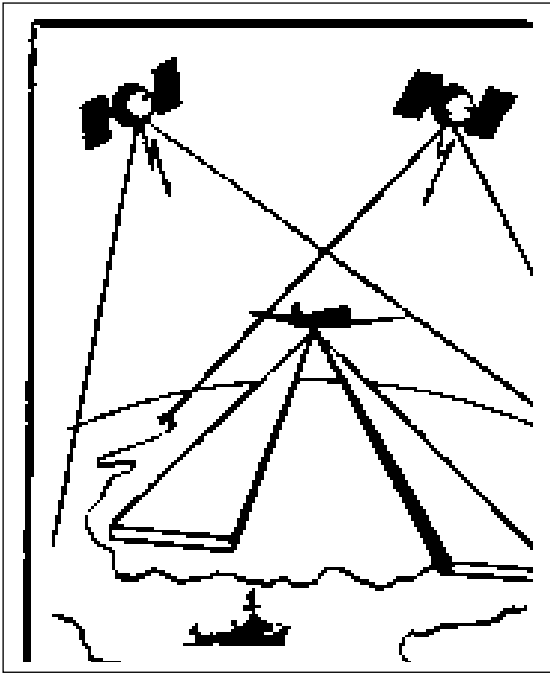
5 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ПОВІДОМЛЕНЬ, СИГНАЛІВ ТА ЗАВАД	83
5.1 Детерміновані функції неперервного часу	83
5.2 Детерміновані дискретні сигнали	89
5.3 Випадкові процеси з неперервним часом	90
5.4 Дискретні випадкові процеси.....	98
6 МАТЕМАТИЧНІ МЕТОДИ АНАЛІЗУ ПРОЦЕСІВ У ЛІНІЙНИХ СИСТЕМАХ	103
6.1 Аналіз детермінованих процесів у лінійних стаціонарних системах	103
6.2 Детерміновані процеси у лінійних нестаціонарних системах	106
6.3 Випадкові процеси у лінійних системах	108
6.4 Процеси в імпульсних системах	111
6.5 Імпульсні випадкові процеси	116
6.6 Лінійні системи з випадковими параметрами	118
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУР	120

ПЕРЕДМОВА

В освіті сучасного радіоінженера дисципліна «Радіотехнічні системи» займає особливе місце. Річ у тім, що при вивченні цієї дисципліни студент уперше зустрічається з проблемою комплексного використання знань, отриманих протягом усього навчального циклу за планом спеціальності «Радіотехніка». На завершальному етапі навчання дисципліна «Радіотехнічні системи» узагальнює, систематизує та формує навички системного підходу до процесу проектування радіоелектронних засобів, фрагменти якого уже вивчалися протягом попередніх років навчання.

Навчальний посібник складається з двох частин. Перша частина є вступом в проблематику проектування радіотехнічних систем різного цільового призначення, починаючи від класифікаційних ознак, розподілу частотного діапазону, характеристики елементної бази, опису перспективних технологій та основних тактико-технічних характеристик, і закінчуючи переліком типових етапів проектування та їхніх організації. Для розуміння цього навчального матеріалу достатньо мінімального ступеня математичної підготовки, який відповідає кваліфікаційному рівню – «бакалавр». Друга частина посібника призначена для студентів, які навчаються на освітнянському рівні «спеціаліст» та «магістр» і бажають виконати відповідну випускню дипломну роботу, пов'язану з аналізом та синтезом радіотехнічних пристроїв, систем або комплексів різного цільового призначення. На цьому етапі навчання передбачається, що студент впевнено володіє базовими методами математичного аналізу, зокрема розвиненням періодичних функцій у ряди, елементами функціонального та векторного аналізу, має чітку уяву про базові методи оптимізації.

Оскільки основні параметри радіотехнічних систем мають статистичний характер, то в основу аналізу та синтезу таких систем покладено стохастичний підхід. Це пов'язано з імовірнісним характером радіосигналів, на які у процесі їхнього формування, розповсюдження та оброблення впливають численні непередбачувані фактори. У зв'язку з цим, навчальний матеріал зазначених частин значною мірою спирається на застосування методів статистичної радіотехніки. Така дисципліна передбачена навчальним планом і має назву «Основи статистичної радіотехніки». Тому, перш ніж починати вивчення основ статистичного аналізу та синтезу радіотехнічних систем, студенту наполегливо рекомендується поновити свої знання з цього напрямку, наприклад, в обсязі підручника [1].



1

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

- Класифікація радіотехнічних систем
- Перспективні засоби та технології у радіотехнічних системах
- Показники якості радіотехнічних систем
- Загальна характеристика завдань та методів проектування радіотехнічних систем

1 КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

Радіотехнічні системи належать до класу інформаційно-керувальних технічних систем, які здійснюють видобування, передачу або руйнування інформації за допомогою радіохвиль. Характерною ознакою радіосистеми є наявність радіоканалу (одного або декількох), до складу якого входять: джерело радіохвиль; середовище, у якому розповсюджуються ці радіохвилі; приймальний пристрій, що отримує передану інформацію шляхом відповідного оброблення радіосигналів, які досягнули його антени. *Радіохвилі, що переносять ту чи іншу інформацію, прийнято називати радіосигналами.* Отже, характерною ознакою радіосистеми є використання радіосигналу як носія інформації. Призначення інформації може бути однією з ознак класифікації радіосистем. За цією ознакою радіосистеми поділяють на такі основні класи [2, 3]:

- передавання інформації;
- видобування інформації;
- руйнування інформації;
- системи радіокерування;
- комбіновані.

Ці системи можуть працювати як у складі систем керування, так і автономно. Якщо інформаційні засоби, загалом, є радіоелектронними, то така система керування також належить до класу радіосистем. Нижче подається коротка характеристика цих основних класів.

1.1 Системи передавання інформації

До цього класу належать системи, призначені для передавання інформації з одного пункту простору в інший, наприклад, системи радіомовлення або телебачення, системи радіозв'язку, телеметрії та передачі команд. Типова функціональна схема одноканальної радіотехнічної системи передавання інформації зображена на рис. 1.1. Джерелом інформації може бути будь-який фізичний процес, що відбувається у живій або неживій природі. Для можливості передачі на віддаль ця «фізична» інформація S_1 попередньо має бути перетворена в електричну напругу S_2 відповідним електрофізичним первинним перетворювачем, наприклад, мікрофоном, датчиком тиску, температури тощо. Наступним перетворенням первинного сигналу може бути процес кодування. Процедура кодування не є принципово необхідною, проте дозволяє суттєво покращити якість процесу передавання інформації, зокрема, підвищити завадостійкість системи. У радіопередавальному пристрої здійснюється модуляція носійного коливання високої частоти закодованим повідомленням S_3 та випромінювання антеною A_1 , отриманого таким чином радіосигналу S_4 у навколишнє середовище.

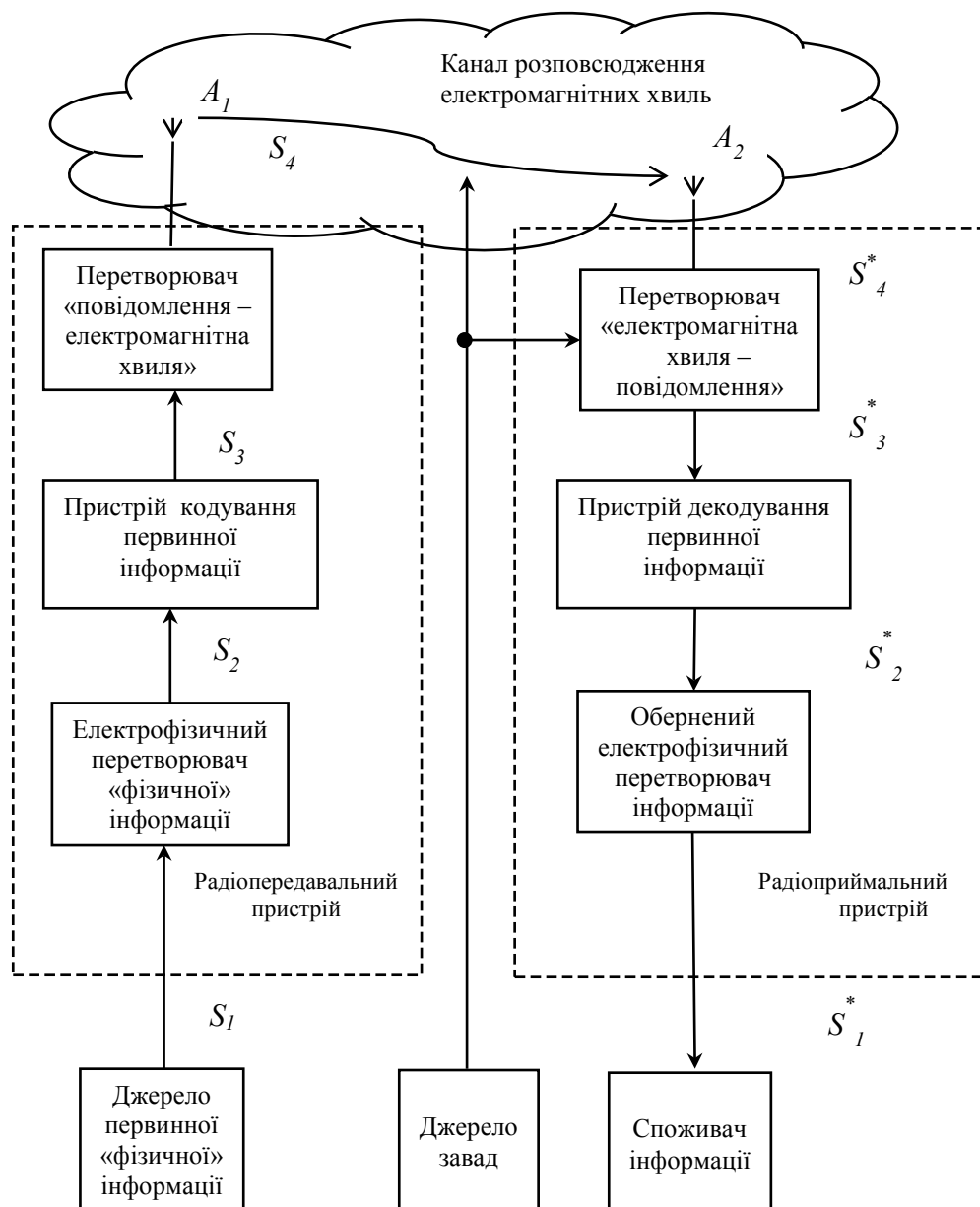


Рисунок 1.1 – Типова функціональна схема системи передавання інформації

У радіоприймальному пристрої випромінювана електромагнітна хвиля сприймається приймальною антеною A_2 та послідовно перетворюється радіоприймачем, декодером та оберненим електрофізичним перетворювачем (телефоном, гучномовцем, індикаторним пристроєм тощо) до вигляду, зручного для сприйняття споживачем. В ідеальному випадку, за цілковитої відсутності спотворень та завад, напруги S_1^* , S_2^* , S_3^* , S_4^* мають з точністю до масштабного множника збігатися з відповідними напругами S_1 , S_2 , S_3 , S_4 . В іншому разі, вони є лише оцінками вищезгаданих напруг, сформованих за певними критеріями.

У багатьох випадках одне носійне коливання використовують для передавання інформації від декількох джерел $Дж_1$, $Дж_2, \dots, Дж_N$. Таку систему передавання інформації називають *багатоканальною* (рис. 1.2).

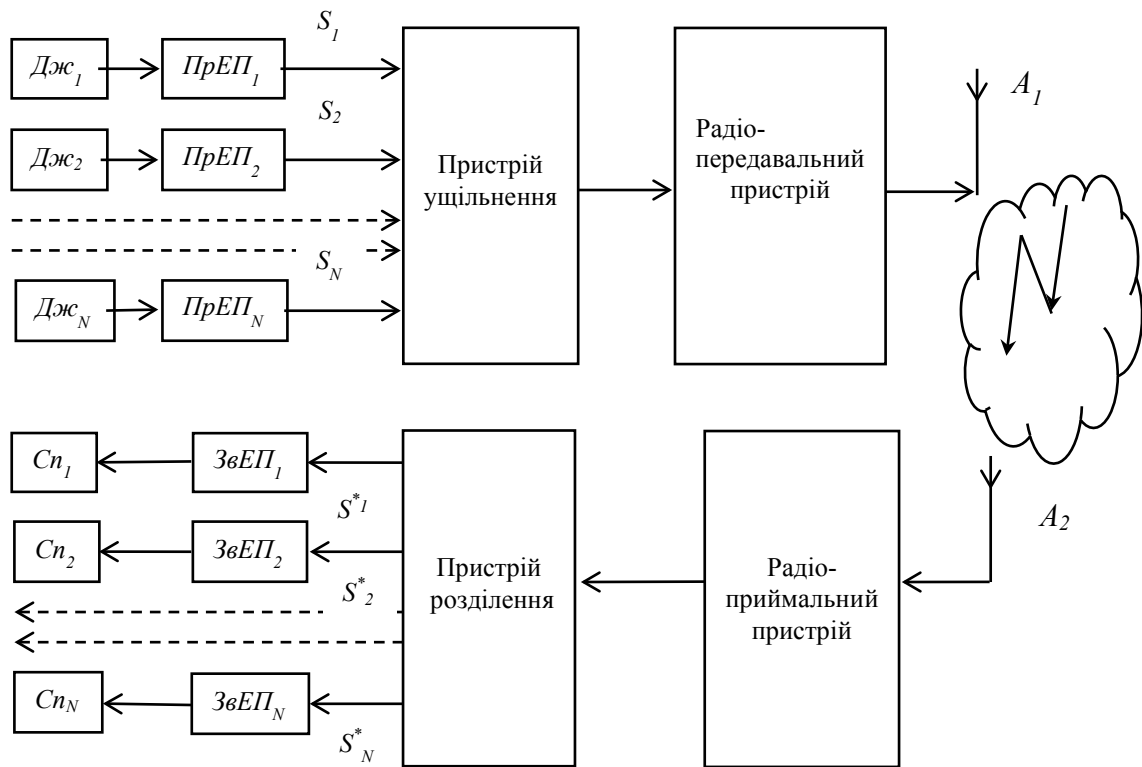


Рисунок 1.2 – Функціональна схема багатоканальної системи передавання інформації

На рис. 1.2 введено такі позначення: $Дж_1, Дж_2, \dots, Дж_N$ – джерела інформації; $ПрЕП_1, ПрЕП_2, \dots, ПрЕП_N$ – прямі електрофізичні перетворювачі первинної «фізичної» інформації; $ЗвЕП_1, ЗвЕП_2, \dots, ЗвЕП_N$ – обернені електрофізичні перетворювачі інформації; $Сп_1, Сп_2, \dots, Сп_N$ – споживачі інформації. Пристрої ущільнення (об'єднання) та розділення призначені для об'єднання та розділення каналів зв'язку, відповідно. Загалом процес ущільнення тісно пов'язаний з процесом кодування інформації, а розділення – з процесом її декодування, тому на рис. 1.2 показано, що кодери та декодери є складовими частинами блоків ущільнення та розділення.

За останні роки широкого розповсюдження набули системи супутникового зв'язку, у яких до приймача-ретранслятора можуть надходити радіосигнали від декількох радіостанцій, розташованих у різних пунктах, рознесених у просторі. Усі ці сигнали без взаємних перешкод мають ретранслюватися приймально-передавальною апаратурою супутника в інші пункти прийому, які також рознесені у просторі. Для цього в ретрансляторі здійснюється ущільнення прийнятих радіосигналів, кожен з яких може бути модульованим не одним, а декількома повідомленнями. Таким чином, система передавання інформації може бути не тільки багатоканальною, а ще й багатостанційною, а система ущільнення як внутрішньостанційною («ущільнення – розділення» каналів у межах однієї станції), так і міжстанційною («ущільнення – розділення сигналів» від різних станцій).

В обох випадках застосовують частотне, часове, кодове, комбіноване та інші типи розділень.

Протягом останніх років в Україні все більшого розповсюдження набувають цифрові системи передавання інформації. Це зумовлено, насамперед, що існує багато джерел інформації, які подають її у цифровому вигляді. До них, передусім, належать цифрові обчислювальні машини та пристрої. По-друге, навіть якщо джерело інформації подає її у неперервній формі, то у багатьох випадках доцільно перетворити її у цифрову форму за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), а потім передавати по каналу зв'язку. Таке перетворення може забезпечити суттєві переваги, у тому числі можливість прийому та переробки інформації цифровими обчислювальними пристроями, меншу чутливість до різноманітних апаратурних збурень та нагромадження похибок у процесі ретрансляції. Також на вимогу споживача інформацію можна подавати в аналоговій формі. Для цього у приймальній пристрій вводять спеціальний перетворювач – ЦАП (цифро-аналоговий перетворювач).

З метою підвищення надійності та достовірності процесу передавання інформації до складу систем передачі інформації вводять додаткові службові канали, наприклад, канал пілот-сигналу (контрольного сигналу), канал зворотного зв'язку тощо. Канал пілот-сигналу дозволяє передавати з місця передачі у місце прийому, насамперед, інформацію про умови розповсюдження електромагнітних хвиль робочого діапазону частот. Наявність каналу зворотного зв'язку дозволяє передавати з пункту прийому на передавальну станцію факт підтвердження прийняття сигналу й результати прийому. Співставлення переданих результатів зі зразками переданих повідомлень дозволяє виявляти можливі спотворення та корегувати процес передавання (наприклад, через повторну передачу). Для підвищення достовірності переданих повідомлень часто застосовують передачу спеціальних додаткових сигналів, наприклад, сигнали синхронізації або сигнали спеціальних кодів, що дозволяє у місці прийому виявляти та корегувати помилки.

1.2 Системи отримання інформації

До цього класу належать радіотехнічні системи, у яких здійснюється лише отримання інформації. Така ситуація можлива, наприклад, у радіолокації, радіонавігації, радіоастрономії, радіорозвідці, системах радіовимірювань.

Радіолокацією називають галузь науки і техніки, яка об'єднує методи та засоби виявлення різноманітних об'єктів на основі використання радіохвиль, які випромінюються, ретранслюються або відбиваються цими об'єктами, вимірювання їхніх координат та параметрів руху, а також визначення характерних властивостей виявлених об'єктів. Процес виявлення об'єктів, вимірювання їхніх координат та параметрів руху називають

радіолокаційним спостереженням, а відповідні радіотехнічні засоби – радіолокаційними станціями (РЛС) або радіолокаторами.

Радіонавігацією називають галузь науки і техніки, яка охоплює радіотехнічні методи та засоби водіння кораблів, літаків, космічних апаратів, а також інших рухомих об'єктів.

Як видно з наведених означень, радіолокація та радіонавігація тісно пов'язані між собою спільністю розв'язуваних задач. Окрім цього, у багатьох випадках радіолокаційні станції часто застосовують для розв'язку чисто радіонавігаційних задач.

Залежно від природи появи електромагнітних хвиль, які досягають антени радіотехнічної системи і надають інформацію про об'єкт дослідження, розрізняють радіосистеми пасивні, активні та напівактивні.

У пасивних радіосистемах отримання інформації здійснюється без випромінювання спеціального електромагнітного коливання, яке називають зондувальним сигналом (рис. 1.3).

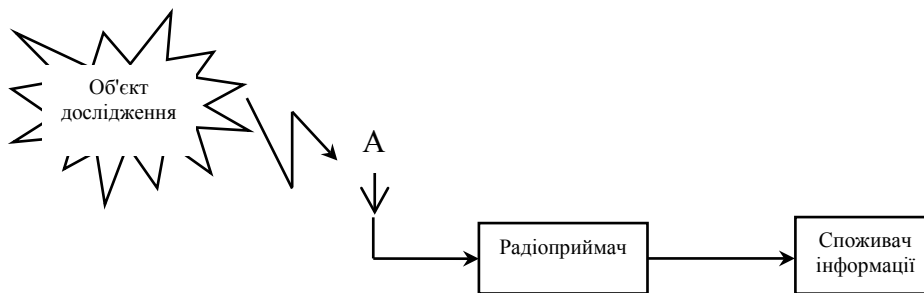


Рисунок 1.3 – Функціональна схема пасивної радіосистеми

У пасивних радіосистемах інформативним сигналом є природне випромінювання об'єкта, переважно теплового походження. У зв'язку з цим, одна пасивна радіосистема може визначати лише напрямок на об'єкт, тобто здатна виконати *радіопеленгацію* об'єкта.

В активних радіосистемах (рис. 1.4) джерело зондувального сигналу розташовують поблизу від радіоприймального пристрою (одиниці, у крайньому разі, десятки метрів), що дозволяє досить легко ввести зразок (копію) випромінюваного сигналу. Наявність копії зондувального сигналу суттєво покращує селекцію прийнятого сигналу на фоні різноманітних завад. Окрім того, порівняння прийнятого сигналу з копією зондувального сигналу дозволяє отримувати більш повну інформацію про об'єкт дослідження. Так наприклад, при когерентному зондувальному сигналі є можливість використовувати голографічні методи оброблення сигналів і отримувати 3-D зображення об'єкта.

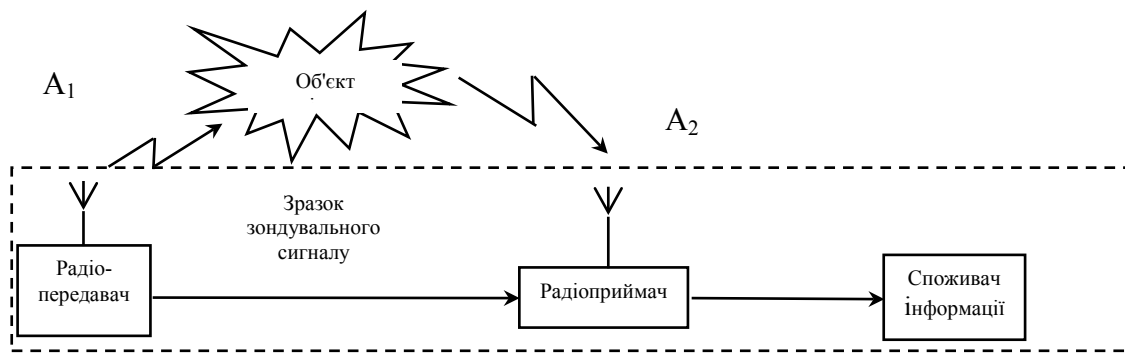


Рисунок 1.4 – Функціональна схема активної радіосистеми

При *активній радіолокації з активною відповіддю* використовують відповідач – приймально-передавальний пристрій, який знаходиться на об'єкті. Він сприймає зондувальний сигнал і перевипромінює його у зворотному напрямку. Сигнал відповіді може мати іншу робочу частоту та значно більшу потужність, тому застосування активної відповіді, як правило, суттєво збільшує віддаль дії радіосистеми, у цілому, та її завадостійкість. Окрім того, сигнал відповіді може містити додаткову інформацію, наприклад, бортовий номер літака, його висоту та тощо. За допомогою бортового відповідача відносно просто вирішується задача розпізнавання «своїх» літаків, кораблів та інших рухомих об'єктів. Принцип активної відповіді широко розповсюджений у системах радіонавігації та радіокерування, наприклад, у радіосистемах ближньої радіонавігації (РСБН), системах керування повітряним рухом (КПР).

У *напівактивних радіосистемах* (рис. 1.5) джерело зондувального сигналу розташовано так далеко від місця прийому, що отримати у місці прийому більш-менш точну копію зондувального сигналу стає неможливим через значні спотворення сигналу в процесі його розповсюдження від передавача до приймача. Тому напівактивний варіант застосовують лише в тих випадках, коли розташування потужного радіопередавача на об'єкті недоцільно (наприклад, на літаках легкого типу).

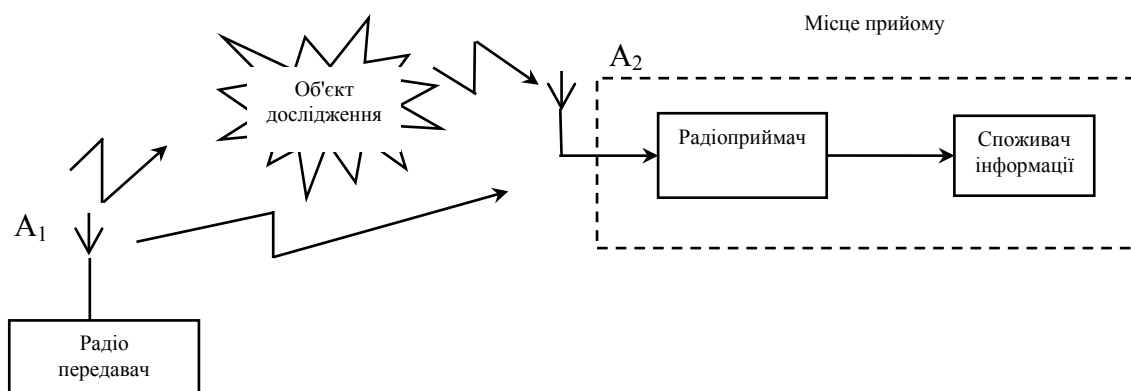


Рисунок 1.5 – Функціональна схема напівактивної радіосистеми

1.3 Системи радіопротидії та радіотехнічної розвідки

Радіопротидією називають сукупність радіотехнічних засобів та заходів, спрямованих на зниження ефективності роботи радіоелектронних засобів супротивника. Системи радіопротидії можуть бути як *пасивними*, так і *активними*. Прикладами пасивної радіопротидії можуть слугувати: нанесення спеціального покриття на об'єкти, які підлягають захисту; зменшення ефективної поверхні розсіювання об'єктів за рахунок вибору відповідної форми; розробка антен з малим рівнем зворотного випромінювання тощо. Активна протидія полягає у випромінюванні радіосигналів, які діють на радіоелектронні засоби супротивника так, що зменшують їхню ефективність. При класифікації радіосистем системи активної радіопротидії відносять до систем руйнування інформації. Ефективність активної системи радіопротидії, переважно, залежить від того, які сигнали застосовує система радіопротидії. Ці сигнали є активними завадами, і їх поділяють на *маскувальні* та *імітаційні*. Маскувальні завади створюють відповідне фонове електромагнітне поле, яке ускладнює виявлення корисних сигналів, їхнє розрізнення та оцінювання параметрів. За природним походженням маскувальні завади можуть бути: випадковими (шумоподібними), детермінованими, неперервними у часі та імпульсними.

Неперервна шумова завада є універсальним типом завади, її використовують для заглушування радіотехнічного засобу з будь-яким типом сигналу. Залежно від співвідношення ширини спектра завади та заглушеного сигналу, розрізняють завади *прицільні* та *загороджувальні*. Прицільні завади при одному й тому ж ефекту дії, що й загороджувальні, потребують меншу потужність передавача, проте для їхнього створення необхідна апріорна інформація про спектр заглушеного сигналу.

Одним з найефективніших типів завад для імпульсних радіотехнічних засобів є *хаотична імпульсна завада*, яка є випадковою послідовністю імпульсів, параметри яких – носійна частота, тривалість, ширина спектра хаотично змінюються і наближаються до параметрів сигналу, що заглушується. Як правило, зазначений потік хаотичних імпульсів математично описують законом розподілу Пуассона. Дієвим способом радіопротидії є застосування *імітаційних* завад. Така завада має бути схожою на корисний сигнал радіосистеми, але водночас її інформаційний параметр має бути іншим. Наприклад, імітаційна завада для далекоміра може бути схожою з корисним сигналом, але з унесенням випадкової затримки. Якщо ця затримка змінюється у часі, то таку заваду називають *відвідною* за віддалю.

Системи радіотехнічної розвідки призначені для збору даних про параметри радіотехнічних засобів супротивника. Отримана інформація може бути корисною під час розробки нових типів радіотехнічних засобів або модернізації існуючих. Безпосередньо у процесі бойових дій дані від системи радіорозвідки дозволяють вибирати найбільш ефективний тип активної завади для придушення певного типу радіотехнічної системи. Сис-

теми радіотехнічної розвідки, установлені на кораблях, літаках, гвинтокрилах, супутниках здійснюють перехоплення сигналів супротивника та здійснюють вимірювання їхніх параметрів – робочу частоту, ширину спектра, тип модуляції, вид поляризації тощо. Однією з перших задач радіотехнічної розвідки є встановлення факту випромінювання електромагнітного сигналу, визначення його робочої частоти та напрямку приходу. Ця задача може бути вирішена з використанням паралельного або послідовного аналізу, переглянутих областей спектра та простору. При паралельному аналізу досягається економія часу, але за рахунок ускладнення архітектури системи радіорозвідки. При послідовному аналізі спрощується апаратна частина, але за рахунок зростання часу проведення аналізу. Основним елементом систем радіорозвідки є радіоприймальний пристрій, за допомогою якого визначається робоча частота сигналу супротивника. Такий приймач має працювати у надзвичайно широкому діапазоні частот. У сучасних приймачах систем радіотехнічної розвідки широкого розповсюдження набули приймачі, які перетворюють частоту прийнятого сигналу в іншу величину, більш зручну для індикації та подальшої обробки. Прикладом може бути акустично-оптичний приймач на основі комірки Брега та приймач із стисненням сигналу. Приймач із стисненням оброблюваного сигналу працює за принципом перетворення гармонічного сигналу в імпульсний сигнал з лінійною частотною модуляцією та подальшого його стиснення за допомогою спеціального фільтра. Якщо на вході приймача присутні гармонічні коливання близьких частот, то відповідні їм сигнали з лінійною частотною модуляцією після стиснення потрапляють у смугу пропускання фільтра у різний час і можуть бути розрізненими. Загалом, систему радіотехнічної розвідки об'єднують разом із системою радіопротидії в єдиний автоматизований комплекс. У цьому разі дані радіорозвідки використовуються для підвищення ефективності системи радіопротидії. Для відображення електромагнітної ситуації використовують індикатор кругового огляду й панорамний спектральний аналізатор, на якому фіксується напрямок на джерело випромінювання та його спектральний склад.

1.4 Системи радіокерування

До цього класу належать радіосистеми, призначені для керування будь-якими процесами або апаратами. Такі системи поділяють на: автоматизовані, автоматичні; замкнені та розімкнені.

В автоматизованих системах, на відміну від автоматичних, керування здійснюється за допомогою оператора. У замкнених системах команди керування формуються із урахуванням зворотних зв'язків, що містяться в об'єкті керування. Розімкнута система керування, з інформаційного погляду, не відрізняється від системи передавання або отримання інформації. Тому надалі доцільно розглянути лише замкнені системи радіокерування. Найважливішою галуззю застосування таких систем є керування польота-

ми літальних апаратів: літаками, ракетами, космічними кораблями тощо. Для прикладу розглянемо систему самонаведення та систему командного телекерування зенітним реактивним снарядом [4]. Функціональна схема активної системи самонаведення наведена на рис. 1.6.

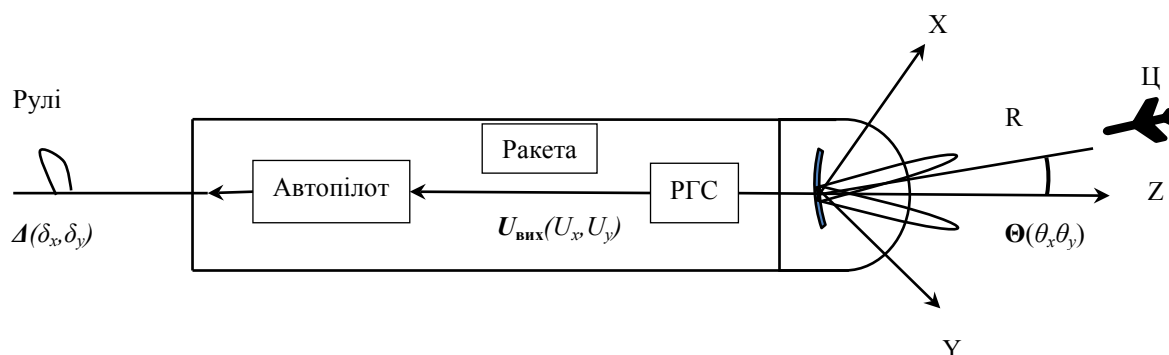


Рисунок 1.6 – Функціональна схема системи самонаведення

У цьому випадку, радіолокаційна голівка самонаведення (РГС) є активним радіолокатором, який вимірює параметр розбіжності $e(t)$, що характеризує величину та напрямок відхилення ракети від правильного польоту на ціль. Таким параметром може слугувати, наприклад, похідна

$$e(t) = \frac{d\theta(t)}{dt},$$

де θ – кут відхилення напрямку ракети – ціль R у стабілізованій у просторі координатній системі xzy ; e, θ – вектори, які мають у двох взаємно ортогональних площинах zx, zy складові (e_x, e_y) та (θ_x, θ_y) . При ідеальній роботі голівки самонаведення її вихідна напруга $u_{вих}(t)$ пропорційна вимірюваному параметру розбіжності

$$u_{вих}(t) = const e(t).$$

Цьому векторному співвідношенню відповідають дві скалярні напруги (для кожної із площин керування):

$$\begin{aligned} u_{вихx}(t) &= const e_x(t) = const d\theta_x(t)/dt; \\ u_{вихy}(t) &= const e_y(t) = const d\theta_y(t)/dt, \end{aligned}$$

які перетворюються автопілотом у відхилення рулів $\delta(\delta_x, \delta_y)$, що корегують політ ракети у кожній із двох площин керування. Оскільки зміна траєкторії польоту ракети, вироблена відхиленнями рулів, призводить, насамперед, до зміни параметра розбіжності $e(t)$, то систему самонаведення можна вважати замкненою системою автоматичного керування (рис. 1.7).

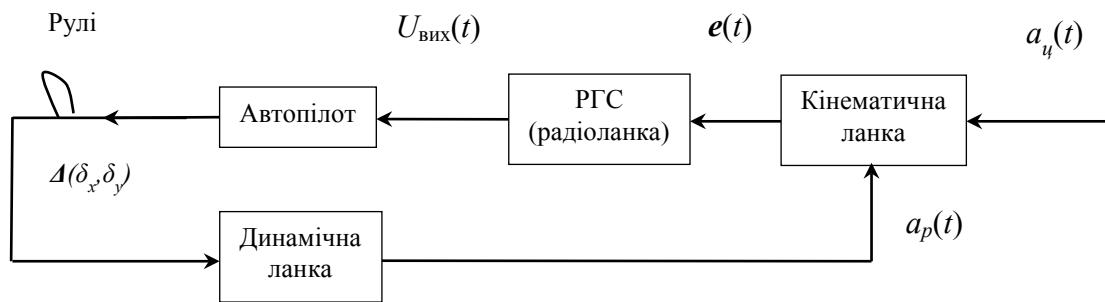


Рисунок 1.7 – Структурна схема динаміки системи самонаведення

Кінематична ланка враховує зв'язок параметра розбіжності $e(t)$ з параметрами руху: прискореннями, швидкостями, координатами центрів мас цілі та ракети a_u, a_p , а динамічна ланка – зв'язок параметрів руху a_p з відхиленням рулів δ . Незавжди помітити, що у системі самонаведення радіозасоби (РГС) виконують функцію елемента, який вимірює параметр розбіжності $e(t)$, і вони входять до складу замкнутого контуру керування як одна з його складових частин, що називається радіотехнічною ланкою.

Функціональна схема системи командного телекерування реактивним снарядом наведена на рис. 1.8.

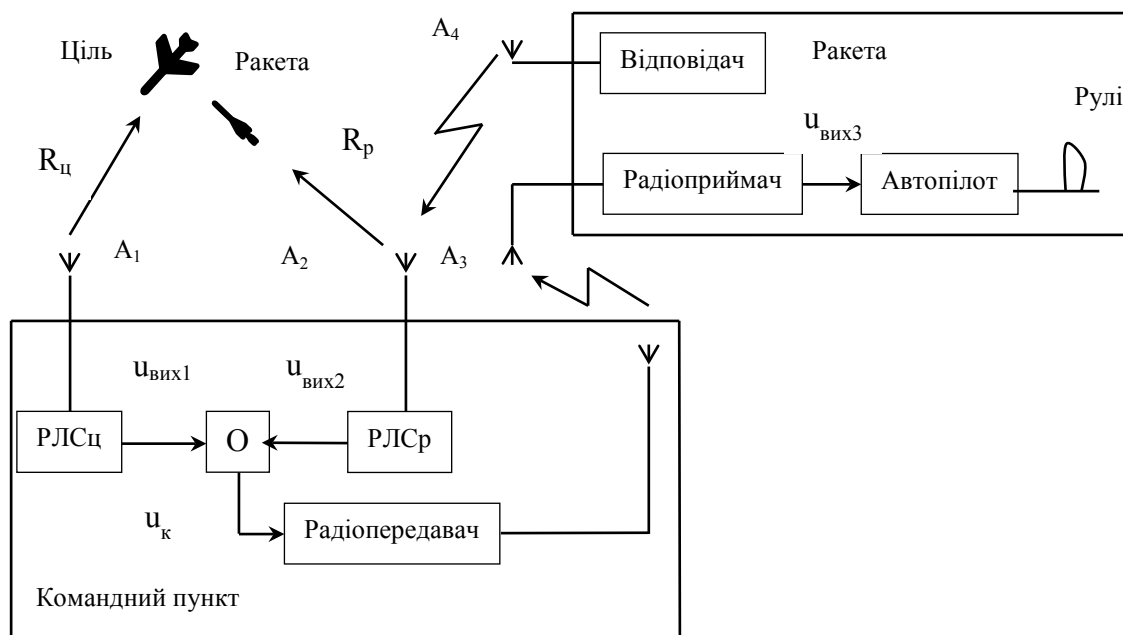


Рисунок 1.8 – Функціональна схема системи командного телекерування

На командному пункті (КП) розміщуються радіолокатори цілі та ракети РЛС_Ц і РЛС_р, обчислювач O , радіопередавальне обладнання, а на борту ракети – відповідач (приймально-передавальне обладнання), радіоприймальне обладнання та автопілот. Радіолокатори РЛС_Ц, РЛС_р вимірюють радіус-вектори цілі R_u і ракети R_p відносно КП, тобто їхні вихідні напруги

$u_{вих1}(t)$, $u_{вих2}(t)$ містять інформацію про кутові координати та віддалі до цілі та ракети, відповідно. На основі цієї інформації обчислювач виробляє команди u_k , які передаються командною радіолінією на вхід автопілоту ракети у вигляді напруг $u_{вих3}$ та $u_{вих2}$. Ці напруги автопілот перетворює у відхилення рулів δ_x , δ_y , що корегують політ ракети.

Для поліпшення якості контролю польоту ракети, тобто для підвищення точності та надійності вимірювань радіуса-вектора R_p , на борту ракети встановлюють відповідач. Функціональній схемі відповідає динамічна структурна схема, зображена на рис. 1.9. У цій схемі кінематичні ланки KL_1 і KL_2 відображають складні у просторі кінематичні співвідношення між параметрами руху a_u , a_p центрів мас цілі й ракети та вимірюваними параметрами R_u , R_p . Динамічна ланка DL , як і в схемі на рис. 1.7, відображає зв'язок між параметром руху центра мас ракети a_p та відхиленням рулів δ . Блок КРЛ відображає дію командної радіолінії, яка передає команди u_k з командного пункту на вхід автопілоту ракети.

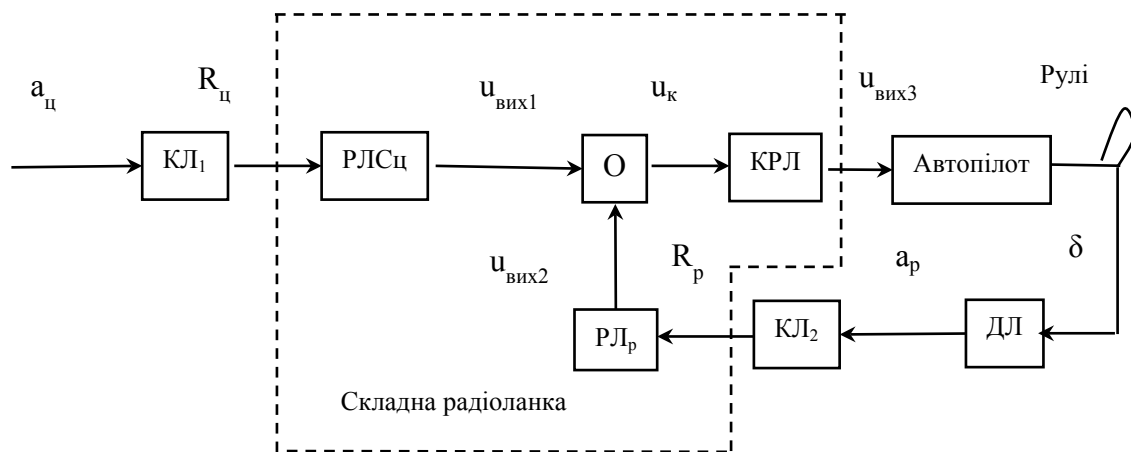


Рисунок 1.9 – Структурна схема динаміки системи командного телекерування польотом реактивного снаряду

З рис. 1.9 видно, що на відміну від розглянутої раніше схеми самонаведення, система командного керування містить не лише радіолокатори, які належать до систем видобування інформації, а й командну радіолінію, яка забезпечує передавання інформації. Таким чином, розглянута система, в інформаційному відношенні, є комбінованою. Її істотною особливістю є те, що командна радіолінія та радіолокатор ракети входять до складу замкненого контуру автоматичного керування і відіграють роль окремих ланок такого контуру. При цьому радіолокатор цілі РЛСц можна розглядати як ланку перетворення вхідного збурювання $a_u(t)$, і зважаючи на це, структурну схему на рис. 1.9 можна подавати у вигляді, зображеному на рис. 1.10, де складна радіоланка відображає сукупний результат дії усіх радіозасобів керування, що входять до складу системи. Ця структурна схема відрізняється від наведеної на

рис. 1.7 лише більшою складністю радіоланки та наявністю двох кінематичних блоків.

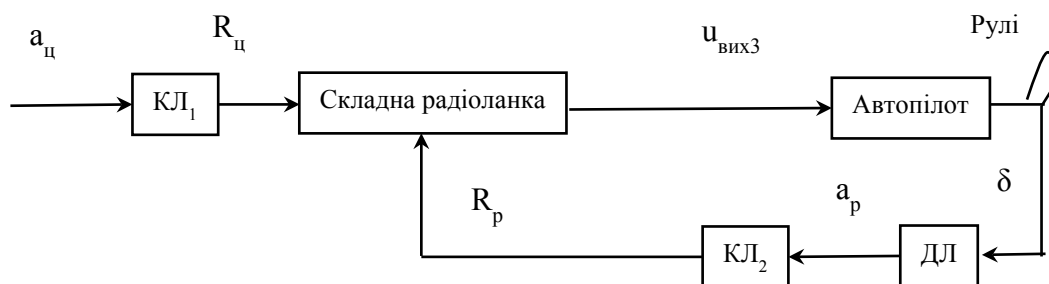


Рисунок 1.10 – Спрощена структурна схема динаміки системи телекерування

З наведених прикладів неважко побачити, що порівняно із системами отримання або передавання інформації, системи радіокерування літальними апаратами мають такі особливості:

- усі або більшість радіотехнічних засобів відіграють роль ланок замкненої системи автоматичного керування; звідси випливають специфічні вимоги до характеристик радіотехнічних засобів, зокрема до стабільності їхніх передатних функцій;
- радіотехнічні засоби взаємодіють з іншими ланками системи автоматичного керування, багато з яких мають іншу фізичну природу;
- радіотехнічні ланки, які входять до складу систем радіо керування, можуть бути як відносно простими, наприклад, поодинокий радіолокаційний пристрій, так і досить складними, що відображають сукупну дію комплексу різноманітних радіотехнічних засобів.

Загалом, інформація одержувана від будь-якої радіоелектронної системи, наприклад, від системи передавання або отримання інформації, використовується для здійснення того або іншого діяння, тобто керування, і в цьому сенсі інформація і керування невіддільні одне від одного. Однак у багатьох випадках між отриманням тієї або іншої інформації і керуванням, яке з неї випливає, проходить досить тривалий час, за який на цю інформацію може накладатися велика кількість іншої інформації, зовсім іншого характеру та призначення. При цьому безпосередній зв'язок між отриманням інформації і подальшим керуванням можна не враховувати. Такі засоби вважаються функціонально автономними. Проте у системах радіокерування літальними апаратами процеси приймання та передавання інформації мають розглядатися у тісному зв'язку з процесом керування. Ця обставина є головною особливістю систем радіокерування, яка, по-перше, надзвичайно ускладнює їхню розробку, а по-друге, дозволяє вважати їх в інформаційному відношенні найбільш загальним та складним класом радіоелектронних систем.

1.5 Комбіновані системи

Комбінованою називають радіосистему, до складу якої входять дві або більше інформаційних радіосистем різних класів. Розглянемо кілька типових прикладів таких систем:

1. Система командного радіокерування (рис. 1.8). До її складу входять: підсистеми радіолокатора цілі та ракети, тобто системи отримання інформації, командна радіолінія, що є системою передавання інформації.

2. Наземна система визначення параметрів руху космічних апаратів. Загалом вона є системою отримання інформації. Однак для неперервного отримання вимірювальної інформації доводиться використовувати вимірювальні пункти, рознесені по поверхні Землі на велику відстань і з'єднані з центральним пунктом радіолініями передачі. Отже, у цьому випадку радіолінії передавання інформації є підсистемами системи видобування інформації.

3. Супутникова система зв'язку. Загалом вона є системою передавання інформації. Однак до її складу входять як радіолінії передавання, так і радіолінії видобування інформації, що забезпечує, наприклад, автоматичне спостереження за супутниками за допомогою гостроспрямованих наземних передавальних та приймальних антен. Окрім того, така система має у своєму складі радіокерувальний комплекс, що забезпечує запуск супутників зв'язку та корекцію їхнього руху. Отже, до складу такої великої системи передавання інформації входять підсистеми передавання, видобування інформації та радіокерування.

4. Система телеметрії та наземного контролю траєкторій штучних супутників Землі (ШСЗ). Ця система призначена для виконання двох різних функцій: передавання інформації з борту ШСЗ на Землю та видобування із наземного пункту інформації про параметри руху ШСЗ. Для виконання обох функцій можна використовувати одне й теж носійне коливання, яке випромінюється бортовим передавачем. Це суттєво зменшує вартість системи. При такій побудові систему називають *сумісною*.

З наведених прикладів випливає, що комбіновані системи можуть бути як однофункціональними, наприклад, тільки для видобування інформації, так і багатофункціональними (сумісними).

1.6 Радіолінії, радіоканали та радіомережі

Під час розробки та експлуатації радіосистем часто застосовують такі поняття, як: радіолінія, радіоканал, радіомережа. Вони мають такий зміст.

Радіолінією називають сукупність радіотехнічних засобів, яка складається з одного радіоприймального та одного радіопередавального пристрою, або лише з одного радіоприймального пристрою (у разі використання пасивної системи видобування інформації, яка не вимагає створення спеціального радіопередавального обладнання). Радіолінію називають

багатоканальною, якщо радіоприймальне обладнання має два або більше окремих виходів, і одноканальною за наявності тільки одного виходу.

Радіоканалом називають частину радіолінії, яка бере участь у формуванні лише одного виходу. Наведемо декілька прикладів радіоліній та радіоканалів.

Приклад 1. Система передавання інформації, яка зображена на рис. 1.2, складається з однієї багатоканальної радіолінії, що має M входів і M виходів. *Входами* є напруги u_1, \dots, u_m , які потрапляють до пристрою ущільнення, а *виходами* – напруги u'_1, \dots, u'_m , на виході пристрою розподілу каналів. Частина радіолінії, яка бере участь у створенні напруги u'_i з напруги u_i є i -м радіоканалом.

Приклад 2. Радіолокаційна активна система самонаведення, яка зображена на рис. 1.6, також складається з однієї радіолінії, до складу якої входять радіопередавальний пристрій, що створює зондувальний сигнал та радіоприймальний пристрій, який сприймає сигнал, відбитий від цілі. Ця радіолінія є двоканальною, тому що дає на виході напруги $u_{вих\ x}$ та $u_{вих\ y}$, які використовуються для керування ракетою у двох взаємно перпендикулярних площинах. Входами цієї радіолінії є складові e_x і e_y , вимірюваного параметра розбіжності e .

Приклад 3. Система радіокерування (рис. 1.8, 1.9) складається із трьох радіоліній. До складу першої входить РЛС_ц, до складу другої – РЛС_р і відповідач, а до третьої – командна радіолінія (КРЛ), яка складається з радіопередавального обладнання, розташованого на КП, та бортового радіоприймального обладнання. Кожна з цих радіоліній є багатоканальною, тому що призначена для приймання або передачі декількох (двох, трьох або більше) типів повідомлень.

У сучасних багатоканальних лініях радіозв'язку та радіотелеметрії число каналів в одній лінії доходить до кількох сотень або навіть декількох тисяч. Число радіоліній у великих радіосистемах (наприклад, у системах зв'язку району) також може становити декілька сотень або тисяч.

Радіомережею називають сукупність декількох радіоліній, що працюють на одній і тій же носійній частоті. Типовими прикладами радіомереж є радіомовні мережі. Радіомовну мережу утворюють радіомовний (або телевізійний) передавач і сукупність радіомовних (або телевізійних) приймачів, налаштованих на частоту цього передавача.

1.7 Класифікація радіосистем за частотними діапазонами

При створенні радіосистем різних цільових призначень використовують, практично, увесь діапазон електромагнітних хвиль від міліметрових ($\lambda_0 = 10 - 100$ км) до міліметрових ($\lambda_0 = 1 - 10$ мм), а лазерні системи, що тісно примикають за принципом дії та призначенням до радіотехнічних, працюють в інфрачервоному та видимому діапазонах електромагнітних хвиль. Варто наголосити, що використання того або іншого діапазону радіочастот для систем різного цільового призначення регламентовано міжнародною комісією розподілу радіочастот (МКРР) так, як і ширина спектра частот, що відводяться системі того або іншого типу. Ці обмеження впливають на вибір виду радіосигналу та побудову радіосистеми і в остаточному підсумку позначаються на її тактико-технічних характеристиках.

1.7.1 Класифікація діапазонів електромагнітних хвиль

Класифікація електромагнітних хвиль за частотним діапазоном наведена в табл. 1.1. Звичайно, при поділі усєї області електромагнітних хвиль на діапазони враховують відмінності у фізичнім походженні, особливостях поширення, способах генерації та приймання. Однак чітких фізичних границь між частотними діапазонами не існує, вони є значною мірою умовними.

Таблиця 1.1 – Класифікація діапазонів електромагнітних хвиль

Діапазон хвиль		λ , м	f, Гц	f
Радіо діапазон	Декаметрові	$10^8 - 10^7$	3 – 30	$3 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-2}$ кГц
	Метрові	$10^7 - 10^6$	$(3 - 30) \cdot 10^1$	$3 \cdot 10^{-2} - 3 \cdot 10^{-1}$ кГц
	Гектокілометрові	$10^6 - 10^5$	$(3 - 30) \cdot 10^2$	0,3 – 3 кГц
	Міріаметрові	$10^5 - 10^4$	$(3 - 30) \cdot 10^3$	3 – 30 кГц
	Кілометрові	$10^4 - 10^3$	$(3 - 30) \cdot 10^4$	30 – 300 кГц
	Гектометрові	$10^3 - 10^2$	$(3 - 0) \cdot 10^5$	300 – 3000 кГц
	Декаметрові	$10^2 - 10^1$	$(3 - 30) \cdot 10^6$	3 – 30 МГц
	Метрові	$10^1 - 1$	$(3 - 30) \cdot 10^7$	30 – 300 МГц
	Дециметрові	$1 - 10^{-1}$	$(3 - 30) \cdot 10^8$	300 – 3000 МГц
	Сантиметрові	$10^{-1} - 10^{-2}$	$(3 - 30) \cdot 10^9$	3 – 30 ГГц
	Міліметрові	$10^{-2} - 10^{-3}$	$(3 - 30) \cdot 10^{10}$	30 – 300 ГГц
	Дециміліметрові	$10^{-3} - 10^{-4}$	$(3 - 30) \cdot 10^{11}$	300 – 3000 ГГц
Оптичний діапазон	Інфрачервоне випромінювання: дальнє; ближнє.	$10^{-4} - 10^{-5}$ $10^{-5} - 0,76 \cdot 10^{-6}$	$(3 - 30) \cdot 10^{12}$ $(3 - 40) \cdot 10^{13}$	3 – 30 ТГц 30 – 400 ТГц
	Видиме випромінювання	$(0,76 - 0,4) \cdot 10^{-6}$	$(40 - 75) \cdot 10^{13}$	400 – 700 ТГц
	Ультрафіолетове випромінювання: ближнє; дальнє	$0,4 \cdot 10^{-6} - 10^{-7}$ $10^{-7} - 10^{-8}$	$(75 - 300) \cdot 10^{13}$ $(3 - 30) \cdot 10^{15}$	– –
	Рентгенівський та гамма- діапазони	Рентгенівське випромінювання: м'яке; середнє; жорстке. Гамма- випромінювання	$10^{-8} - 10^{-9}$ $10^{-9} - 10^{-10}$ $10^{-10} - 10^{-11}$ $\leq 10^{-11}$	$(3 - 30) \cdot 10^{16}$ $(3 - 30) \cdot 10^{17}$ $(3 - 30) \cdot 10^{18}$ $> 10^{18}$

Примітка. Терміни «ближнє» і «дальнє» вказують на ступінь віддаленості такого піддіапазону від діапазону видимого випромінювання.

Виділяють чотири основних діапазони електромагнітних хвиль: радіохвилі, оптичне випромінювання (інфрачервоне, видиме, ультрафіолетове), рентгенівське та гамма-випромінювання. Границя між діапазонами радіохвиль й інфрачервоного випромінювання виражена також досить нечітко. У деяких літературних джерелах міліметрові та дециміліметрові хвилі час-

то вважають проміжними між радіохвилями та інфрачервоним випромінюванням, а іноді їх відносять до інфрачервоного діапазону. Проте сучасна техніка за способами генерації та сприймання міліметрових і дециміліметрових хвиль дещо ближча до радіотехніки, ніж до інфрачервоної техніки.

Границі між ультрафіолетовим і рентгенівським та гамма-випромінюваннями також є умовними. Наприклад, вдалось отримати рентгенівське випромінювання з довжиною хвилі порядку 10^{-12} м, гамма-випромінювання з довжиною хвилі більш ніж 10^{-10} м. По мірі зменшення довжини хвилі все більше і більше проявляється квантовий характер електромагнітного випромінювання і усе менше його хвильові властивості. Тому при найменуванні діапазонів звичайно говорять про декамегаметрові, мегаметрові, ... , міліметрові і дециміліметрові *хвилі*, а про інфрачервоне, видиме, ультрафіолетове, ... , гамма-*випромінювання* (а не хвиля). Це ще раз підтверджує, що при інфрачервоному та більш короткохвильовому випромінюванні не варто нехтувати його квантовою (дискретною) природою. Вплив цієї дискретності суттєво залежить від принципу та режиму дії радіоприймального обладнання [5], зокрема від наявності підсилювальних каскадів до детектора. За наявності підсилення до детектора (з перетворенням або без перетворення частоти) внутрішні шуми формуються у лінійній частині приймача, а за відсутності – у детекторному каскаді. Приймачі першого типу прийнято називати лінійними, а другого – детекторними. В оптичному діапазоні лінійним можна вважати, наприклад, приймач з лазерним підсилювачем на вході, а детекторним – приймач, що має на вході фотоелемент, який є лічильником фотонів. При визначенні граничної чутливості лінійного приймача квантову природу випромінювання враховують уведенням відповідної поправки у спектральну густину N_0 номінальної потужності внутрішнього шуму приймача, приведеного до його входу. Для ідеального приймача (тобто приймача з коефіцієнтом шуму, що дорівнює одиниці) без урахування квантових ефектів спектральна густина внутрішнього шуму дорівнює $N_0 = kT$, де $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана; T – абсолютна температура вхідного пристрою. З урахуванням квантових ефектів ця величина корегується виразом [4]

$$N_0 = kT \frac{\left(\frac{hf}{kT}\right)}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} + \xi hf$$

де f – частота; $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж/Гц – постійна Планка; ξ – постійний коефіцієнт, який приймається рівним 0,5–1 [4, 5]. З наведеної формули видно, що зі збільшенням частоти за рахунок квантових ефектів спектральна густина теплового шуму зменшується (перший доданок), а квантового шуму, який враховується другим доданком, збільшується. У детекторних приймачах головне значення має внутрішній шум, який з'являється не в

ланках, що передують детектору, а в самому детекторі та наступних каскадах. Тому для таких приймачів попередня формула несправедлива. Однак і в детекторних приймачах на досить високих частотах гранична чутливість лімітується величиною кванта енергії hf і погіршується з ростом частоти f . При $\xi = 1$ спектральна густина шуму, приведенного до входу приймача, визначається за формулою [4]

$$N_0 = kT \frac{hf}{1 - e^{-\frac{hf}{kT}}} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{Гц}} \right].$$

Аналіз останньої формули показує, що квантові ефекти починають суттєво позначатися вже при $hf \geq kT$, тобто при $f \geq f_{гр}$, де $f_{гр} \approx kT/h$. Так, наприклад, при кімнатній температурі ($T = 290 \text{ K}$) гранична частота становить приблизно $f_{гр} \approx 6 \cdot 10^{12} \text{ Гц}$, а при температурі рідкого гелію ($T = 3 \text{ K}$) – $f_{гр} \approx 6 \cdot 10^{10} \text{ Гц}$. Звідси випливає, що при кімнатній температурі гранична частота, на якій уже починають суттєво позначатися квантові ефекти, розташована на початку діапазону інфрачервоного випромінювання (табл. 1.1), а при температурі рідкого гелію (тобто при застосуванні значного штучного охолодження вхідної частини приймача) – у діапазоні міліметрових хвиль. Це пояснює, чому міліметрові та субміліметрові хвилі іноді відносять не до радіохвиль, а вважають проміжними між радіохвилями та інфрачервоним випромінюванням.

1.7.2 Особливості роботи радіосистем у різних частотних діапазонах

Чим довші електромагнітні хвилі, тим з меншим згасанням вони огинають земну поверхню. Тому *міріаметрові хвилі* використовують для глобальних систем радіозв'язку та радіонавігації. Вони цілодобово поширюються навколо Землі. Меншою мірою, ця позитивна властивість притаманна *кілометровим* хвилям. Основними недоліками кілометрових та особливо міріаметрових радіохвиль є:

- труднощі ефективного випромінювання, які пов'язані з малими розмірами антенної системи порівняно з довжиною хвилі; доводиться застосовувати антенні системи дуже великих розмірів та подавати на їхні входи коливання великої потужності; наприклад, у роботі [6] описана система передачі телеграфних сигналів на частотах 10–30 кГц, у якій до передавальної антени розміром близько 1 км підводилась середня потужність 1000 кВт;
- мала пропускна здатність, яка зумовлена вузьким частотним діапазоном; це призводить до необхідності використання телеграфної передачі з порівняно невеликою швидкістю;
- сильна дія атмосферних, індустриальних завад, а також завад від

сусідніх радіостанцій, що значно перевищує дію внутрішнього шуму радіоприймальних пристроїв;

– труднощі отримання вузьконаправленого випромінювання та його сприймання.

Меншою мірою зазначені переваги та недоліки виявляються у діапазоні *гектометрових* хвиль. Головною особливістю *декаметрових* хвиль є їхнє поширення уздовж земної поверхні за рахунок відбиття від іоносфери. Завдяки цьому стає можливим, як і на міріаметрових хвилях, глобальний радіозв'язок, але цей зв'язок схильний до завмирань, зумовлених явищем інтерференції хвиль, які прийшли у точку прийому різними шляхами.

Метрові та більш короткі хвилі поширюються, переважно, у межах геометричної видимості. Однак на дециметрових та сантиметрових хвилях ще можливе приймання на відстані, яка значно перевищує геометричну видимість, унаслідок існування відбиття від тропосфери. На метрових та коротших хвилях інтенсивність більшості атмосферних й індустриальних завад зменшується до рівня, порівнянного із внутрішнім шумом радіоприймального обладнання. Також зменшуються взаємні завади від сусідніх радіостанцій, але значною мірою позначаються шуми від Галактики і Сонця.

На *дециметрових* та особливо на *сантиметрових* хвилях вдається реалізувати такі переваги коротких хвиль, що дають змогу отримувати гостроспрямоване випромінювання та приймання при порівняно невеликих розмірах антенних систем з можливістю передачі великої кількості інформації. Водночас, хвилі довші за 3 см ще досить слабо згасають в атмосфері, і їхнє поширення порівняно мало залежить від метеорологічних умов (часу доби, року, наявності туману, хмар, опадів, перешкод від Сонця тощо). Хвилі коротші за 3 см значно поглинаються атмосферою, і їхнє поширення істотно залежить від метеорологічних умов. Згідно з [3] в області дециміліметрових хвиль і в дальній зоні інфрачервоного випромінювання вікна прозорості, практично, відсутні, що є однією з основних причин слабого освоєння цих діапазонів. У межах вікон прозорості хвилі коротші за 3 см зазнають порівняно невеликого загасання у чистій атмосфері, але на їхнє поширення значною мірою впливають метеорологічні умови. Такі хвилі використовують найчастіше у космосі, а також у системах наземного зв'язку по захищених від зовнішнього впливу середовищах (хвилеводах та світловодах). Як уже зазначалось раніше, істотним недоліком, що з'являється унаслідок переходу від більш довгих хвиль до дециміліметрових та особливо до інфрачервоного і більш короткохвильового випромінювання, є різке посилення квантових ефектів. Однак міліметрові та більш короткі хвилі мають істотні переваги, основними з яких є:

– надзвичайно широкий частотний діапазон, що дозволяє розміщувати величезну кількість частотних каналів;

– можливість отримання гостроспрямованого випромінювання та сприймання при досить-таки малих розмірах антенного обладнання;

– можливість виміру дуже малих радіальних швидкостей об'єктів, яка зумовлена тим, що навіть при незначній радіальній швидкості утворюється значний доплерівський зсув частоти прийнятого сигналу $F_d = v_r/\lambda$.

Проте варто зазначити, що висока спрямованість випромінювання та велика чутливість до радіальної швидкості, у багатьох випадках, є не перевагою, а швидше недоліком, тому що потрібне точне «націлювання» на приймач максимуму діаграми спрямованості антени передавача. Окрім того, при вузькій діаграмі спрямованості антени приймача необхідно забезпечувати її автоматичний супровід за кутовими координатами та носійною частотою, так як можлива різка зміна цієї частоти при появі або зміні радіальної швидкості v_r .

Щодо активних елементів, які застосовують у різних діапазонах радіочастот, варто зазначити, що у діапазонах метрових та більш довгих хвиль для потужних каскадів ($P > 1000$ Вт) використовують, загалом, вакуумні радіолампи, а для менш потужних – напівпровідникові діоди і транзистори. На сантиметрових хвилях у потужних каскадах застосовують, головним чином, магнетрони, клістри та ЛБХ, а у вхідних каскадах приймача – параметричні підсилювачі на варакторах (діодах з нелінійною ємністю), ЛБХ, тунельні діоди, мазери, напівпровідникові змішувальні діоди, клістри (як гетеродини). Параметричні підсилювачі без охолодження забезпечують шумову температуру приймача у межах $T_{ш} = 50 - 600$ К, а при охолодженні – $T_{ш} = 15 - 20$ К. Мазери в режимі охолодження мають $T_{ш} = 12 - 15$ К, тунельні діоди $T_{ш} = 400 - 1000$ К.

Дециметрові хвилі займають проміжне положення між метровими і сантиметровими, тому в довгохвильовій та короткохвильовій частинах цього діапазону застосовують, загалом, ті ж електронні прилади, що і на метрових та сантиметрових хвилях, відповідно. У довгохвильовій частині діапазону міліметрових хвиль використовують, як правило, прилади того ж типу, що й на сантиметрових, але спеціальної конструкції. Короткохвильова частина діапазону міліметрових хвиль та дальня область інфрачервоного випромінювання поки що мало освоєні. Це пояснюється, з одного боку, зазначеними вище істотними недоліками цих діапазонів, а з іншого – труднощами створення ефективних приладів для генерації та сприймання електромагнітних коливань. Дійсно, застосування у цих діапазонах приладів того ж типу, що й на сантиметрових хвилях, стримується необхідністю надмірного зменшення їхнього об'єму та ювелірної точності виготовлення. Використанню у цьому діапазоні приладів оптичного діапазону (лазерів, фотодіодів, фоторезисторів тощо) перешкоджає недостатня квантова ефективність (мала енергія кванта) випромінювання. У ближній частині інфрачервоного діапазону та у діапазоні видимого випромінювання енергія кванта є достатньою для забезпечення високої ефективності квантових приладів. При цьому когерентне випромінювання забезпечують лазери, а сприймання випромінювання (когерентного або некогерентного) – фоторезистори, фотодіоди та фотоперемножувальні пристрої. Вищезазначені

особливості радіоелектронних засобів, які працюють у різних діапазонах хвиль, призвели до того, що на сьогоднішній день, найбільше використовуються сантиметрові та дециметрові хвилі (головним чином у діапазоні $\lambda = 3 - 30$ см); вони знайшли широке застосування у радіолокації, радіонавігації, системах радіокерування, радіозв'язку, радіоастрономії та у низці інших галузей. Це можна пояснити так:

1. У діапазоні $\lambda = 3 - 30$ см є можливість реалізувати найвищу чутливість радіоприймальних пристроїв. Дійсно, чутливість радіоприймального пристрою визначається мінімальною необхідною середньою потужністю сигналу на вході приймача

$$P_{\text{вх.мін}} = kT\Delta f\gamma,$$

де Δf – шумова смуга пропускання приймача до детектора; γ – співвідношення сигнал–шум на вході детектора, необхідне для нормальної роботи вихідного пристрою; коефіцієнт γ при заданій смузі Δf визначається такими факторами:

– еквівалентною шириною смуги пропускання $\Delta F_{\text{екв}}$ після детектора, або що те ж саме, допустимим часом накопичення інформації на ді $T_{\text{н}} \sim 0.5\Delta F_{\text{екв}}$;

– ступенем наближення якості обробки інформацій у приймачеві до найкраще можливого;

– необхідним відношенням сигнал–шум на виході приймача (тобто в смузі $\Delta F_{\text{екв}}$), яке залежить від виду обладнання вихідних пристроїв, необхідної точності та надійності його роботи.

На чутливість $P_{\text{вх.мін}}$ впливає діапазон частот, від якого загалом залежить шумова температура (мінімальна в діапазоні сантиметрових і дециметрових хвиль). Це пояснюється тим, що на більш довгих хвилях суттєво зростає інтенсивність зовнішніх завад, а на більш коротких хвилях – інтенсивність внутрішнього шуму (за рахунок квантових ефектів). Мінімальне значення шумової температури, яке вдалося одержати у земних умовах становить близько $T_{\text{ш.мін}} \approx 30$ К. Таке значення $T_{\text{ш.мін}}$ отримано лише на сантиметрових та дециметрових хвилях при виконанні умов:

– приймальна антена має вузьку діаграму спрямованості, орієнтовану під великим кутом до горизонту та не охоплює суттєву частину космічного випромінювання (Сонця, зірок, іоносфери тощо); при цьому шум антени визначається, головним чином, шумом атмосфери, ефективна шумова температура якої близька до 10 К;

– приймальне обладнання виконане на охолодженому (до 4–20 К) параметричному підсилювачі або мазері.

При прийманні повільних повідомлень, що допускають великий час накопичення (десятки або сотні секунд), добуток $\Delta f\gamma$, що входить у попередню формулу, можна зробити малим, наприклад, 0,1–0,01 Гц. Тоді оде-

ржуємо $P_{\text{вх.мін}} = (0,4 - 4) \cdot 10^{-22}$ Вт, що приблизно відповідає найкращим, досягнутим на сьогодні, значенням чутливості радіоприймальних пристроїв.

2. Сантиметрові та дециметрові хвилі (при $\lambda \geq 3-5$ см) майже не послаблюються в атмосфері, і їхнє поширення порівняно мало залежить від метеорологічних умов.

3. На сантиметрових хвилях вдається одержувати вузькі діаграми спрямованості при порівняно невеликих розмірах антенних систем. Наприклад, в антени з параболічним рефлектором ширина діаграми спрямованості на рівні 0,5 за потужністю становить:

$$\Theta \approx (60 - 70) \lambda/D,$$

де D – діаметр рефлектора. Наприклад, при $\lambda = 3$ см та $D = 10$ м, $\Theta \approx 0,4^\circ$.

4. Вузька діаграма спрямованості сприяє великому підсиленню потужності антенною системою

$$\eta \approx 0,5 D^2 / \lambda^2,$$

яке при $\lambda = 3$ см і $D = 10$ м дорівнює $0,5 \cdot 10^5$, тобто близько 50 дБ.

5. У сантиметровому діапазоні хвиль можна генерувати коливання великої потужності – десятки мегават в імпульсному режимі та десятки кіловат у безперервному, а ширина цього діапазону становить десятки тисяч мегагерц, що дозволяє розмістити без взаємних перешкод велику кількість частотних каналів, а також передавати одночасно багато незалежних повідомлень на одній носійній частоті.

Останні часом, у зв'язку з різким зростанням кількості радіоелектронних пристроїв та систем, стала нагальною потреба у вільних частотах діапазонів менших за 30 ГГц ($\lambda > 1$ см). Тому почалося інтенсивне освоєння діапазонів міліметрових та більш коротких хвиль, і насамперед оптичного діапазону. Найбільш перспективною для різноманітних застосувань (щонайменше у найближчі роки) виявилась порівняно вузька ділянка оптичного діапазону (0,4–10 мкм), тобто діапазону видимого світла та близького до нього інфрачервоного випромінювання.

Підводячи підсумки, можна стверджувати, що кожна ділянка усього величезного діапазону електромагнітних хвиль має свої переваги та недоліки, і свої перспективні галузі застосування. Проте найбільш цінним для інформаційних цілей, на сьогодні, є дві порівняно вузькі ділянки: діапазони 3–30 см та 0,4–10 мкм. Перший, загалом, уже освоєний, а повне освоєння другого – головна задача найближчого майбутнього.

2 ПЕРСПЕКТИВНІ ЗАСОБИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ У РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

Спектр технологій та засобів, які застосовуються при створенні радіотехнічних систем постійно розширюється, при цьому використовуються останні досягнення у багатьох галузях науки і техніки. Усе це формує високі вимоги до рівня освіти сучасного радіоінженера та вимагає комплексного (системного) розгляду сукупності проблем, що виникають у процесі розробки будь-якої радіотехнічної системи, а тим паче радіотехнічного комплексу. При системному підході до процесу проектування розробник має чітко уявляти призначення та умови експлуатації розроблюваної системи, які визначають принцип її роботи, тактико-технічні характеристики та структуру. Рациональний вибір принципу дії та структури не може бути зроблений без глибокого знання сучасних технологій, існуючої елементної бази, застосування засобів обчислювальної техніки. Так використання мікропроцесорної техніки, оптичних методів обробки сигналів, а також пристроїв на поверхнево-акустичних хвилях дозволило суттєво покращити характеристики радіосистем, а останні досягнення у галузі високотемпературних надпровідників дозволять зробити подальший крок у напрямку прийому та обробки слабких сигналів. Безумовно, сучасний радіоінженер має вміти застосовувати методи оптимізації складних систем, володіти методикою їхнього проектування, починаючи від евристичних оцінок і фізичного експерименту до математичного моделювання та автоматизованого проектування. Деякі з цих питань освітлюються у наступних підрозділах.

2.1 Застосування голографічних технологій

Сутність голографічних технологій можна пояснити так. В обладнанні, що реєструє, записується картина інтерференції двох випромінювань: когерентного, яке надходить безпосередньо від його джерела (наприклад, лазера), і вторинного випромінювання, утвореного відбиттям цього ж коливання від досліджуваного об'єкта. Первинне випромінювання називають *опорним*, а вторинне – *об'єктним* (предметним). *Результат запису є голограмою*. Повна картина інтерференції опорного та об'єктного випромінювань є об'ємною, і для її запису потрібна тривимірна голограма. Однак об'ємна інформація про об'єкт міститься також у картині інтерференції в одній площині, для запису якої достатньо плоскої голограми. Як реєстратор, що дозволяє отримувати плоску голограму, можна використовувати дрібнозернисту фотоплівку. Після опромінення такої плівки сумою опорного та об'єктного випромінювань спостерігається потемніння певних ділянок негатива фотоплівки. Найбільшому потемнінню відповідають пучності сумарного випромінювання, а ті ділянки, які опинились у

вузлах інтерференційної картини, залишаються світлими. Іншими словами, прозорість елементів фотоплівки є мірою інтенсивності сумарного випромінювання у відповідних місцях площини. Для одержання об'ємної голограми потрібний більш складний реєстратор, тому що він має реєструвати інтенсивності сумарного випромінювання у просторі. У випадку оптичного опромінювання для об'ємної реєстрації часто використовують товсту дрібнозернисту світлочутливу структуру. Для відтворення записаної інформації голограма має бути піддана опроміненню, яке можна здійснити за допомогою джерела опорного випромінювання.

Під час руху об'єкта відносно джерела випромінювання картина інтерференції змінюється, тому що виникають доплерівські зсуви частоти. Ще більші труднощі з'являються, якщо доплерівські зсуви частоти змінюються у часі, або містять які-небудь нестационарні явища усередині досліджуваного об'єкта. Для таких динамічних об'єктів картина інтерференції опорного та об'єктного випромінювань є нестационарною, і для її запису та відтворення потрібні більш складні методи. Одним з таких методів є імпульсна голографія: за час одного досить короткого імпульсу (наприклад, тривалістю 10^{-8} с) більшість нестационарних об'єктів можна вважати локально стационарними, а від імпульсу до імпульсу результати запису та відтворення будуть змінюватись відповідно до змін, викликаних нестационарними властивостями об'єкта. Як показали теоретичні та експериментальні дослідження, голографічні технології запису та відтворення інформації мають деякі корисні властивості. Наведемо основні з них [7]:

1. Можливість більш докладно записувати та відтворювати об'ємні зображення об'єктів (порівняно, наприклад, зі стереосвітлинами). Зокрема, спостерігач, який сприймає відтворюване випромінювання, що проходить через об'ємну голограму, може розглядати об'єкт під різними кутами, а не під одним кутом, як це можливо у стереосвітлинах.

2. Значна частина об'ємної інформації відносно об'єкта зберігається навіть при знищенні частини плоскої голограми. Так, інформація про контури об'єкта може бути збережена при руйнуванні до 90% плоскої голограми.

3. Для створення голограми, зазвичай, можна використовувати випромінювання різної фізичної природи: електромагнітні або пружні хвилі), радіохвилі, оптичне, рентгенівське випромінювання, звукові або ультразвукові коливання тощо. Запис голограми можна здійснювати коливаннями однієї фізичної природи та частоти, а відтворювати голограму – коливаннями іншої природи і частоти. Наприклад, голограму, записану за допомогою невидимого випромінювання (ультразвукового, інфрачервоного та ін.), можна відтворювати видимим світлом. При цьому стають видимими об'єкти і процеси, які людина не здатна безпосередньо бачити. Залежно від того, яке випромінювання використовують для формування голограми, розрізняють: оптичну голографію, радіоголографію, ультразвукову голографію.

4. На одній і тій же голограмі можна записати декілька чорно-білих або кольорових зображень. При цьому запис і відтворення можна здійснювати незалежно, але при дотриманні певних умов для вилучення взаємних завад.

5. Голографічні методи принципово дозволяють записувати, зберігати та відтворювати більшу кількість інформації, ніж інші відомі технології за одних і тих же умов.

Окрім таких, винятково кількісних відмінностей, голографія дозволяє вирішувати ряд якісно нових задач (наприклад, розглядати невидимий безпосередньо об'єкт з різних сторін). Отже, голографія має важливі переваги порівняно з іншими, раніше відомими, технологіями видобування (запису та відтворення) інформації, проте голографічним методам притаманна низка обмежень і недоліків, а саме:

1. Голограму можна створювати не у будь-якому діапазоні хвиль. При довгих хвилях відстань між вузлами та пучностями інтерференційної картини настільки велика, що потрібні або занадто великі розміри голограми, або застосування занадто складних методів її формування та відтворення. При досить коротких хвилях (наприклад, рентгенівських або більш коротких), навпаки, відстань між вузлами та пучностями настільки мала, що виникають труднощі їхньої реєстрації. Крім того, на сьогодні є певні труднощі у створенні джерел когерентного випромінювання для ультрафіолетового та рентгенівського діапазонів електромагнітних хвиль. На сучасному рівні розвитку радіоелектроніки найбільш прийнятним для голографії вважають оптичний діапазон електромагнітних хвиль, а в умовах сильного згасання – сантиметровий. При голографії об'єктів, розташованих у середовищах, непрозорих для хвиль оптичного або радіодіапазону, часто знаходиться застосування ультразвукова голографія. Однак і в радіодіапазоні, і в діапазоні ультразвукових хвиль основна перевага голографії – можливість здобування величезної кількості інформації порівняно простими засобами може бути реалізована лише частково.

2. Оптична голографія дозволяє записувати на голограмі досить велику кількість інформації, однак приймання всієї цієї інформації автоматичними пристроями становить значні технічні труднощі, навіть під час використання найсучасніших ЕОМ. Проте швидкий розвиток інформаційних технологій та їхнє впровадження у голографію (тобто розвиток так званої цифрової голографії) дозволяє сподіватися, що у найближчому майбутньому ці труднощі будуть частково подолані.

3. Як зазначалося в п. 1, найбільшу кількість голографічної інформації, на сьогодні, можна видобувати у діапазоні видимого випромінювання, але у низці випадків воно суттєво згасає під час поширення від джерела до об'єкта та від об'єкта до приймального пристрою.

4. Голографічні технології дозволяють, з принципового погляду, отримувати велику кількість інформації, але, як відомо, що більша кількість інформації про об'єкт має бути здобута, то більш високі вимоги ви-

суваються до завадостійкості обладнання видобування інформації. На сьогодні, питання завадостійкості голографічних пристроїв досліджено ще недостатньо.

5. Важко забезпечити необхідну якість голограм для нестационарних об'єктів.

6. Голографічному обладнанню, принципово, властива висока надійність, зумовлена тим, що вилучення навіть значної частини голограми не призводить до істотного погіршення якості відтвореної інформації. Однак ця висока надійність забезпечується завдяки великій структурній надмірності у системі. Крім того (і це, мабуть, головне), висока надійність є лише у припущенні, що імовірність виходу з ладу всієї (майже всієї) голограми мала. Іншими словами, застосування голографічних технологій дає підвищення надійності лише за інших рівних умов, які не завжди можливо забезпечити. Тому голографічний експеримент і по теперішній час залишається досить-таки тонким фізичним експериментом, який вимагає унікального обладнання та великої майстерності від дослідника, так як занадто багато факторів впливає на перебіг процесу одержання голограми, і в кінцевому результаті – на її якість. Наприклад, нерівномірність променистого потоку в місці перетину предметного (об'єктного) пучка спотворює розподіл інтенсивності випромінювання у площині голограми, фазові неоднорідності деталей оптичної системи, дефекти фотошару, неоднорідності протікання фотохімічного процесу в площині фотоплівки спотворюють фронти опорної та предметної (об'єктної) хвиль; дефекти фотоемульсійного поливу безпосередньо відбиваються на якості фотошару; вібрації обладнання знижують розрізнявальну здатність голограми. Одні із зазначених обмежень і труднощів, які виникають під час реалізації голографічних методів, є принциповими, інші можуть бути усунуті або послаблені у процесі подальшого розвитку голографії.

Подібно до того, як застосування імпульсного методу в радіолокації стимулювало розвиток та появу багатьох галузей радіоелектроніки (насамперед, імпульсної та НВЧ-техніки), поява голографії сприяла прискоренню досліджень в інших галузях радіоелектроніки, і, передусім, функційної електроніки, зокрема оптоелектроніки.

2.2 Застосування методів та засобів функціональної електроніки

Функціональний компонент (прилад) – цілий, конструктивно закінчений виріб, який виконує складні функції не за рахунок великого числа функціонально розділених елементів, а за рахунок використання відповідних фізичних явищ. Прикладами функціональних компонентів є акустоелектронні та оптоелектронні прилади, деякі типи приладів із зарядовим зв'язком тощо. Елементну базу обладнання оптичного діапазону хвиль становлять джерела та приймачі оптичного випромінювання, модулятори, оптичні та оптоелектронні перетворювачі, світловоди.

Основними джерелами когерентного оптичного випромінювання є лазери, що працюють у режимі безперервного або імпульсного випромінювання. Вони здатні віддавати середню потужність до 150 Вт, а потужність в імпульсному режимі може досягати до 1200 Вт при КПД від 0,1 до 10–30% (залежно від типу лазера та режиму його роботи). Головними недоліками більшості типів сучасних лазерів є порівняно велика маса та габарити, а також недостатньо довгий термін служби.

Джерела некогерентного оптичного випромінювання більш різноманітні: розжарювані та газорозрядні джерела, напівпровідникові світлодіоди та ін. Світлодіоди здатні давати лише невеликі потужності випромінювання, проте мають велику швидкодію, можуть бути виконані за інтегрованими мікротехнологіями. Основними видами приймачів оптичного випромінювання є фотодіоди, фототранзистори та фоторезистори. Усі вони допускають застосування інтегрованих мікротехнологій. Для амплітудної модуляції оптичного випромінювання використовують фізичні явища, які призводять до повороту площини поляризації випромінювання (наприклад, ефекти Керра або Поккельса), а для частотної модуляції – п'єзоефект або магнітострикційний ефект, що дозволяє змінювати оптичну довжину резонатора. Проте здійснення широкосмугової модуляції (наприклад, із частотами модуляції більш ніж 100 мГц) є однією з проблем, яка ще підлягає вирішенню. Основними видами оптичних перетворювачів є оптичні лінзи та дзеркала. Сигнал, пройшовши через такий перетворювач, зберігає свою оптичну природу у всіх «перетинах» перетворювача. На відміну від цього, оптоелектронні перетворювачі різних типів роблять перетворення оптичного сигналу в електричний сигнал (пряме перетворення), або обернене перетворення, або обидва типи перетворень. Наприклад, існують такі прилади, де перетворення здійснюються за ланцюжком «оптичне випромінювання – електронний потік у вакуумі – оптичне випромінювання» (для першого перетворення використовують фотокатод, а для другого – люмінесцентний екран). Такий перетворювач може підсилювати оптичні сигнали (наприклад, якщо після утворення електронного потоку підсилити його багаторазовим використанням вторинної емісії електронів), здійснювати модуляцію (керуючи напругою, яка «розганяє» електронний потік). Важливим класом оптоелектронних приладів, загалом, та оптоелектронних перетворювачів, зокрема, є так звані оптрони (оптроні пари), які є комбінацією відповідним чином взаємодіючих джерел оптичного випромінювання та його приймача – світлодіода, фоторезистора, або фотодіода. Існують два типи оптронів: із внутрішнім електричним та внутрішнім оптичним зв'язком. Оптрон першого типу здійснює перетворення за схемою «оптичний сигнал – електричний сигнал – оптичний сигнал». Він може бути використаний, наприклад, для перетворення невидимого оптичного випромінювання (найчастіше інфрачервоного) у видиме випромінювання. Оптрон другого типу робить перетворення за схемою «електричний сигнал – оптичний сигнал – електричний сигнал» (наприклад, електричний сигнал ви-

кликає світіння світлодіода, що сприймається фотодіодом, останній перетворює падаючий на нього світловий потік у електричний сигнал). Оптрон цього типу має найрізноманітніші застосування: перетворення електричних сигналів, їхня генерація, посилення, перемикання, гальванічна розв'язка тощо. За різноманітністю та важливістю застосувань такий оптрон можна порівняти з транзистором. Він, як і транзистор, при застосуванні відповідних елементів (наприклад, фото- й світлодіодів) допускає застосування інтегрованих мікротехнологій.

Досить важливими новими пасивними елементами оптоелектроніки є світловоди. Світловод, подібно електричному кабелю, може містити як одну, так і декілька жил (іноді навіть кілька десятків або сотень). Кожна жила – тонке (діаметром порядку декількох мікрометрів) оптично прозоре волокно, ізольоване від інших волокон відповідним покриттям. Оптичне випромінювання проходить через таке волокно шляхом багаторазового повного внутрішнього відбиття від його стінок. Основними проблемами волоконної оптики є ефективне введення у волокно оптичного сигналу, його вивід та забезпечення малого згасання при поширенні вдовж волокна. У кращих сучасних зразках згасання у волокні порівняно невелике – менше 1 дБ/км, однак такі світловоди поки ще дорогі. У доступних же для масового застосування конструкціях згасання досягає кількох одиниць або навіть десятків децибелів на кілометр. Тому поки що світловоди застосовують для каналізації оптичних сигналів, переважно, на порівняно малій відстані (до декількох десятків кілометрів). Однак, безсумнівно, що віддалі дії світловодів буде збільшуватися, а вартість зменшуватися. З вищенаведеного, далеко не повного, переліку елементів оптоелектроніки видно, що вони відрізняються значною різноманітністю та великими можливостями незважаючи на те, що ця галузь радіоелектроніки є однією з наймолодших. Бурхливий розвиток оптоелектроніки пов'язаний з такими привабливими властивостями оптичного діапазону та працюючих у цьому діапазоні пристроїв та систем:

1. Пропускна здатність оптичного діапазону (навіть без урахування ультрафіолетової частини діапазону) на кілька порядків більша ніж пропускна здатність усього діапазону радіохвиль (включно до міліметрових). Це забезпечує передачу (видобування) за заданий час значно більшої кількості інформації, а при заданій кількості інформації – більшу швидкодію.

2. Інформація, яка переноситься видимою частиною оптичного спектра випромінювання, може сприйматися людиною за допомогою органів зору безпосередньо, тобто без яких-небудь спеціальних попередніх перетворень. Зір же забезпечує людині сприйняття приблизно 90% усієї доступної до неї інформації.

3. В оптичному діапазоні радіопередавальні та радіоприймальні пристрої можуть мати досить вузькі діаграми спрямованості випромінювання та сприймання.

4. Оптичні локаційні пристрої та системи забезпечують більш високу

точність вимірювань кутових координат, віддалей, радіальних швидкостей об'єктів та інших параметрів руху.

5. Приймальне обладнання з використанням інтегрованих мікротехнологій може мати велику кількість незалежних каналів. Ця особливість оптичного діапазону повністю реалізується при застосуванні голографічних технологій видобування та обробки інформації.

6. Оптикоелектронні прилади здатні здійснювати незрівнянно більшу кількість різноманітних перетворень сигналів, ніж електричні елементи. По-перше, це зумовлено простотою перетворення оптичного сигналу в електричний, і навпаки. По-друге, на оптичних ділянках таких перетворювачів носієм інформації є не одномірний сигнал (функція часу), а багатовимірний (функція часу та просторових координат), і керувати їм можливо не по одній координаті (часу або частоті), а по декількох (наприклад, можна здійснювати не тільки часову і частотну, а й просторову та поляризаційну селекцію).

7. Світловоди, носіями сигналів у яких є фотони, а не електрони, практично не реагують на дії зовнішніх електричних та магнітних полів. Крім того, фотони на відміну від електронів є електронейтральними, отже, відсутня взаємодія усередині потоку оптичного випромінювання, яка призводила до створення завад.

8. Застосування оптронів із внутрішнім оптичним зв'язком дозволяє здійснювати гальванічну розв'язку між входом та виходом, можливість простого здійснення з'єднань без механічних контактів.

Проте на сучасному етапі розвитку, оптикоелектронним пристроям та системам також властиві істотні недоліки. Найважливішими з них є:

1. Зменшення віддалі дії, причиною якого є сильне згасання оптичного випромінювання в атмосфері. Ці труднощі не завжди можна подолати застосуванням якого-небудь виду каналізації оптичного випромінювання, наприклад, волоконними світловодами.

2. Складність пошуку оптичних сигналів по кутових координатах та частоті.

3. Сучасне оптикоелектронне обладнання працює лише у порівняно вузькій частині оптичного діапазону хвиль у межах 0,4–10 мкм, причому найбільшою мірою освоєний ще більш вузький діапазон – від 0,4 до 1,2 мкм. Щоправда, освоєна ділянка діапазону є найважливішою, так як охоплює всю видиму частину спектра та ту частину невидимого спектра, на якій більшість природних джерел створює інтенсивне випромінювання. Окрім того, ця ділянка оптичного діапазону є найбільш короткохвильовою (за винятком ультрафіолетової частини діапазону) і, таким чином, забезпечує найбільшу пропускну здатність при передаванні (отриманні) інформації.

4. На сьогодні величезна пропускну здатність оптичного діапазону хвиль реалізована лише частково через обмежену швидкодію модулаторів та демодулаторів оптичного випромінювання. Переважна більшість цих

пристроїв має інерційність порядку 10^{-10} с, тобто спектр відтворення частот модуляції становить приблизно 10 ГГц.

5. Поява в оптичному діапазоні додаткового джерела шуму – квантового шуму, що знижує чутливість приймачів сигналів.

6. Найбільші можливості (зокрема, можливість застосування голографічних методів) мають когерентні оптичні випромінювання. Однак маса, габарити та вартість основних джерел когерентного випромінювання – лазерів – для деяких застосувань ще недостатньо малі, а надійність та коефіцієнт корисної дії недостатньо високі.

Деякі з цих недоліків є тимчасовими і будуть усунуті під час подальшого розвитку оптоелектроніки. Інші недоліки принципові, їх долають, використовуючи комбіновані системи, до складу яких входить обладнання як оптичного, так і радіочастотного діапазону, тобто комплексні системи. Можливості оптоелектроніки досить великі, що й стимулює її бурхливий розвиток.

Усе більшого значення набуває використання акустоелектронних елементів та вузлів. Давно та широко відомі такі акустоелектронні елементи, як кварцові резонатори та лінії затримки, засновані на п'єзоелектричному ефекті (прямому та оберненому). Останнім часом широкого розповсюдження набули прилади на поверхневих акустичних хвилях, у яких використовується взаємодія цих хвиль з потоком електронів. Ці прилади можуть здійснювати підсилення електричних сигналів, затримку у часі та інші функції. Вони допускають застосування інтегрованих мікротехнологій і на порівняно невисоких частотах (10–100 МГц) інколи перевершують за сукупними показниками інші прилади. Особливо перспективні комбіновані акустоелектронні системи, акустична (як правило, ультразвукова) частина яких призначена для подолання основного обмеження, пов'язаного із застосуванням електромагнітних коливань – великого згасання цих коливань у деяких середовищах. Фізичні явища, які покладені в основу дії багатьох радіоелектронних приладів, досить різноманітні й нараховують сотні видів. Використовуються явища у твердих тілах, рідких кристалах, рідинах і газах. Особливо різноманітні явища у твердих тілах: в одношарових структурах (метал, діелектрик, напівпровідник); двошарових (метал–метал; діелектрик–діелектрик; напівпровідник–напівпровідник; метал–діелектрик; метал–напівпровідник; діелектрик–напівпровідник); тришарових (метал–діелектрик–метал; діелектрик–метал–напівпровідник) і багатошарових, де число комбінацій практично необмежене.

2.3 Засоби обчислювальної техніки у радіотехнічних системах

У сучасних радіотехнічних системах електронні обчислювальні засоби займають особливе місце. Вони здійснюють обчислювальні операції при видобуванні, передаванні, зберіганні та перетворенні інформації. Окрім того, за їхньою допомогою виконують моделювання різних процесів, сис-

тем, пристроїв, а також формування команд та сигналів керування. Електронні обчислювальні засоби поділяють на електронні обчислювальні машини (ЕОМ), пристрої, системи, мережі та центри. Сукупність двох або більше ЕОМ, які виконують спільне завдання, називають *електронною обчислювальною системою*. Якщо система містить ЕОМ, які суттєво рознесені у просторі та з'єднані лініями передачі даних, то вона іменується *обчислювальною мережею або великою обчислювальною системою*. Сукупність ЕОМ, зосереджених в одному місці (центрі) і об'єднаних в організаційному відношенні, називають *обчислювальним центром*. Електронний обчислювальний пристрій є частиною ЕОМ або радіосистеми. З викладеного випливає, що основним обчислювальним засобом є ЕОМ. Сьогодні ЕОМ знаходять широке застосування, практично у всіх без винятку, галузях людської діяльності, і з кожним днем їхнє значення у житті суспільства зростає. Вони можуть працювати як у повністю автоматичному режимі (мається на увазі автоматичне введення та виведення інформації), так і в режимі спілкування з людиною. В останньому випадку, ЕОМ повинні мати пристрої вводу та виводу для здійснення узгодженості роботи ЕОМ з людиною – оператором. Електронні обчислювальні засоби працюють, або автономно (наприклад, в обчислювальних центрах, обчислювальних мережах), або у складі відповідних систем керування. В останньому випадку, вони відіграють роль пристроїв – підсистем, до яких висуваються певні вимоги, наприклад – видача інформації без істотної затримки у часі. У радіоелектроніці обчислювальні засоби використовуються найчастіше у складі радіоелектронних пристроїв та систем, а також при проектуванні, виробництві й експлуатації радіокомплексів.

За принципом дії ЕОМ поділяють на *аналогові, цифрові та гібридні* (комбіновані). В аналогових ЕОМ оброблювані сигнали мають вигляд безперервних функцій часу. У цифрових – сигнал формується послідовністю цифр (двійкових), тобто у цифровому коді. Тому якщо вхідні сигнали аналогові, то вони перед введенням у цифрову ЕОМ потребують аналого-цифрового перетворення – дискретизації безперервних функцій у часі з певним інтервалом дискретності Δt та квантування для отриманих дискретних відліків за рівнем з певним кроком квантування Δu . Якщо на виході ЕОМ сигнал має бути аналоговим, то він перед видачею споживачеві зазнає оберненого цифро-аналогового перетворення.

Дія аналогових ЕОМ заснована на тому, що процеси, які відбуваються у різних фізичних системах, можуть бути описані однаковими (з точністю до масштабів) диференціальними рівняннями, отже їх можливо відобразити в електронній моделі системи, яка описується такими ж рівняннями. Тому основною частиною аналогової ЕОМ є сукупність стандартних функціональних електронних блоків, за допомогою яких можна реалізувати різні диференціальні рівняння (лінійні, нелінійні, з постійними, змінними коефіцієнтами тощо) і різні впливи (детерміновані, випадкові). Такими блоками є, зокрема, операційні підсилювачі, блоки змінних опорів (лінійних і

нелінійних), генератори детермінованих та випадкових діянь, які реєструються різноманітними пристроями – осцилографами, самописцями та ін. До основних переваг аналогових ЕОМ відносять, перш за все, наочність спостереження процесів у різних ділянках відображуваної системи, зручність дослідження систем з багатьма входами та виходами, більшу швидкодію при тій же інерційності елементів. Основними недоліками існуючих аналогових ЕОМ, порівняно з цифровими, є більш низька точність розв’язку завдань, значно менша гнучкість та універсальність застосування. У зв’язку з цим, цифрові ЕОМ по мірі їх удосконалення все більше і більше витісняють аналогові з ринку надання послуг. На сьогодні аналогові ЕОМ застосовуються, переважно, для вузькоспеціальних призначень або в складі комбінованих аналого-цифрових машин. Тому надалі доцільно обмежитись розглядом лише цифрових ЕОМ. У цифрових ЕОМ перетворення інформації здійснюють шляхом виконання над вхідними даними певної сукупності арифметичних, логічних і деяких інших операцій відповідно до програми, яка реалізує заданий алгоритм перетворення. Для реалізації цих операцій до складу сучасної ЕОМ вводять:

- арифметичні та логічні пристрої (АЛП), які здійснюють логічні та арифметичні операції;
- запам’ятовувальні пристрої (ЗП, пам’ять);
- пристрої керування, які організують весь процес перетворення сигналів, включно також ввід та вивід;
- пристрої вводу–виводу (ПВВ);
- пристрої сполучення інформаційних потоків між частинами ЕОМ, так звані інтерфейси.

Окрім того, ЕОМ надається математичне забезпечення – комплекс програм, процедур та правил, відповідно до яких відбувається організація функціонування ЕОМ (керування розв’язком прикладних завдань, координація та контроль роботи ЕОМ). Іноді до складу математичного забезпечення відносять пакети прикладних програм, тобто програми, за якими проводиться розв’язок на ЕОМ конкретних прикладних завдань (обробка окремих видів вхідної інформації). У конструктивному відношенні усі пристрої, які входять до складу ЕОМ, ділять на внутрішні та зовнішні. При цьому до зовнішніх належать лише ПВВ та частину запам’ятовувальних пристроїв (зовнішні ЗП). Основними функціональними частинами ЕОМ є процесори, канали, пристрої керування зовнішніми пристроями та зовнішні пристрої. Процесор містить арифметико-логічний пристрій, оперативну пам’ять та пристрій керування. В оперативній пам’яті зберігаються програми, що виконуються на цьому етапі. Іноді в оперативній пам’яті виділяють ще й надоперативну пам’ять, тобто таку пам’ять, до якої звертаються найбільш часто, а тому час звертання до неї має бути мінімальним. Для розширення можливостей ЕОМ до її складу додають декілька процесорів, один з яких є центральним (основним). У зовнішній пам’яті (зовнішніх ЗП) зберігається та інформація, звертатися

до якої у процесі роботи ЕОМ доводиться порівняно рідко, тому час обігу може бути і не дуже малим. Канали забезпечують обмін інформацією між процесором та зовнішніми пристроями. Коли пристрої вводу–виводу перебувають на значній відстані від основної (внутрішньої) частини ЦОМ, до її складу належить ще й апаратура передавання даних. Основними показниками якості ЕОМ є точність, надійність, швидкодія (продуктивність), обсяг пам'яті, універсальність застосування та вартість. Точність обробки цифрової інформації обмежується лише кількістю розрядів у числах, з якими оперує ЕОМ. Кількість розрядів досить висока (у більшості універсальних ЕОМ обчислення можуть виконуватися з 10–15 десятковими знаками і більше).

Надійність ЕОМ, насамперед, характеризують середнім часом безвідмовної роботи. Найчастіше, вона обмежується надійністю пристроїв вводу–виводу. Швидкодія визначається числом операцій, реалізованих ЕОМ за секунду. Оскільки операції, виконувані в ЕОМ, суттєво різняться тривалістю та відносною частотою повторення, то при визначенні швидкодії проводиться осереднення по всіх основних видах операцій з приписуванням їм відповідних вагових коефіцієнтів.

Універсальність застосування цифрових ЕОМ характеризується, насамперед, видами допустимих режимів роботи (автоматичний, автоматизований, у реальному масштабі часу, у режимі поділу часу та ін.) та можливістю сполучення з різними видами пристроїв вводу–виводу. У зв'язку із надзвичайною різноманітністю галузей застосування існує значна кількість видів ЕОМ, що різко відрізняються показниками якості. Усі ЕОМ поділяють на дві великі групи: спеціалізовані та універсальні.

Спеціалізовані ЕОМ (або їхні частини) призначені для роботи у складі будь-яких цілком певних систем (але не обчислювальних), наприклад, у складі радіосистем, систем керування верстатами тощо. Сфера застосування універсальних ЕОМ практично не обмежена. За сукупністю показників якості ЕОМ поділяють на великі, середні, малі, міні та мікро ЕОМ. Однак цей поділ, значною мірою, є умовним і з часом суттєво змінюється. Наприклад, останнім часом, у зв'язку зі швидкісним розвитком мікроелектроніки стало можливим отримувати у мікро ЕОМ, при значно менших обсягах споживання електроенергії та невеликій вартості, приблизно такі ж показники якості, як і у міні ЕОМ або навіть, як у малих ЕОМ більш ранніх поколінь. Справжню революцію в обчислювальній техніці спричинило створення мікропроцесора, тобто процесора, виконаного в одному кристалі великої інтегрованої схеми, що містить сотні тисяч і більш активних елементів (вентилів, транзисторів) та кілька десятків виводів. Принциповою особливістю мікропроцесора є можливість вирішувати найрізноманітніші складні завдання. Алгоритм дії мікропроцесора визначається не його внутрішньою структурою, а задається зовні програмою. Змінюючи програму, можна за допомогою того ж самого мікропроцесора вирішувати зовсім інше завдання, причому за іншим алгоритмом. Тому мікропроцесо-

ри відразу ж після їхньої появи почали швидко впроваджуватись в універсальні та особливо у спеціалізовані електронно-обчислювальні машини й пристрої. Зокрема, мікропроцесори використовуються в радіотехнічних системах для стиснення, кодування та декодування інформації, керування фазованими антенними решітками, радіоприймальними та радіопередавальними пристроями, у складі бортових систем керування польотами літаків, космічних апаратів тощо.

Велике значення для розвитку обчислювальної техніки та радіоелектроніки, загалом, має удосконалення запам'ятовувальних пристроїв. Відповідно до різноманітності вимог до видів пам'яті різноманітні, і способи її реалізації: оптична пам'ять (запис та зчитування виконуються методами оптичної голографії), напівпровідникова або на приладах із зарядовим зв'язком (в інтегрованому виконанні), магнітна (на феритових гніздах, циліндричних магнітних доменах, магнітних стрічках, барабанах, дисках). Оптична пам'ять має найменший час звертання, найбільшу ємність та найбільшу густину запису. По мірі розвитку ЕОМ усе більшого значення набувають пристрої вводу–виводу. Це пояснюється, по-перше, тим, що ЕОМ великої потужності (тобто з великою швидкодією і пам'яттю) можна ефективно використовувати лише при роботі з багатьма споживачами інформації, а по-друге, з розширенням галузей застосування ЕОМ, потрібно забезпечувати її роботу з найрізноманітнішими джерелами та споживачами інформації. У зв'язку з цим, усе більший відсоток серед пристроїв вводу–виводу займають термінали, тобто кінцеві пристрої, винесені за межі центральної ЕОМ і пов'язані з нею лініями передачі даних. У складі ж терміналів присутній значний відсоток дисплеїв, які дозволяють здійснювати роботу ЕОМ у режимі діалогу з оператором: оператор дає завдання (питання) ЕОМ за допомогою клавіатури, яка входить до складу дисплея і отримує розв'язок – відповідь у вигляді відповідного зображення на екрані дисплея. Загалом, пристрої вводу–виводу досить різноманітні. До їхнього складу, окрім дисплеїв, входять накопичувачі на магнітних стрічках та дисках, телетайпи та інші друкувальні апарати, оптичні зчитувальні пристрої, графобудівники, пристрої мікрофільмування тощо. Іноді до складу терміналів належать й інші частини ЕОМ (пристрої оперативної пам'яті, пристрої керування, мікропроцесори та ін.) для того, щоб розвантажити центральну ЕОМ від більш простих, примітивних, часто виконуваних операцій. Варто зазначити, що з розвитком ЕОМ та ускладненням їхньої структури, число варіантів комбінацій частин, які входять до складу ЕОМ, швидко збільшується і уже, на сьогодні, може становити декілька сотень. Водночас існує тенденція до стандартизації основних частин ЕОМ та розвивається модульний принцип їхньої побудови з метою підвищення універсальності використання та зниження собівартості. Величезне значення для розвитку обчислювальної техніки має вдосконалення мов програмування та математичного забезпечення. Мова програмування має забезпечувати спілкування людини – оператора з ЕОМ. Мови, які застосовувалися у

перших поколіннях ЕОМ були машинно-орієнтовними, тобто простими для машини, але складними для людини. Була потрібна велика робота програмістів, щоб написати програму такою мові. Для спрощення процесу програмування вже у ЕОМ другого покоління, окрім машинно-орієнтовних мов (наприклад, автокоду), почали застосовувати проблемно-орієнтовані (алгоритмічні) мови, тобто мови, найбільш зручні для розв'язку певного класу проблем. У зв'язку зі збільшенням числа мов програмування, постала потреба у застосуванні трансляторів – спеціальних програм, які виконують (при введенні їх в ЕОМ) автоматичний переклад з цієї (проблемно-орієнтованої) мови на робочу мову (машинну програму) такої ЕОМ. Процес розвитку мов триватиме і надалі. Не останню роль відіграють системи математичного забезпечення ЕОМ та їхнє постійне вдосконалення. Недостатня, у низці випадків, ефективність ЕОМ (особливо великих) значною мірою пояснюється відставанням у розвитку математичного забезпечення порівняно з розвитком технічної бази. Тому з кожним роком кошти, які виділяються на математичне забезпечення будуть мати тенденцію до стійкого зростання не тільки абсолютно, а й відносно. Таким чином, нагальними проблемами подальшого розвитку електронних обчислювальних засобів і систем є:

- створення більш досконалих мов програмування, які дозволять звести до мінімуму потребу в програмістах та полегшити взаємодію людей з ЕОМ;
- розвиток математичного забезпечення, що дозволить суттєво підвищити ефективність дії системи ЕОМ – користувач;
- поліпшення показників якості універсальних та спеціалізованих ЕОМ шляхом удосконалення їхньої структури, оптимізації параметрів та розвитку елементної бази, зокрема використання новітніх досягнень у галузях мікроелектроніки, оптоелектроніки та акустoeлектроніки.

2.4 Елементна база радіотехнічних систем

Елементну базу радіотехнічних систем утворюють активні, пасивні елементи, інтегровані мікросхеми різного ступеня інтеграції та функційні компоненти. Основні активні елементи [8], які застосовуються у пристроях, що працюють у радіочастотному діапазоні, це: лампові та напівпровідникові діоди і тріоди, діоди Ганна, лавино-пролітні діоди, магнетрони, клістри, мазери та ін. Основними пасивними елементами є: резистори, конденсатори, котушки індуктивності, трансформатори, коаксіальні та смугові лінії, об'ємні резонатори. Інтегровані мікросхеми можуть робити складні перетворення сигналів, так як містять у собі велике число активних та пасивних елементів, кожний з яких виконує різні елементарні функції (наприклад, найпростіші логічні операції). Відповідно до державного стандарту 17021–75 *інтегрованою мікросхемою* називають мікроелектронний виріб, що виконує певну функцію перетворення та обробки сигналу, має

високу щільність упакування електрично з'єднаних елементів, які з точки зору вимог до випробовувань, приймання, поставки та експлуатації розглядаються як єдине ціле. При цьому під *елементом інтегрованої мікросхеми* розуміють її частину, яка реалізує функцію деякого електрорадіоелемента (діода, транзистора, резистора, конденсатора тощо), яка не може бути виділеною самостійно і поставлятися як окремий виріб. *Кристалом* інтегрованої мікросхеми називають частину напівпровідникової пластини, в обсязі і на поверхні якої сформовані елементи мікросхеми, міжелементні з'єднання та контактні майданчики. Один такий кристал може містити величезну кількість елементів (10^6 і більше). Якщо інтегрована схема містить окрім елементів також компоненти і (або) кристали, то вона називається гібридною інтегрованою мікросхемою. Інтегровані мікросхеми (напівпровідникові та гібридні) призначені, як правило, для універсального застосування. Мікрозбірки аналогічні за структурою до гібридних мікросхем і призначені для приватного застосування. Вони можуть складатися з декількох інтегрованих мікросхем та різноманітних дискретних компонентів. За типом оброблюваної інформації інтегровані мікросхеми поділяють на цифрові (логічні) і аналогові. Сьогодні надзвичайно важливу роль відіграють мікропроцесори, тобто цифрові надвеликі інтегровані мікросхеми, логіка дій яких може бути запрограмованою. У табл. 2.1 зазначені деякі найважливіші фізичні явища та основні типи елементів, приладів та пристроїв, заснованих на їхньому використанні. Розглянемо основні конструктивно-технологічні особливості сучасних радіоелементів, які зумовлені необхідністю зменшення їхньої маси та габаритів, підвищення надійності та зниження собівартості. Найбільш ефективним засобом зменшення маси та габаритів, а також підвищення надійності є мікромініатюризація на основі застосування інтегрованої (групової) технології виготовлення, яка дозволяє в єдиному технологічному циклі виготовити виріб (або велику кількість однотипних виробів), здатних виконувати складні функції.

Таблиця 2.1 – Основні типи елементів, приладів та пристроїв, які використовуються у радіотехнічних системах

Фізичне явище (сукупність явищ)	Основні типи елементів та пристроїв, де застосовується зазначене явище
Випромінювання радіохвиль	Антени
Стимульоване оптичне випромінювання	Лазери
Електролюмінесценція	Кінескопи, світлодіоди
Гамма-випромінювання	Гамма-прилади
Рентгенівське випромінювання	Рентгенівські прилади
Оптичні явища у рідких кристалах	Візуальні мікроіндикатори
Термоелектронна емісія	Електронні лампи
Явища у напівпровідниках та МОП-структурах	Напівпровідникові діоди, транзистори, інтегровані мікросхеми, прилади із зарядовим зв'язком

Продовження таблиці 2.1

Взаємодія електронів з магнітним та електричним полем	Магнетрони
Взаємодія пучка електронів з електромагнітною хвилею	Лампи біжної хвилі
Взаємодія пучка електронів з акустичною хвилею	Акустoeлектронні прилади
Ефект Джозефсона	Логічні елементи та мікросхеми
Ефект Ганна	Діоди Ганна
Ефект Шоттки	Діоди Шоттки
Внутрішній фотоефект	Фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори
Зовнішній фотоефект	Фотоелементи
Комбінація зовнішнього фотоефекта та вторинної емісії електронів	Фотопомножувачі
Параметричні явища в лінійних резонансних колах	Підсилювачі з низьким рівнем шуму, перетворювачі частоти
Індукція й самоіндукція	Індуктивні котушки, трансформатори
Явища в структурі метал–діелектрик–метал	Конденсатори
Електропровідність	Резистори
Утворення стійних електромагнітних хвиль	Об'ємні НВЧ-резонатори
Повне внутрішнє відбиття оптичного випромінювання	Світловоди
Відбиття, переломлення, відхилення електромагнітних хвиль (електронних пучків, радіохвиль, оптичних променів і т. д.)	Електронні, НВЧ, оптичні та інші лінзи і дзеркала
Електронно-оптичні ефекти Керра та Поккельса	Модулятори оптичного випромінювання
Нелінійні явища в електричних колах	Модулятори, демодулятори, перетворювачі частоти, амплітудні обмежники
П'єзоелектричний ефект (прямий та обернений)	Стабільні резонатори, лінії затримки, генератори ультразвукових коливань
Різноманітні явища у феритах	Вентилі, фазообертачі, запам'ятовувальні пристрої
Електрохімічні процеси	Джерела електроживлення

Галузь радіoeлектроніки, яка вирішує завдання мікромініатюризації апаратури, називають *мікроелектронікою*. Вона містить два основні напрямки – *інтегровану* та *функційну* мікроелектроніку. На сьогодні найбільшого розвитку досягла інтегрована мікроелектроніка, яка пов'язана з дослідженням, виробництвом та застосуванням інтегрованих схем. Однак останнім часом почала інтенсивно розвиватися функційна мікроелектроніка, завданням якої є дослідження, виробництво та застосування функційних компонентів. Можливості інтегрованої мікроелектроніки найцінніші для цифрової техніки, оскільки у цифровій техніці досить складні перетворення можуть бути зведені до сукупності найпростіших операцій, а функційної – для аналогової. Розвиток обох напрямків важливий та перспективний. У сучасній малопотужній радіоапаратурі, нерідко, основну частину її об'єму та маси становлять не інтегровані схеми, мікрозбірки та функційні компоненти, а саме з'єднання між ними. Це не тільки збільшує масу, об'єм апаратури, а й погіршує її надійність. Тому досить важливим для

зменшення маси та габаритів апаратури і підвищення її надійності є ріст ступеня інтеграції мікросхем, розробка функційних компонентів, які виконують більш загальні функції (підвищення ступеня інтеграції функцій) та застосування безкорпусного монтажу. Основним недоліком безкорпусного монтажу є труднощі (або іноді навіть неможливість) застосування виробів, уніфікованих не тільки на цьому підприємстві, а й у масштабі усєї країни, тому що уніфікований виріб, як правило, для забезпечення гарантованих значень його характеристик має бути поміщеним у корпус. Відсутність же уніфікації (стандартизації) виробів збільшує строки, вартість розробки та виробництва апаратури. Залежно від типу та призначення радіоапаратури застосовують як безкорпусний, так і корпусний монтаж. Бурхливий розвиток інтегрованої мікроелектроніки привів до істотних змін принципів побудови та способів виготовлення радіосистем і поліпшення їхніх характеристик. Зазначимо основні з цих змін:

1. В інтегрованому виконанні активні елементи (діоди, транзистори) виконувати простіше, ніж пасивні (індуктивності, конденсатори, резистори). При цьому великого поширення набувають пристрої, у яких вдається зменшити число пасивних елементів, навіть за рахунок збільшення кількості активних (наприклад, використання активних фільтрів).

2. В інтегрованому виконанні усі пасивні елементи виготовляються в єдиному технологічному циклі. При зміні зовнішніх умов (температури, вологості, тиску й ін.) параметри цих елементів змінюються приблизно однаково (у відсотковому відношенні) і в тому самому ж напрямку (наприклад, у напрямку збільшення). Тому для вузькосмугових пристроїв виявляються більш доцільними такі схеми, у яких резонансна частота та смуга пропускання залежать від відношення опорів та ємностей, а не від їхніх абсолютних значень або добутків.

3. Малі габарити та висока надійність мікроелементів дозволяють виключити з радіоапаратури всі, або майже всі, механічні переміщення та більшість механічних контактів, що різко підвищує її надійність. Наприклад, у більшості випадків доцільно замінити механічне сканування електронним, механічні регулятори та перемикачі напруг електронними, механічне настроювання частоти та перемикання діапазонів електронним керуванням синтезаторами частот. Застосування великих інтегрованих схем та безкорпусного монтажу дозволяє звести до мінімуму механічні з'єднання.

4. Неможливість мікромініатюризації генераторів великих потужностей робить доцільним застосування фазованих антенних решіток (ФАР), що забезпечує додавання потужностей у ефірі. Оскільки системи з ФАР здатні здійснювати електронне сканування (огляд) простору і допускають вихід з ладу до 10–20% каналів без істотного погіршення характеристик, зрозуміло, чому за останні роки такі системи отримали велике розповсюдження.

5. В інтегрованому виконанні реалізувати цифрові пристрої у багатьох випадках зручніше, ніж аналогові. Наприклад, в одному кристалі обсягом менш ніж $0,1 \text{ см}^3$ можна розмістити мікропроцесор, що містить

сотні тисяч активних елементів (діодів і транзисторів) і здійснює складні та різноманітні цифрові операції, для виконання яких ,зовсім недавно, була потрібна універсальна ЕОМ. Одержати ж таке істотне (у 10^6 разів і більше) зменшення об'єму пристроїв, що надійно виконують досить складні аналогові операції не вдалося. Це спричинило подальший розвиток цифрових обчислювальних засобів та їхнє інтенсивне впровадження у радіоелектронні системи та комплекси. Що більші потоки інформації, що видобуваються або передаються, то більші переваги дає застосування цифрової обробки і тим більшим виявляється вигравш у масі, габаритах та надійності системи, у цілому. Це, насамперед, стимулює розробку багатофункційних радіосистем, які виконують одночасно декілька різних функцій: видобування, обробку та передачу інформації. Така система може містити велику кількість різноманітних аналогових приладів НВЧ, оптичних пристроїв у комбінації з єдиною універсальною ЕОМ, що здійснює комплексну вторинну обробку інформації, а також частину операцій первинної обробки та електронне керування і комутацію усередині системи.

6. Упровадження інтегрованих технологій дозволило підвищити надійність радіосистем, тому що дало можливість:

- звести до мінімуму основні джерела ненадійності – механічні контакти та переміщення;
- різко зменшити число необхідних технологічних операцій у процесі виготовлення апаратури;
- укласти активні та пасивні елементи у загальний корпус, що зменшує вплив на них зовнішніх факторів (температури, вологості);
- замінити менш стабільні аналогові операції на більш стабільні – цифрові;
- застосовувати різні способи підвищення надійності шляхом введення апаратурної надмірності (резервування, багатоканальність та тощо).

7. Значне зменшення маси та габаритів радіоапаратури та підвищення її надійності дозволили вирішити у бортових умовах (при розміщенні апаратури на літальних апаратах) такі складні завдання, які раніше розв'язувати було неможливо або недоцільно. Наприклад, виявилось можливим і доцільним розташовувати на борту супутників універсальні ЕОМ та високостабільні еталони частоти і часу, що сприяло розвантаженню радіоліній «борт – Земля» та «Земля – борт» від передачі другорядної інформації, і тим самим покращити їх показники якості.

8. При мікромініатюризації апаратури вирішального значення набуває проблема тепловідводу та підвищення коефіцієнту корисної дії пристрою.

9. Стає доцільним застосування для кожного блоку автономного вторинного джерела живлення, так як при цьому зменшуються паразитні зворотні зв'язки через джерела живлення та число контактів сполучення.

Ці та інші особливості сучасної елементної бази необхідно брати до уваги при проектуванні радіосистем.

3 ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

3.1 Загальна характеристика показників якості

Якість радіотехнічної системи характеризують, як правило, сукупністю декількох десятків її властивостей [2, 4], основними з яких, переважно, є: точність відтворення повідомлень, затримка у відтворенні повідомлень, завадостійкість, електромагнітна сумісність, пропускна здатність, віддаль дії, надійність, прихованість дії, гнучкість використання, маса, об'єм та габарити, вартість, екологічна сумісність. Кожна властивість, насамперед, характеризується одним або декількома числовими параметрами, які називаються показниками якості. Зазначені властивості будуть розглянуті у цьому та наступних підрозділах, причому ті властивості та показники, які мало впливають на принципи побудови радіотехнічних систем, будуть проаналізовані поверхнево.

Затримка у відтворенні повідомлень зумовлена обмеженим значенням швидкості поширення їхніх носіїв – сигналів, як у відкритому просторі, так і в радіопристроях. У багатьох випадках величина реальної затримки повідомлень є набагато меншою ніж допустима, і тому не може бути істотним показником якості. Однак іноді затримку повідомлень необхідно враховувати як при розробці, так і при експлуатації системи, прагнучи, за можливості, її зменшення. Наприклад, якщо система передавання (або видобування) інформації входить до складу замкненої системи керування, наявність навіть невеликої затримки (наприклад, у межах одиниць мілісекунд або менше) може призвести до втрати стійкості. У системах супутникового зв'язку величина затримки при поширенні радіохвиль по лінії «Земля – Супутник – Земля» може бути настільки великою (0,3 с і більше), що може виявитися неприйнятною навіть для дуплексної передачі мови. Це накладає обмеження на припустиму довжину зазначеної радіолінії.

Під *електромагнітною сумісністю* (ЕМС) радіоелектронних засобів розуміють їхню здатність одночасно функціонувати при дії ненавмисних завод від радіоелектронних та інших технічних засобів, а також не створювати завади неприпустимого рівня іншим радіотехнічним засобам, зберігаючи при цьому задані показники якості. У зв'язку з тим, що насиченість земної кулі та космосу радіоелектронними та іншими технічними засобами з кожним роком все більше зростає, вимоги до електромагнітної сумісності набувають великого значення і їхнє виконання стає більш важким. Завади, що впливають на ЕМС, досить різноманітні, і їх поділяють на міжсистемні та внутрішньосистемні. Міжсистемні завади можуть з'являтися між системами, як різних класів (наприклад, зв'язковими та навігаційними), так і того ж класу (наприклад, у супутниковому та радіорелейному зв'язку) або підкласу. Внутрішньосистемні завади можуть бути між окремими радіолініями однієї й тієї ж системи, або між частинами однієї й тієї ж ра-

діолінії, або навіть того самого пристрою. У зв'язку зі значною різноманітністю завад, ЕМС прийнято характеризувати сукупністю великої кількості показників якості. Найважливішими з них є: ширина смуги частот випромінюваних радіосигналів, інтенсивність побічних та позасмугових випромінювань, нестабільність носійних частот, інтенсивність випромінювання гетеродинів приймачів, вибірковість радіоприймальних пристроїв за сусідніми та комбінаційними каналами приймання, ширина діаграм спрямованості передавальних та приймальних пристроїв, рівень бічних пелюсток діаграм спрямованості, рівень індустрийних завад. Тому заданої ЕМС можна досягнути лише через проведення комплексу різноманітних заходів, починаючи від міжнародної регламентації діапазонів частот для різних радіотехнічних служб і закінчуючи екрануванням, заземленням та «зануленнями» окремих блоків і провідників. Останнім часом проблему досягнення заданої ЕМС конкретної радіосистеми або радіокомплексу розглядають як проблему відповідного керування цією системою або комплексом.

Під *прихованістю дії* радіосистеми розуміють її здатність протистояти супротивникові, мета якого – розвідка та визначення параметрів радіосигналів і створення організованих завад. Прихованість дії характеризують сукупністю показників якості: потужністю випромінювання, шириною головної пелюстки діаграми спрямованості передавальної антени, швидкістю згасання випромінюваних електромагнітних хвиль, тривалістю випромінювання, показниками невизначеності (випадковістю) режиму випромінювання тощо. Основними шляхами підвищення прихованості дії є зменшення інтенсивності випромінювання та його тривалості, звуження діаграми спрямованості передавальної антени, застосування радіохвиль, які поширюються лише у межах прямої видимості, зміна за випадковими законами величин робочих частот та інших параметрів радіосигналу.

Під *гнучкістю використання* розуміють здатність системи нормально (тобто із допустимими значеннями показників якості) виконувати свої функції за умов роботи, що суттєво різняться, наприклад: віддалі дії, напрямку приходу радіохвиль, температури навколишнього середовища, умов транспортування, розгортання та ін. Очевидно, що гнучкість використання можна характеризувати лише сукупністю великої кількості показників, і відповідно шляхи їхнього поліпшення досить різноманітні. Деякі з цих шляхів збігаються із заходами щодо покращення низки більш окремих показників якості, наприклад таких, як маса та габарити.

Під *екологічною сумісністю* радіосистеми розуміють сукупність її властивостей, які задовольняють екологічним вимогам, у тому числі: безпеки для людей, навколишнього середовища, економії дефіцитних ресурсів енергії та речовин. У зв'язку з інтенсивним розвитком радіоелектроніки та інших галузей науки і техніки, проблема екологічної сумісності радіосистем з кожним роком стає гострішою. Випромінювання багатьох радіосистем, особливо у рентгенівському та гамма-діапазонах, можуть становити велику небезпеку для людей та інших живих організмів. Небезпечним

може бути й акустичне випромінювання в області інфранизьких частот. Щорічно на земній кулі закінчується термін придатності сотень мільйонів різних зразків радіоелектронної апаратури. Навіть просте її знищення з метою запобігання засміченню навколишнього середовища являє собою серйозну проблему і стає усе менш допустимим, тому що з кожним роком у такій апаратурі зростає кількість дорогих матеріалів, зокрема: платини, золота, срібла та інших гостродефіцитних матеріалів. У зв'язку з цим, уже на етапі проектування апаратури необхідно враховувати вимогу щодо спрощення її утилізації після закінчення терміну придатності. Сьогодні відчувається дефіцит запасів доступної енергії, тоді як її споживання постійно зростає. При цьому частка енергії, споживаної радіоелектронними засобами, також зростає і уже досягла значної величини. Вочевидь, екологічна сумісність має характеризуватися сукупністю показників якості: споживаною енергією, інтенсивністю і тривалістю випромінювань (особливо у небезпечних діапазонах електромагнітних хвиль), масою споживання рідкісних металів, витратами на утилізацію та ін. Характеристики інших, найбільш важливих, показників якості радіотехнічних систем розглядаються окремо і більш детально у наступних підрозділах.

3.2 Точність відновлення повідомлень

У системах передавання, видобування інформації та у системах керування доводиться мати справу з оцінкою точності (імовірності) відновлення повідомлень. Якщо повідомлення θ є дискретною випадковою величиною, тобто може мати лише одне з M можливих значень $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$, то за міру імовірності доцільно прийняти повну ймовірність похибки, або повну ймовірність правильного відтворення повідомлення, або сукупність умовних імовірностей похибок різних видів. Повна ймовірність похибки $P_{\text{пм}}$ визначається як [6]

$$P_{\text{пм}} = \sum_{k=0}^M p(\theta_k) p(\theta_j | \theta_k),$$

де $p(\theta_j | \theta_k)$ – умовна ймовірність того, що при значенні повідомлення θ_k відтворене якесь інше (не важливо, яке саме) повідомлення, тобто зроблена помилка; p – апіорна (величина, відома до початку процесу відтворення) імовірність значення повідомлення θ_k .

У разі відсутності повідомлень, цей факт можна також розглядати як передачу нульового повідомлення θ_0 . Таким чином, розглянута система повідомлень є повною, а значить має задовольнятися умова нормування

$$\sum_{k=0}^M p(\theta_k) = 1.$$

Інколи зручніше обчислювати не повну ймовірність похибки $p_{\text{пм}}$, а повну ймовірність правильного відтворення

$$p_{\text{пр}} = \sum_{k=0}^M p(\theta_k) p(\theta_k | \theta_k),$$

де $p(\theta_k | \theta_k)$ – умовна імовірність відтворення повідомлення θ_k , коли дійсне значення повідомлення було насправді θ_k . Очевидно, що $p_{\text{пр}} = 1 - p_{\text{пм}}$.

При невідомих апіорних ймовірностях $p(\theta_1), \dots, p(\theta_M)$ визначити $p_{\text{пр}}$, $p_{\text{пм}}$ у загальному випадку неможливо і якість відтворення повідомлень характеризують сукупністю умовних ймовірностей помилок, які інколи ще називають ймовірностями спотворень.

$$p(\theta_j | \theta_k), \quad (j \neq k),$$

Якщо усі спотворення мають однакову ймовірність, то $p(\theta_j | \theta_k) = p_{\text{сп}}$, то $p_{\text{пм}} = p_{\text{сп}}$. У цьому окремому випадку, повна ймовірність похибки збігається з імовірністю спотворення, і для її визначення знати апіорний розподіл повідомлень немає потреби.

Якщо відтворене повідомлення є безперервною випадковою величиною $\theta(t)$, яка може перебувати у межах $(\theta_{\text{мін}} - \theta_{\text{макс}})$, то точність його відтворення характеризують математичним сподіванням $m\{e\}$ та дисперсією похибки D_e

$$e = \theta - \theta^*$$

де θ – дійсне, а θ^* – відтворене значення повідомлення.

Більш грубою (при $m\{e\} \neq 0$) характеристикою точності є середній квадрат похибки

$$\mathcal{M}\{e^2\} = m_e^2 + D_e,$$

або середньоквадратичне значення похибки

$$e_{\text{ск}} = \sqrt{\mathcal{M}(e^2)}.$$

Часто точність характеризують імовірністю $P(|e| \leq e_{\text{прн}})$ того, що модуль похибки не перевищить припустимого значення $e_{\text{прн}}$. За нормального закону розподілу похибок ця імовірність повністю визначається значеннями m_e та D_e .

Трапляються випадки, коли точність характеризують довірчим інтервалом $(\theta_1 - \theta_2)$, тобто інтервалом, який містить відтворене повідомлення $\theta(t)$ с заданою (припустимою) імовірністю $p_{\text{прн}}$, яку називають довірчою. Зазвичай, її обирають близькою до одиниці (наприклад, $p_{\text{прн}} = 0,99$). Загалом, відтворене повідомлення є функцією часу, і похибка його відтворення також змінюється у часі:

$$e(t) = \theta(t) - \theta^*(t).$$

Повною характеристикою такої похибки є багатомірна (точніше, нескінченновимірна) густина розподілу ймовірностей, проте така характеристика непридатна для оцінки точності системи як через труднощі або навіть неможливість її обчислення, так і через складність отриманого математичного виразу. У зв'язку з цим, похибку $e(t)$ прийнято характеризувати її математичним сподіванням $m_e(t)$ та кореляційною функцією $R_e(t_1, t_2)$, або менш повно – математичним сподіванням $m_e(t)$ та дисперсією $D_e(t)$. Ще менш повною (при $m_e(t) \neq 0$) є оцінка похибки її середньоквадратичним значенням

$$e_{\text{СКВ}}(t) = \sqrt{m_e^2(t) + D_e(t)}.$$

Коли похибка $e(t)$ є стаціонарним випадковим процесом, усі наведені статистичні характеристики не залежать від часу. Якщо ж, окрім того, процес $e(t)$ – ергодичний (що, здебільшого, є при стаціонарному процесі), то при обчисленні показників точності $m_e(t)$, $D_e(t)$ і $e_{\text{СКВ}}(e)$ статистичне усереднення можна замінювати усередненням у часі, а замість кореляційної функції похибки $R_e(t_1, t_2)$ можна використовувати спектральну густину потужності $S_e(\omega)$. Математичне сподівання похибки називають ще зсувом. Зазвичай, зсув зумовлюється значно меншим числом факторів, ніж дисперсія $D_e(t)$, у зв'язку з чим легше встановити джерела його виникнення та вжити заходів до усунення або зменшення його дії. Як правило, у правильно спроектованій системі виконується умова

$$m_e \leq \sqrt{D_e}.$$

Вищезазначені міри точності відтворення повідомлень відносились до найпростіших випадків, коли для дискретних повідомлень усі види похибок однаково небезпечні, а для безперервних повідомлень ризику, пов'язані з похибками, оцінювалась лише середнім значенням похибки або її середнім квадратом. Загальною є оцінка точності відтворення повідомлень величиною середнього ризику (середньої втрати) [3]

$$\mathcal{R}_{\text{CP}} = \mathcal{M}\{C(\theta, \theta^*)\},$$

де $C(\theta, \theta^*)$ – монотонна невід'ємна функція вартості, яка визначає втрати відповідно до різних комбінацій дійсного значення повідомлення θ і результату його відтворення θ^* . Коли $C(\theta, \theta^*) = (\theta - \theta^*)^2$, середній ризик збігається із середнім квадратом похибки. За походженням похибки радіотехнічних систем поділяють на: методичні, інструментальні та викликані дією завад. До *методичних* належать похибки, зумовлені припущеннями та наближеннями, зробленими при обґрунтуванні принципу дії системи та розрахунках її характеристик. *Інструментальними* є всі похибки, які не входять до групи методичних або викликаних дією завад.

При відтворенні повідомлень, які змінюються у часі, одним із основних джерел інструментальних похибок є інерційність системи. Похибки, зумовлені інерційністю системи, називають *динамічними*. Шляхи зменшення похибок, викликаних дією завад, розглядаються у наступному підрозділі, присвяченому завадостійкості радіотехнічних систем. Для зменшення методичних та інструментальних похибок запроваджують низку заходів, зокрема:

- підвищення надійності результатів проектування шляхом застосування ЕОМ для розрахунків та моделювання, а також переходу від аналогової обробки інформації до цифрової;
- максимальне використання апріорної інформації про характеристики повідомлень та сигналів під час первинної та вторинної обробки інформації;
- комплексування (спільна обробка вихідних даних) пристроїв, різних за принципом дії, але призначених для відтворення одного й того ж повідомлення, або різних повідомлень, проте взаємозалежних;
- застосування принципу компенсації, тобто така побудова системи або пристрою, при якій спотворення повідомлень, які виникають в одних каналах системи, компенсуються спотвореннями, наявними в інших її каналах (реалізацію цього принципу полегшує комплексування);
- калібрування системи (пристрою) до введення в експлуатацію та у процесі експлуатації.

Динамічні похибки залежать від одного із найважливіших показників системи – еквівалентної смуги пропускання за відтворенням повідомленням Δf_e . Зі збільшенням смуги пропускання динамічна похибка зменшується, а похибка, викликана дією завад, збільшується. Очевидно, існує оптимальне значення смуги пропускання Δf_{opt} , при якому сумарна похибка мінімальна. У сучасних радіосистемах залежно від характеру повідомлень та інтенсивності завад Δf_{opt} змінюється від відсотків герца (у деяких системах радіоастрономії, радіолокації й радіокерування) до декількох мегагерц (наприклад, у телевізійних системах).

3.3 Роздільна здатність

Роздільна здатність характеризує здатність системи зберігати точність відтворення повідомлень при дії суміжних радіосигналів. Під суміжними розуміють радіосигнали, які збігаються за формою з інформативним сигналом (тобто сигналом, що містить повідомлення) і лише незначно відрізняються від нього значеннями одного або декількох параметрів.

Припустимо, що відхилення параметрів якого-небудь суміжного сигналу від відповідних параметрів корисного сигналу дорівнюють $\Delta\alpha_1, \dots, \Delta\alpha_n$. Тоді роздільну здатність системи кількісно можна характеризувати мінімальними значеннями $\Delta\alpha_{1min}, \dots, \Delta\alpha_{nmin}$ відхилень, за яких дія суміжного сигналу-завади зменшує номінальну точність відтворення повідом-

лення не більше ніж на задане число відсотків. Наприклад, при активній радіолокації певної цілі на фоні відбитків-завад від сусідніх цілей того ж типу, суміжні сигнали відрізняються від корисного за рахунок різниць відстаней Δr , кутових координат $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$ та радіальних швидкостей Δv цілей. У такому разі роздільна здатність складається з роздільної здатності за віддалю Δ_{rmin} , радіальною швидкістю Δ_{vmin} та кутовими координатами Δ_{amin} , $\Delta_{\beta min}$, і що менші Δ_{rmin} , Δ_{vmin} , Δ_{amin} , $\Delta_{\beta min}$, то краща роздільна здатність системи. Якщо повідомлення, які підлягають відтворенню, переносяться не тільки цим сигналом, а й усіма іншими суміжними сигналами, то радіосистема є багатоканальною, і у цьому випадку задача роздільної здатності системи зводиться до задачі розрізнення таких сигналів. При цьому завади, зумовлені взаємодією цих сигналів називають перехресними завадами або *перехресними спотвореннями*. Зі сказаного зрозуміло, що задача роздільної здатності має багато спільного або збігається із задачею розрізнення сигналів, і якість її розв'язку залежить не тільки від способу обробки, а й від характеристик самих сигналів. У теорії лінійного розрізнення сигналів доведено, що сигнали $s_1(t)$, $s_2(t)$, ..., $s_n(t)$ можуть бути ідеально (без будь-яких спотворень) розділені, якщо вони задовольняють умові лінійної незалежності [2]. Умова лінійної незалежності полягає в тому, що тотожність

$$\sum_{i=1}^n c_i s_i(t) \equiv 0$$

задовольняється лише при рівності нулю усіх коефіцієнтів c_i . Якщо ж можна підібрати такі, не рівні нулю значення коефіцієнтів c_i , за яких задовольняється вищезгадана тотожність, то сигнали є лінійно залежними. Зокрема, лінійно незалежними сигналами є ортогональні сигнали, що задовольняють на інтервалі ортогональності T умові:

$$\int_{t_0}^{t_0+T} s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} 0 & \text{при } j \neq i; \\ C & \text{при } j = i, \end{cases}$$

де C – деяке позитивне число. Найбільш поширеними у радіотехнічних системах є сигнали, які не перекриваються у часі, у частотній області, або описуються ортогональними поліномами. Наприклад, на інтервалі $[0, T]$ умові ортогональності задовольняють поліноми Лежандра:

$$L_0(x) = 1; \quad L_1(x) = x; \quad L_2(x) = 0,5(3x^2 - 1); \quad L_3(x) = 0,5(5x^3 - 3x), \dots$$

де $x = \frac{2}{T}(t - \frac{T}{2})$.

Близькими до ортогональних є сигнали подібні до шумів. Ортогональні

сигнали виявляються оптимальними або близькими до оптимальних, і за наявності додаткових завад, тому такі сигнали, особливо сигнали перших двох типів, набули у радіотехнічних системах найбільшого поширення.

Принципи та способи розділення сигналів, які застосовуються у системах передавання та отримання інформації, значною мірою, є аналогічними, проте мають деякі відмінності. Найбільш істотна з них полягає у тому, що у системах передачі інформації для покращення розрізнення сигналів є додаткові можливості, так як спосіб накладання повідомлень на сигнал залежить від розробника системи та вибирається найкращим чином. У системах отримання інформації, характер впливу повідомлень на сигнал визначається фізичною природою досліджуваного процесу, і розробник може змінювати його лише в певних межах. Зокрема, у системах передавання інформації для покращення роздільної здатності, практично завжди, використовують підносійні взаємно ортогональні коливання, що дає змогу застосовувати подвійну модуляцію носійного коливання переданим повідомленням. У системах отримання інформації також можна застосовувати взаємно ортогональні коливання для поділу каналів. Наприклад, при автоматичному супроводі цілі за кутом місця β та азимуту α набула поширення амплітудна модуляція прийнятого сигналу шляхом обертання діаграми спрямованості з частотою Ω . При цьому прийнятий антеною сигнал (без урахування флуктуацій сигналу та адитивних завад) має вигляд:

$$S_c(t) = U[1 + \mu\alpha(t)\cos\Omega t + \mu\beta(t)\sin\Omega t]S_0(t),$$

де μ – коефіцієнт пропорційності, $S_0(t)$ – носійне коливання.

Функції $\mu \cos\Omega t$, $\mu \sin\Omega t$ розглядаються як взаємно ортогональні підносійні коливання, що дозволяє за відсутності завад повністю розділити канали азимута α і кута місця β за допомогою двох фазових детекторів, увімкнених до виходу приймача, за умови подачі на них взаємно ортогональних опорних напруг $U_{оп} \cos\Omega t$, $U_{оп} \sin\Omega t$. Проте у низці систем отримання інформації підвищувати роздільну здатність за допомогою спеціального методу модуляції або кодування повідомлень немає можливості. У цьому випадку, роздільну здатність можна покращити лише шляхом вдосконалення методів обробки сигналів та відповідним вибором форми зондувального сигналу. Як показує аналіз [10], якість такого сигналу, з погляду роздільної здатності за віддалю та радіальною швидкістю, тобто за часовими і частотними зсувами $\tau' = \tau_1 - \tau_2$ і $F' = F_1 - F_2$ відбитих від об'єктів 1 і 2 радіосигналів, можна характеризувати функцією невизначеності

$$\Psi(\tau', F') = \left| \frac{1}{2E_s} \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau', F', t) S^*(0, 0, t) dt \right|^2,$$

причому $\Psi(0, 0) = 1$. Тут $S(\tau, F, t)$ – комплексна обвідна відбитого радіосигналу

$$s_c(t) = a(t - \tau) \cos [2\pi(f_0 - F)t + \varphi(t) + \varphi_0],$$

$$S(\tau, F, t) = a(t - \tau)e^{j[-2\pi Ft + \varphi(t)]},$$

де S^* – величина комплексно спряжена до S ; E_s – енергія сигналу.

З попереднього виразу видно, що відтворювані повідомлення (віддаль та радіальна швидкість об'єкта) впливають на прийнятий сигнал, зсуваючи його за часом на величину τ та за частотою на величину F незалежно від конкретної форми носійного колювання. Таким чином, вигляд функції невизначеності $\Psi(\tau', F')$ можна змінювати лише шляхом вибору відповідної форми зондувального колювання. Функція невизначеності $\Psi(\tau', F')$ показує, наскільки різко змінюється відбитий сигнал при зміні його параметрів τ і F – що різкіше він змінюється, то краще розрізняються сигнали, відповідно до різних значень τ і F , а отже, вищою буде роздільна здатність системи. Ідеальною могла би бути функція невизначеності у вигляді гострої голки, розташованої на початку координат. Однак, як показує аналіз, одержати функцію невизначеності такого типу неможливо, тому що об'єм тіла, утворений поверхнею $\Psi(\tau', F')$ та площиною $(O \tau' F')$, завжди має дорівнювати одиниці, згідно з *принципом невизначеності в радіолокації* [2, 6]. Тому функція невизначеності складається з гострого піка на початку координат та невеликих бічних пелюсток, «розмитих» по всій іншій області, що залишилася (рис. 3.1). При цьому роздільна здатність за віддалю та радіальною швидкістю характеризується, у першій наближенні, шириною центрального піка уздовж осей τ' і F' , відповідно.

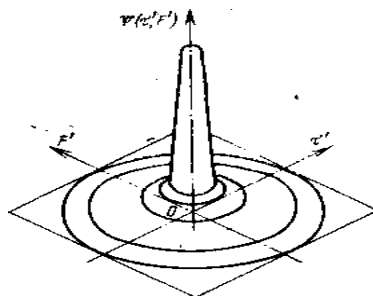


Рисунок 3.1 – Типовий вигляд функції невизначеності $\Psi(\tau', F')$

Функція, яка зображена на рис. 3.1, відповідає задовільній роздільній здатності як за віддалю, так і за радіальною швидкістю. Якщо достатньо мати високу роздільну здатність лише за однією із цих координат (наприклад, тільки за віддалю), то оптимальна функція невизначеності наближається за формою до вертикальної площини, яка проходить через вісь OF' (при роздільності за τ) або $O\tau'$ (при роздільності за F). Встановлено, що роздільна здатність за віддалю (τ) зростає при збільшенні ширини спектра зондувального сигналу, а роздільна здатність за радіальною швидкістю (F) – при зменшенні ширини спектра. Тому задовільну роздільну здатність за віддалю або швидкістю можливо отримувати шляхом застосування зондувальних сигналів найпростішої форми – досить короткий радіоімпульс (при роздільності

за τ) або гармонійне, або близьке до нього коливання (при роздільності за F). Однак отримати високу роздільну здатність відразу за двома координатами, тобто функцію невизначеності зображену на рис. 3.1, можливо лише шляхом застосування зондувальних сигналів складної форми, які мають велике значення добутку ширини їх спектру Δf_c на тривалість T ($\Delta f_c T \gg 1$). Такі складні сигнали отримують, як правило, за допомогою спеціальної частотної модуляції або фазової маніпуляції. За характеристиками вони наближаються до білого шуму, тому їх часто називають сигналами, подібними до шумів [11]. Для підвищення роздільної здатності системи неабияке значення має обробка прийнятих сигналів у радіоприймальному тракті. При цьому важливі характеристики як антенного пристрою, так і наступного за ним радіоприймача. Донедавна антенний пристрій розробляли здебільшого незалежно від радіоприймача. На нього покладалося завдання – гарантувати задану роздільну здатність за кутовими координатами, а на радіоприймач – за іншими параметрами суміжних сигналів (за віддалю, радіальною швидкістю, інтенсивністю тощо). Сьогодні антену і приймач розглядають як єдине ціле, що дозволяє отримувати кращі результати – більш високу роздільну здатність, або більш прості шляхи реалізації необхідної роздільної здатності. Так, наприклад, якщо необхідна висока роздільна здатність за кутовими координатами, то традиційно застосовувалась дзеркальна антена з вузькою діаграмою спрямованості (тієї ж форми, що й функція невизначеності), то тепер застосовують багатоелементні фазовані антенні решітки (ФАР). У цих системах антенний пристрій є не пасивним елементом або комбінацією пасивних елементів, а комбінацією пасивних і активних елементів (елементарних вібраторів та фідерних ліній з підсилювачами, перетворювачами частоти, детекторами та схемами спільної обробки сигналів, прийнятих окремими вібраторами). При цьому підсумкова діаграма спрямованості формується сукупністю властивостей антени і радіоприймального пристрою. Подібність оптимальної форми функції невизначеності до форми діаграми спрямованості антенної системи дозволяє використовувати результати, отримані при синтезі антенних систем, для синтезу оптимальних, з позиції роздільної здатності радіосигналів, і навпаки [6].

3.4 Завадостійкість радіотехнічних систем

Завадостійкістю радіосистеми називають її здатність зберігати показники якості незмінними при дії завад або мінливими лише у допустимих межах. З розвитком радіоелектронних систем проблема завадостійкості набуває все більшого і більшого значення: по-перше, унаслідок зростання числа можливих завад та їхньої інтенсивності; по-друге, унаслідок підвищення вимог до якості дії радіотехнічних систем. За походженням завади поділяють на: організовані (навмисні) і неорганізовані.

Організовані завади можуть бути *активними* (тобто створені спеціальними радіопередавальними пристроями), *пасивними* (за рахунок відбиття,

поглинання або заломлення радіохвиль, випромінюваних радіосистемою, що заглушуються) і *комбінованими*. Число типів організованих завад досить велике [3, 12].

Неорганізовані завади поділяють на: *природні* (не пов'язані з роботою інших радіоелектронних засобів); *індустрійні* (від будь-яких джерел, створених людиною, за винятком завад від радіоелектронних засобів) і *взаємні* (за рахунок роботи інших радіоелектронних засобів). Основними видами природних завад є: внутрішні шуми радіотехнічних систем; атмосферні шуми; космічні шуми (випромінювання Сонця, зірок, іоносфери та інших космічних об'єктів); завади, що виникають під час поширення радіохвиль (амплітудні, фазові, поляризаційні флуктуації сигналу, згасання та заломлення радіохвиль та інші явища).

За математичним описом завади класифікують на *детерміновані* та *випадкові* (флуктуаційні). Випадкові завади, насамперед, можуть бути *безперервними*, *імпульсними* або *проміжними*. Імпульсними випадковими завадами називають завади, які складаються з окремих випадкових імпульсів, що не перекриваються в межах тракту радіосистеми. Якщо під час проходження через радіосистему імпульси перекриваються настільки сильно, що у кожний момент часу сумарне коливання є результатом накладання великої кількості імпульсів, то завада має згладжений характер. Звідси випливає: що вужча смуга пропускання системи, то більше підстав вважати діючі на неї випадкові завади згладженими.

За характером взаємодії з радіосигналами завади поділяють на адитивні (тобто ті, що складаються з коливанням сигналу алгебраїчно) та мультиплікативні (тобто ті, що призводять до паразитної модуляції корисного радіосигналу). Ефект впливу деяких завад можна суттєво зменшувати шляхом збільшення потужності корисного радіосигналу. Однак часто шкідлива дія мультиплікативних та пасивних завад від потужності корисного сигналу не залежить. Окрім того, навіть у тих випадках, коли збільшення потужності прийнятого сигналу підвищує завадостійкість, воно не завжди можливе або доцільне через надмірне зростання маси, габаритів та вартості радіообладнання, збільшення завад іншим радіотехнічним засобам. Тому основним шляхом підвищення завадостійкості є оптимізація алгоритмів просторово-часової обробки сигналів у радіопередавальних та радіоприймальних пристроях. Зокрема, оптимізація досягається шляхом вибору відповідних діаграм спрямованості та поляризаційних характеристик передавальної і приймальної антени, довжини хвилі, форми носійного коливання, способів модуляції та демодуляції, кодування і декодування, фільтрації. При цьому бажано максимально використовувати апріорну інформацію про повідомлення, корисні радіосигнали та завади, застосовувати адаптацію, комплексування, компенсацію й інші методи підвищення завадостійкості. Зазначені заходи можна повністю реалізувати лише у системах передавання інформації. У системах видобування інформації кодування повідомлень неможливе, а вибір модуляції радіосигналу корисним

повідомленням здійснюється досить обмежено.

У пасивних системах видобування інформації форма прийнятого радіосигналу фіксована, тому можливе лише вдосконалення способу прийому сигналу. Проте це ще не значить, що завадостійкість пасивних систем завжди гірша, ніж активних або напівактивних. Навпаки, іноді вона може виявитися більш високою, особливо при дії організованих завад, коли велике значення має прихованість дії радіосистеми.

Розрізняють *реальну* і *потенційну* завадостійкість системи. Потенційною називають теоретичну границю завадостійкості за умови, коли єдиною завадою є внутрішній шум радіоприймального пристрою. Оскільки за таких умов мультиплікативні завади відсутні, то сигнал на вході радіоприймального пристрою можна вважати повністю відомим (за винятком переданого повідомлення) або відомим з точністю до початкової фази високочастотного заповнення. Очевидно, для досягнення потенційного значення завадостійкості спосіб обробки сигналу в приймальному тракті має бути оптимальним у сенсі прийнятого критерію якості відтворення повідомлення. Знати потенційну завадостійкість важливо, так як порівнюючи її з реальною завадостійкістю заданої системи, можна виявити принципову можливість та практичну доцільність подальшого вдосконалення системи.

Основною характеристикою завадостійкості системи є точність її дії за наявності завад. Таким чином, поняття потенційної завадостійкості системи зводиться до поняття її потенційної точності. Потенційна точність залежить від характеру повідомлення й тривалості його відтворення, типу модуляції цим повідомленням носійного коливання, форми носійного коливання, відношення сигнал-шум на вході приймача. Якщо приймальний пристрій має багатоканальний вхід та одноканальний вихід, тобто те ж саме повідомлення міститься у декількох сигналах, прийнятих різними вхідними каналами, то потенційна точність також залежить від числа каналів. Якщо ж приймальний пристрій має багатоканальний вихід, тобто призначений для сприймання не одного, а відразу декількох різних повідомлень, то потенційна точність залежить як від числа відтворених повідомлень, так і від ступеня статистичного зв'язку між ними. У цьому відношенні є показовими формули, що визначають потенційну точність для типових випадків одноканального прийому повідомлення по входу й виходу [4]. Ці формули справедливі при високій точності прийому, тобто при малій імовірності похибки або невеликому середньоквадратичному значенні похибки.

Приклад 1. Розпізнавання (розрізнення) m незалежних ортогональних однаково ймовірних сигналів, що мають однакову енергію.

У цьому випадку (при $m \geq 2$)

$$\frac{E}{N_0} \approx 2 \ln \frac{1}{P_{\text{пм}}} + \ln(m - 1) - 2,8, \quad (3.1)$$

де $N_0 = \kappa T_{ш}$ – спектральна густина шуму, приведеного до входу приймача. Формула (3.1) дає похибку меншу за 1 дБ, якщо $P_{ПМ} \leq 0,1$. Характерною ознакою є те, що існує слабка (логарифмічна) залежність необхідного відношення сигнал-шум E / N_0 від заданої ймовірності похибки $P_{ПМ}$. Навіть при $m = 2$ для зменшення ймовірності похибки, наприклад, від 10^{-3} до 10^{-6} , тобто в тисячу разів, потрібно збільшити відношення E / N_0 усього в 2,3 раза. У такому разі, зв'язок між E / N_0 і $P_{ПМ}$ доцільно записувати так, як у формулі (3.1), тобто вирішувати її відносно необхідного відношення сигнал-шум, а не відносно ймовірності похибки $P_{ПМ}$.

Приклад 2. Відтворення повідомлення, яке є безперервною випадковою величиною. При цьому

$$m_e = 0; \quad D_e = \frac{N_0}{2T M \left\{ \left[\frac{du_c(t;\theta)}{d\theta} \right]^2 \right\}}, \quad (3.2)$$

де T – тривалість відтворення повідомлення; $u_c(t; \theta)$ – напруга сигналу, модульованого повідомленням θ , на вході приймача (тобто на виході антени). При виводі цієї формули у неявній формі робилося припущення, що $\theta_{\min} = -\theta_{\max}$. Лінія зверху означає осереднення за часом.

Приклад 3. Відтворення повідомлення $\theta(t)$, яке є стаціонарним та ергодичним випадковим процесом з нульовим середнім значенням та відомою спектральною густиною (однобічною) $\theta(f)$ при прямих методах модуляції (наприклад, при АМ і ФМ) і необмеженому часі відтворення ($T \rightarrow \infty$). У цьому випадку

$$m_e = 0; \quad D_e = \theta_{ш0} \int_0^\infty \frac{df}{1 + \theta_{ш0}/\theta(f)}, \quad (3.3)$$

де

$$\theta_{ш0} = \frac{N_0}{M \left\{ \left[\frac{du_c(t;\theta)}{d\theta} \right]^2 \right\}}.$$

При виводі формули (3.3) також вважалось, що $\theta_{\min} = -\theta_{\max}$. Якщо повідомлення $\theta(t)$ має рівномірний спектр, обмежений найвищою частотою f_B , тобто

$$\theta(f) = \begin{cases} \theta(0) & \text{при } f \leq f_B, \\ 0 & \text{при } f > f_B; \end{cases} \quad (3.4)$$

$$D_\theta = \theta(0) f_B,$$

то, враховуючи мале значення відносної похибки, можна, на відміну (3.2), вважати, що

$$D_e \approx \theta_{ш0} f_B = N_0 f_B / M \left\{ \left[\frac{du_c(t;\theta)}{d\theta} \right]^2 \right\}. \quad (3.5)$$

Порівняння формул (3.1) і (3.5) дозволяє зробити важливі висновки:

- в обох випадках точність відтворення повідомлення залежить від форми носійного коливання $u_c(t, \theta)$ і типу його модуляції повідомленням $\theta(t)$ і визначається однаково – середнім квадратом часткової похідної від сигналу $u_c(t; \theta)$;

- у прикладі 2 точність підвищується з ростом тривалості відтворення повідомлення T , у прикладі 3 вона залежить не від тривалості, а від швидкості зміни повідомлення

(найвищої частоти f_e його спектра);

- якщо $f_e = 1/2T$, то формули (3.1) і (3.5) дають однаковий результат, а це означає:
 - а) при $f_e \leq 1/2T$ повідомлення $\theta(t)$ можна приблизно вважати не випадковою функцією часу, а випадковою величиною, тобто визначати точність його відтворення за формулою (3.1);
 - б) формулою (3.5), виведену в припущенні, що $T \rightarrow \infty$, уже можна користуватися при $T \geq 1/2f_e$;
 - в) при $f_e \leq 1/2T$ потенційну точність необхідно визначати за формулою (3.1), а при $f_e \geq 1/2T$ – за формулою (3.5).

Та обставина, що у формулах (3.2) і (3.5) потенційна точність виявилася незалежною від тривалості відтворення повідомлення T (при $T \rightarrow -\infty$), ще не означає, що збільшення цієї тривалості (при $T \rightarrow \infty$) завжди даремно; справа в тому, що при виводі формул (3.2) і (3.5) повідомлення $\theta(t)$ є стаціонарним ергодичним випадковим процесом. У такому процесі статистичний зв'язок між значеннями $\theta(t_1)$ і $\theta(t_2)$ при необмеженому зростанні інтервалу часу $\Delta t = t_1 - t_2$ зникає. Тому збільшення часу спостереження понад деякий досить великий інтервал T_e (практично понад $T \approx 1/2f_e$), дійсно не дає ніякої додаткової інформації про раніше відтворені значення повідомлення θ , і отже не може підвищити точність відтворення. Однак у низці практичних випадків збільшення часу відтворення T можна використовувати, наприклад, для повторної передачі того ж повідомлення (у системах передавання інформації) або для повторного спостереження того ж (або приблизно того ж) фізичного явища (у системах видобування інформації). У цьому разі повідомлення, спостережуване протягом додаткового часу, виявляється повністю або частково пов'язаним з раніше спостережуваним повідомленням, і тому точність відтворення суттєво підвищується. У системах передавання інформації збільшення часу, що відводиться на передачу, також можна використовувати для спеціального кодування повідомлень (наприклад, коректувальних кодів), що дозволяє суттєво підвищити точність їхнього відтворення за наявності завад.

Точності, досить близької до потенційної, вдається досягнути лише тоді, коли на систему діє лише внутрішній шум. Однак на реальну систему діють різні типи завад, причому їхнє число, інтенсивність і характер під час функціонування можуть різко змінюватися. Для такої складної ситуації визначити потенційну точність системи поки ще не вдалося. Але очевидно, що оптимальна радіосистема має бути адаптивною, тобто здатною аналізувати ситуацію та відповідним чином змінювати свої параметри і структуру на основі використання принципів самоорганізації. У сучасних радіосистемах, які працюють у складних умовах, прагнуть запроваджувати тією чи іншою мірою елементи адаптації, наприклад, при збільшенні рівня завад зменшують смугу пропускання системи та швидкості передавання (або видобування) інформації.

3.5 Пропускна здатність

Пропускною здатністю системи називають максимальну кількість інформації, яка може бути передана або здобута цією системою із заданою точністю за одиницю часу (наприклад, секунду). За одиницю кількості інформації приймають двійкову одиницю (біт), тобто кількість інформації, яка міститься у повідомленні про те, що відбулася одна з двох однаково

ймовірних подій. Кількість інформації, яка міститься у повідомленні про те, що відбулася одна з M однаково ймовірних подій, дорівнює

$$I_0[\text{бит}] = \log_2 M,$$

тобто кількість інформації пропорційна логарифму числа можливих подій. При дискретному характері повідомлення кожне його значення можна розглядати як подію, і у попередній формулі під M варто розуміти число можливих повідомлень. Коли кожне повідомлення складається з n елементарних символів, вибраних із загального алфавіту, що містить m видів символів (причому можливі будь-які комбінації цих символів), загальне число можливих повідомлень становить

$$M = m^n.$$

Якщо усі повідомлення незалежні та однаково ймовірні, то кількість інформації, що міститься у кожному повідомленні, становить

$$I_0[\text{бит}] = \log_2 (m^n) = n \log_2 m.$$

Кількість інформації, що припадає на кожний символ переданого або прийнятого повідомлення, визначають за формулою

$$I_{01}[\text{дв. од./символ}] = I_0/n = \log_2 m.$$

При бінарних (двійкових) повідомленнях алфавіт містить усього два види символів 0 і 1, тобто $m = 2$, і у цьому разі маємо

$$I_0[\text{дв. од.}] = n; \quad I_{01}[\text{дв. од.}] = 1 \text{ дв. од./символ.}$$

Наведені вище формули відносяться до випадку, коли усі передані або прийняті повідомлення незалежні та мають однакову ймовірність. Порушення цієї умови та наявність статистичних зв'язків між повідомленнями зменшують (за інших рівних умов) кількість інформації I , що міститься у цих повідомленнях, тобто виявляється, що

$$I < I_0, \quad I_1 = I/n < I_{01}.$$

Зокрема, при незалежних повідомленнях та неоднакових ймовірностях їхньої появи і $n \rightarrow \infty$, маємо [4]

$$I(\text{дв. од.}) = -n \sum_{i=1}^m p_i \log_2 p_i.$$

Формули, виведені у припущенні $n \rightarrow \infty$, залишаються справедливими у

середньому, і для кінцевих значень n .

Якщо ймовірності появи повідомлень неоднакові й статистично пов'язані, то попередні формули для I і I_1 виходять більш складнішими, так як наявність статистичного зв'язку призводить до додаткового зменшення значень I і I_1 , порівняно з тими, які уже отримані [4].

Величину

$$D = 1 - \frac{I}{I_0} = 1 - \frac{I_1}{I_{01}}$$

називають *надмірністю* джерела інформації. З наведеної формули випливає, що для незалежних та однаково ймовірних повідомлень, тобто при $I = I_0$, $I_1 = I_{01}$, величина надмірності дорівнює нулю. Зростання рівня статистичного зв'язку для повідомлень з неоднаковими ймовірностями їхньої появи сприяє зростанню надмірності. Граничне значення надмірності, яке можливе у крайньому разі, – одне з переданих повідомлень має ймовірність появи, що дорівнює одиниці, а інші – нулю, або повного статистичного зв'язку між усіма повідомленнями дорівнює одиниці. Таке джерело, фактично, не створює ніякої інформації ($I = 0$, $I_1 = 0$). Наприклад, надмірність, що міститься в англomовному тексті з урахуванням обліку статистичних зв'язків як між буквами, так і між словами, дорівнює приблизно 0,78.

Коефіцієнт

$$\mu = \frac{I_0}{I} = \frac{I_{01}}{I_1} = \frac{1}{1 - D}$$

називають *коефіцієнтом стиснення інформації*. Він показує, у скільки разів зменшується кількість інформації, яка створена її джерелом за рахунок неоднакової ймовірності символів та статистичних зв'язків між ними. Цей коефіцієнт є кількісною мірою «стиснення» переданої інформації за умови, що її можна відновити на приймальній стороні без спотворення. Проте варто мати на увазі, що надмірність джерела повідомлень шкідлива лише за відсутності завад. При наявності завад вона, навпаки, допомагає усувати у місці приймання інформації спотворення, викликані цими завадами. Наприклад, завдяки наявності в англomовному тексті надмірності, у місці приймання можна правильно відтворити весь текст за змістом, навіть, якщо 78% цього тексту виявиться спотвореним через дію завад. *Швидкістю передавання (видобування) інформації* R називають середню кількість інформації, передану або прийняту системою за одиницю часу, тобто

$$R = \frac{I}{T},$$

де T – час, за який ця інформація I буде передана або прийнята. Вона залежить, насамперед, від швидкості створення інформації цим джере-

лом. Однак швидкість передачі обмежується ще й можливостями радіосистеми тому, що при перевищенні деякого припустимого рівня починає зростати кількість спотворень інформації, які вносяться системою. Припустимо, що задані допустима ймовірність помилки відтворення повідомлень P_{nm} та максимально допустиме число елементарних символів у кожному повідомленні n_{max} . Тоді при оптимальній побудові системи передавання інформації може бути досягнуто максимальне значення R_{max} швидкості передачі інформації. Як було показано К. Шенноном, значення R_{max} монотонно зростає при зменшенні величини $(1/n_{max}) \ln(1/P_{nm})$ і досягає максимального значення при $(1/n_{max}) \ln(1/P_{nm})=0$, тобто при $n \rightarrow \infty$. Це максимальне досяжне значення швидкості передачі інформації називають *пропускною здатністю системи* C . Установлено [6], що при передачі безперервних повідомлень, які мають задану середню потужність, на фоні нормального білого шуму

$$C \left[\frac{\text{ДВ. ОД.}}{c} \right] = \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N_0 \Delta f} \right),$$

де N_0 – спектральна густина потужності шуму; P_c – середня потужність сигналу; Δf — смуга пропускання системи. З ростом смуги пропускання величина C монотонно зростає, прагнучи при $\Delta f \rightarrow \infty$ до межі:

$$C_{max} [\text{дв. од./с}] = 1,45 P_c / N_0.$$

Якщо швидкість передачі інформації не перевищує пропускну здатність (тобто $R \leq C$), то ймовірність помилки відтворення повідомлення можна зробити, досить малою. Проте таке наближення потребує виконання двох умов:

- реалізації повідомлень мають бути досить довгими ($n \rightarrow \infty$), що призводить до необмеженої у часі затримки передачі;
- повідомлення мають оптимально кодуватися, а прийняті сигнали оптимально оброблятися.

На практиці повне виконання обох умов неможливе. Проте, знання пропускну здатності системи та умов її одержання корисно для оцінки граничних можливостей радіосистеми та шляхів її удосконалення. Зокрема, для підвищення пропускну здатності та швидкості передачі інформації велике значення має узгодження системи в інформаційному розумінні із джерелом інформації (при передаванні) та з її одержувачем (при отримуванні) інформації.

У системах передачі інформації узгодження зводиться до:

- створення таких умов, щоб максимальна швидкість R_{max} вироблення інформації джерелом дорівнювала пропускну здатності системи C ;
- усунення зайвої надмірності переданих символів, тобто надмірно-

сті, яка не потрібна для підвищення завадостійкості.

Для виконання першої умови бажано попередньо запам'ятовувати інформацію та змінювати темп її передачі по радіолінії, тобто сповільнювати (якщо $R > C$) або прискорювати (якщо $R < C$). Другу умову виконують відповідним кодуванням повідомлень. При цьому доводиться долати принципові труднощі, пов'язані з тим, що надмірність, з одного боку, шкідлива, тому що перевантажує радіолінію, а з іншого – корисна, бо сприяє підвищенню точності відтворення повідомлень. Тому, насамперед, виникає питання, чи доцільно усувати природну надмірність у первинній інформації, створюваної джерелом, якщо так, то якою мірою.

При сприйнятті повідомлень людиною, її мозок здатен досить ефективно використовувати природну надмірність з метою підвищення завадостійкості сприймання. При цьому допустимий (доцільний) ступінь усунення надмірності (тобто ступінь стиснення інформації) може бути визначений експериментально. При автоматичному відтворенні повідомлень оптимальне використання природної надмірності є, як правило, занадто складним, тому що важко створити відповідні оптимальні декодувальні пристрої. У зв'язку з цим, часто застосовують такий технічний спосіб. Спочатку усувають надмірність практично повністю, тобто роблять максимально допустиме стиснення переданої інформації за умови відсутності завад. Кодування, що здійснює таке стиснення, часто називають *кодуванням джерела*. Потім для надання стислій інформації необхідної завадостійкості вводять мінімально необхідну надмірність, додаючи під час кодування спеціальні службові символи, які полегшують у місці приймання виявлення та виправлення спотворень, внесених завадами. Такий спосіб кодування називають *завадостійким*. Отже, якщо на ранніх стадіях розвитку радіотехнічних систем здійснювалося узгодження ліній передач із джерелами та навантаженнями лише в енергетичному розумінні за допомогою узгоджувальних трансформаторів, то тепер великого значення набуло їхнє узгодження в інформаційнім відношенні. При цьому погоджувальні трансформатори виконуються на основі таких перетворювачів інформації, як кодери, декодери, нагромаджувачі, пристрої стиснення інформації, способи затримки або прискорення темпу передачі інформації тощо. Найбільшого ефекту вдалось досягти у стисненні телевізійної інформації тому, що такі джерела здатні виробляти інформацію з величезною швидкістю і в дуже великій кількості.

З наведених прикладів видно, що поняття пропускну здатності можна застосовувати як до систем передавання, так і до систем видобування та обробки інформації. Однак не завжди можливо та доцільно вимірювати пропускну здатність у двійкових одиницях за секунду оскільки такий підхід не враховує відносної цінності (важливості) різних повідомлень. На жаль, теорія інформації на це відповіді не дає. Наприклад, у радіолокаторі, призначеному для виявлення та розпізнавання об'єктів, а також для вимірювання їхніх координат не можна оцінювати сукупність усієї отриманої

різнорідної інформації єдиним кількісним показником – двійковими одиницями. У таких випадках пропускну здатність варто оцінювати в інших одиницях, більш прийнятних відповідно до призначення такої радіосистеми. Наприклад, нерідко її визначають числом об'єктів заданого класу (літаків, абонентів тощо), що обслуговуються системою за заданий час (або за одиницю часу) при заданих характеристиках об'єктів, умов та якості їхнього обслуговування. Нарешті варто зазначити, що іноді замість терміна «пропускну здатність», застосовують аналогічний або близький за змістом термін «продуктивність» або стосовно до систем обробки інформації «максимальна швидкість обробки інформації».

3.6 Віддаль дії радіотехнічних систем

Віддаль дії є однією з найважливіших характеристик більшості радіотехнічних систем. Віддаль дії – це максимальна відстань $D = D_{max}$, на якій прийнятий сигнал досягає мінімально допустимого (граничного) рівня $P_c = P_{c min}$, достатнього для виконання системою основних функцій з якісними показниками не гірших від заданих. Розглянемо максимальну віддаль дії радіоліній, які застосовуються у радіосистемах різного цільового призначення: радіолінії зв'язку, радіолінії з активним відгуком та радіолінії з пасивним відгуком [2, 3, 6].

Віддаль дії радіолінії зв'язку. Радіолінія зв'язку складається з передавача та приймача радіосигналу. Якщо припустити, що в радіолінії з довжиною радіохвилі λ_0 , потужністю сигналу P_c , що випромінюються передавальною антеною з коефіцієнтом підсилення G_a , застосовується приймальна антена з коефіцієнтом підсилення G_{np} , і приймач чутливість якого $P_{c min}$, то густина потоку потужності, що створюється випромінюваним сигналом у місці розташування приймальної антени на відстані D від передавальної, дорівнює

$$\Pi = \frac{P_a G_a}{4\pi D^2},$$

а потужність сигналу, який нею сприймається, становить величину

$$P_c = \Pi S_{np} = \frac{P_a G_a G_{np} \lambda_0^2}{(4\pi)^2 D^2},$$

де $S_{np} = G_{np} \lambda_0^2 / (4\pi)$ – ефективна площа приймальної антени. При збільшенні віддалі D потужність прийнятого сигналу зменшується і досягає граничного рівня $P_c = P_{c min}$, який обмежує максимальне значення віддалі дії радіолінії до величини D_{max} . Потужність $P_{c min}$ має бути достатньою для отримання інформації із заданою ймовірністю за наявності завад,

включно з власним шумом приймача, приведеним до його входу.

Радіолінія з активним відгуком. Радіолінія з активним відгуком складається із двох радіоліній зв'язку: лінії запиту та лінії відгуку. Для кожної з них можна знайти максимальну віддаль дії за попередньою формулою, призначивши параметрам лінії запиту та відповіді певні індекси, наприклад:

$$D_{з max} = \sqrt{\frac{P_{за} G_{за} G_{зпр} \lambda_{з0}^2}{(4\pi)^2 P_{зс min}}}; \quad D_{в max} = \sqrt{\frac{P_{ва} G_{ва} G_{впр} \lambda_{в0}^2}{(4\pi)^2 P_{вс min}}}.$$

Загалом, віддаль дії системи визначається радіолінією з меншою величиною D_{max} . Зазвичай, намагаються зробити канали запиту і відгуку однаково надійними, а систему – збалансованою, тобто забезпечити

$$D_{з max} = D_{в max}.$$

Якщо ж в каналах запиту та відгуку для передачі й приймання сигналу використовують одну й ту ж антену, а частоти запиту і відгуку близькі, тобто $\lambda_{з0} \approx \lambda_{в0}$, то $G_{за} \approx G_{впр}$ і $G_{зпр} \approx G_{ва}$, отже, $G_{за} G_{зпр} \approx G_{ва} G_{впр}$. Звідси неважко знайти умову балансу системи:

$$\frac{P_{за}}{P_{зс min}} \approx \frac{P_{ва}}{P_{вс min}}.$$

Радіолінія з пасивним відгуком. У цьому випадку сигнал відгуку створюється шляхом розсіювання радіохвиль, що опромінюють об'єкт з ефективною площею розсіювання $\sigma_{ц}$, а канал запиту містить передавач РЛС або радіовисотоміра. Припустимо, що РЛС випромінює зондувальний сигнал потужністю P_a , коефіцієнт підсилення її передавальної антени G_a , приймальної – $G_{пр}$, ефективна площа приймальної антени $S_{пр} = \frac{G_{пр} \lambda_0^2}{4\pi}$, чутливість приймача $P_{с min}$. При відстані D від РЛС до об'єкта густина потоку потужності у місці розташування об'єкта дорівнює $\Pi_{ц} = \frac{P_a G_a}{4\pi D^2}$, тоді потужність, що перехоплюється цим об'єктом, становить величину

$$P_{ц} = \Pi_{ц} \sigma_{ц} = \frac{P_a G_a \sigma_{ц}}{4\pi D^2}.$$

Згідно з визначенням, ефективна поверхня розсіювання об'єкта це – така фіктивна поверхня, яка усю потужність опромінювання розсіює ізотропно. Тому густина потоку потужності у місці розташування антени РЛС на відстані D від об'єкта, дорівнює

$$P_{\text{рлс}} = \frac{P_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 D^2} = \frac{P_a G_a \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 D^4},$$

а потужність сигналу, наведеного в антені РЛС, визначається формулою

$$P_c = P_{\text{рлс}} S_{\text{нр}} = \frac{P_a G_a \sigma_{\text{ц}} S_{\text{нр}}}{(4\pi)^3 D^4}.$$

При збільшенні дальності D потужність сигналу P_c зменшується, досягаючи граничного рівня $P_c = P_{c \text{ min}}$ при

$$D = D_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{P_a G_a \sigma_{\text{ц}} S_{\text{нр}} \lambda_0^2}{(4\pi)^3 P_{c \text{ min}}}}.$$

Отриману формулу називають *основним рівнянням радіолокації або рівнянням віддалі РЛС у вільному просторі* [3]. Воно відображає зв'язок віддалі, на якій діє РЛС з її основними технічними параметрами та ефективною поверхнею розсіювання об'єкта $\sigma_{\text{ц}}$. Параметри $P_{c \text{ min}}$ і $\sigma_{\text{ц}}$ мають статистичний характер і залежать від багатьох факторів. В основному рівнянні не враховуються втрати при поширенні сигналу, втрати в антенно-фідерному тракті та в інших пристроях РЛС при формуванні, прийманні та обробці сигналу. Вплив цих факторів на віддаль дії радіолокаційних та радіонавігаційних систем розглядається у наступному підрозділі.

Узагальнене рівняння віддалі дії. При розрахунках віддалі дії РЛС використовують середнє значення ефективної поверхні розсіювання об'єкту радіолокаційного спостереження $\sigma_{\text{ц}}$, а можливі її флуктуації враховують при виборі моделі прийнятого сигналу (типом флуктуацій його амплітуди та фази). Таким чином, для визначення граничного сигналу $P_{c \text{ min}}$ в основному рівнянні радіолокації необхідно знати характеристики сигналу та завад, задати значення імовірності правильного виявлення $P_{\text{нев}}$ та імовірності хибної тривоги P_{xm} . При цьому структуру і характеристики приймача, пристроїв обробки та реєстрації сигналу вибирають так, щоб звести $P_{c \text{ min}}$ до можливого найнижчого рівня з метою забезпечення максимальної віддалі дії. Розрахуємо $P_{c \text{ min}}$ при впливі завади з рівномірною спектральною густиною N_0 . Імовірність правильного виявлення $P_{\text{нев}}$ та імовірність хибної тривоги P_{xm} залежать від відношення сигналу до шуму на вході порогового пристрою (параметра виявлення $q = U_{\text{mc}}/\sigma_{\text{ш}}$) й обраного порогу, значення якого залежить від критерію виявлення. У радіолокації використовують критерій Неймана–Пірсона, відповідно до якого оптимальний приймач повинен забезпечувати отримання найбільшого значення $P_{\text{нев}}$ при заданому значенні P_{xm} . Знаходження мінімального значення

$q = q_{min}$, при якому $P_{нев}$ є більшим заданого $P_{нез}$, а імовірність хибної тривоги P_{xm} не перевищує припустимого значення, здійснюються за допомогою характеристик виявлення $P_{пв} = f(q)$. Для імпульсної РЛС із зондувальним імпульсним сигналом тривалості τ_i та об'єктом крапкового типу сигнал на вході приймача також має тривалість τ_i , і при потужності сигналу P_c його енергія становить $E_c = P_c \tau_i$. Якщо амплітуда напруги сигналу U_{mc} , то при вхідному опорі, що дорівнює 1 Ом, енергія сигналу $E_c = U_{mc}^2 \tau_i / 2$. Тоді параметр виявлення

$$q = \sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} = \sqrt{\frac{2P_c \tau_i}{N_0}} = \frac{U_{mc}}{\sigma_{ш}}$$

Виразимо потужність граничного сигналу $P_{c min}$, яка входить в основне рівняння радіолокації, через параметр виявлення

$$P_{c min} = q_{min}^2 N_0 / 2 \tau_i.$$

Тепер можна при розрахунках максимальної віддалі дії РЛС безпосередньо використовувати характеристики виявлення. Відхилення характеристик приймача від оптимальних враховують шляхом уведення коефіцієнта втрат $L_{вт}$, який показує, у скільки разів (на скільки децибелів) потрібно збільшити потужність сигналу в реальній системі, щоб забезпечити задані параметри виявлення. Таким чином, з урахуванням втрат вираз для основного рівняння радіолокації отримує такий вигляд

$$D_{max} = \sqrt[4]{\frac{2P_a G_a G_{пр} \tau_i \sigma_{ц} \lambda_0^2}{(4\pi)^3 q_{min}^2 N_0 L_{вт}}} = \sqrt[4]{\frac{2E_c G_a G_{пр} \sigma_{ц} \lambda_0^2}{(4\pi)^3 q_{min}^2 N_0 L_{вт}}}$$

Рівняння для максимальної віддалі дії, подане у такому форматі, називають *узагальненим* рівнянням радіолокації [2].

У такому разі, коли джерелами завад є шуми антени потужністю $P_{шA}$ і власні шуми приймача з потужністю $P_{шпр}$, які приведені до входу антени, то повна потужність шумів на вході приймача дорівнює їхній сумі. Якщо ширина смуги пропускання приймального тракту Δf , а температура антени T_A , то $P_{шA} = \kappa T_A \Delta f$, де $\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана. Зазвичай, спектральну густину шуму N_0 виражають через шумову температуру $T_{ш} = T_A + T_0 (\kappa_{ш} - 1)$, де $\kappa_{ш} = 1 + P_{шпр} / P_{шA}$ – коефіцієнт шуму приймача; $T_0 = 290$ К.

Таким чином,

$$P_{ш} = \kappa T_A \Delta f + \kappa T_0 \Delta f (\kappa_{ш} - 1) = \kappa \Delta f [T_A + T_0 (\kappa_{ш} - 1)] = \kappa \Delta f T_{ш}.$$

Ураховуючи рівномірність спектра шуму у смугі частот Δf , знайдемо

спектральну густину шуму $N_0 = P_{ш} / \Delta f = kT_{ш}$. Це дозволяє записати узагальнене рівняння радіолокації у вигляді

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{2E_c G_a G_{np} \sigma_{ц} \lambda_0^2}{(4\pi)^3 q_{\min}^2 kT_{ш} L_{вт}}}$$

Коефіцієнт втрат $L_{вт}$ може бути виражений добутком елементарних коефіцієнтів втрат $L_{вт} = \prod_{i=1}^n L_i$, які враховують, наприклад, втрати, викликані згасанням сигналів у антенно-фідерному тракті, неузгодженістю АЧХ приймача зі спектром сигналу, неоптимальністю процесу детектування, нестабільністю частоти гетеродина приймача, скануванням ДНА та іншими причинами. Часто це рівняння представляють у логарифмічній формі, а усі величини, у тому числі й коефіцієнти втрат, підставляють у децибелах, замінюючи множення параметрів їхнього підсумовуванням, а їхній поділ – відніманням. Аналізуючи рівняння, бачимо, що для збільшення D_{\max} , наприклад, у два рази, потрібно збільшити енергію імпульсу в 16 разів, що відповідає 12 дБ. Те ж відноситься й до інших параметрів, що входять у формули для D_{\max} .

В імпульсних РЛС при передачі та прийманні, як правило, використовують одну й ту ж антену, тому $G_a = G_{np} = G$. Унаслідок цього формула для D_{\max} має вигляд

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{2E_c G^2 \sigma_{ц} \lambda_0^2}{(4\pi)^3 q_{\min}^2 kT_{ш} L_{вт}}}$$

Отже, збільшення D_{\max} у два рази можна досягти шляхом чотириразового збільшення коефіцієнта підсилення антени. Варто зазначити, що розрахунки D_{\max} для реальних умов роботи РЛС є досить-таки складним завданням, тому що, окрім розглянутих джерел втрат, мають бути враховані втрати при поширенні сигналу, а також вплив відбиття сигналів від земної поверхні [10].

3.7 Надійність радіотехнічних систем

Під *надійністю* системи розуміють її властивість виконувати задані функції при збереженні експлуатаційних показників у заданих межах протягом певного інтервалу часу при роботі за певних умов. Зміну стану системи, яка призводить до втрати зазначеної властивості, називають відмовою. Відмови системи можуть бути викликані різноманітними причинами, зокрема:

- методичними помилками при її проектуванні;

- початковим розкидом параметрів системи, тобто відмінністю значень параметрів, отриманих при виготовленні системи, від розрахункових (номінальних);
- нестабільністю параметрів системи внаслідок механічних впливів, змін температури, вологості, тиску, ефекту старіння (зношування) тощо;
- обривами та короткими замиканнями;
- динамічними помилками (інерційністю дії системи);
- помилками, викликаними дією завад, у тому числі завад, створюваних суміжними сигналами.

При визначенні надійності, як правило, враховують лише фактори з другого по п'ятий у наведеному переліку. На відміну від цього, узагальнена надійність визначається з урахуванням усіх можливих причин відмов. Часто надійність системи (у тому числі й узагальнену) пропонують оцінювати зміною ефективності системи

$$K_N = \frac{E_p}{E_i},$$

де E_p – ефективність реальної системи; E_i – ефективність ідеально надійної системи. Що більше K_N , то вища надійність системи. Цей показник досить добре відповідає такому визначенню надійності, але має низку серйозних недоліків. По-перше, оцінити ефективність системи всього за одним показником, загалом, неможливо. По-друге, не завжди можна однозначно визначити E_i . По-третє, теоретичне або експериментальне знаходження величини E_p наштовхується на істотні труднощі. Для подолання цих труднощів пропонується надійність характеризувати сукупністю таких властивостей, як безвідмовність роботи, ремонтпридатність та довговічність [12] і визначати не одним показником якості, а їхньою сукупністю. При цьому головний показник надійності – безвідмовність роботи характеризують імовірністю P_b безвідмовної роботи за заданий інтервал часу Δt або середнім часом безвідмовної роботи $T_{c.p.}$. Для визначення цих показників знімають криву інтенсивності відмов $\lambda(t)$. Тут λ – відношення числа однотипних пристроїв (блоків, вузлів і т. п.), що відмовили протягом певного інтервалу часу (наприклад, одна година), до загального числа однотипних пристроїв, які залишалися справними до початку цього інтервалу. Типова експериментальна крива $\lambda(t)$ складається з трьох характерних ділянок:

- ділянка I відповідає інтервалу приробку щойно виготовленої апаратури;
- ділянка II є ділянкою нормального функціонування апаратури, у межах якої інтенсивність відмов λ приблизно постійна та має місце експонентний закон надійності [14] $P_n = e^{-\lambda \Delta t}$, де Δt – будь-який інтервал часу на ділянці II, а середній час безвідмовної роботи становить $T_{c.p.} = 1/\lambda$;
- ділянка III відповідає етапу зношування апаратури.

Якщо за експонентним законом розподіляється надійність не тільки системи у цілому, а й її пристроїв, блоків, та вузлів і т. п., то інтенсивність відмов системи λ можна визначати як суму інтенсивності відмов її складових частин. Ця особливість експонентного закону надійності стала причиною широкого його застосування, незважаючи на те, що він є наближеним. Проте, останнім часом, у зв'язку зі швидким зростанням складності радіотехнічних систем та важливості виконуваних ними функцій, вимоги до точності оцінок надійності радіосистем різко зросли. З кожним роком збільшується число робіт, у яких робляться спроби більш точно та повно розрахувати надійність (у тому числі й узагальнену). Основними шляхами підвищення надійності є:

- заміна аналогової обробки інформації цифровою;
- оптимальний вибір елементної бази (на основі аналізу умов роботи апаратури та режиму роботи її елементів) [13], зокрема, застосування більш надійних матеріалів, деталей і вузлів, виключення механічних переміщень, зменшення числа з'єднань та механічних роз'ємів;
- спрощення схеми та конструкції системи;
- уведення апаратурної, функціональної та аналітичної надмірності;
- забезпечення ремонтпридатності апаратури;
- удосконалення технології виробництва, застосування інтегрованих технологій;
- попереднє тренування виготовленої апаратури (перед переходом до стану нормальної роботи);
- профілактичний контроль (регламентні роботи) під час зберігання апаратури;
- оптимізація технічного обслуговування.

Надійність функціонування системи, значною мірою, залежить від кваліфікації людей, які брали участь у розробці, виготовленні та експлуатації системи. Ефективність дій людини та їхня якість у процесі контролю та керування системою суттєво залежить також від того, наскільки вдало конструкторам вдалося вирішити проблему взаємодії людини-оператора з машиною-системою, наприклад, уведення людиною інформації в систему знімання інформації з метою контролю та керування. У зв'язку з ускладненням систем та підвищенням відповідальності розв'язуваних завдань, проблема найкращого узгодження дій системи та оператора вирішується методами інженерної психології [3], яка набуває все більшого значення. Підвищення надійності шляхом уведення апаратурної надмірності набуло особливо великого значення останніми роками, тому що різке зменшення маси і габаритів деталей та вузлів дає змогу вводити істотну апаратурну надмірність навіть у бортову апаратуру. Підвищити надійність за рахунок апаратурної надмірності можна такими заходами:

- забезпеченням полегшених режимів функціонування для деталей та вузлів;

- застосуванням різноманітних методів резервування [12];
- уведенням систем вбудованого контролю, які забезпечують автоматичне виявлення несправностей під час експлуатації та пристроїв, здійснюють автоматичне усунення несправностей або ослаблення їхньої дії;
- застосуванням органічно надійних принципів побудови системи.

Тут під органічно надійними необхідно розуміти такі принципи, що забезпечують високу надійність навіть без будь-яких спеціальних заходів, які вживаються тільки заради підвищення надійності. Підвищена надійність таких систем зумовлена наявністю у них природної апаратурної надмірності. Однак ця надмірність уводиться в систему не тільки заради забезпечення високої надійності, а й для поліпшення інших важливих показників якості. Наприклад, застосування ФАР може забезпечити електронне керування діаграмою спрямованості системи, а для передавального пристрою – можливість отримання великої сумарної потужності при використанні, порівняно, малопотужних активних приладів. Застосування органічно надійних принципів побудови систем є одним з найбільш перспективних способів підвищення надійності.

3.8 Маса та габаритні розміри

При розгляданні питання про масу та габарити радіоапаратури доцільно виділити із усього її складу антенно-фідерні пристрої тому, що мінімальні габарити цих пристроїв обмежуються необхідним підсиленням та шириною діаграми спрямованості. Мінімальні розміри всієї іншої радіоапаратури лімітуються такими основними факторами:

- мінімальними, конструктивно здійсненими розмірами деталей, вузлів та з'єднань між ними;
- зростанням паразитних зворотних зв'язків;
- збільшенням нагрівання апаратури через підвищення потужності, яка розсіюється одиницею об'єму.

Історично послідовними етапами зменшення маси та габаритів радіоапаратури були: зменшення габаритів радіоламп і пасивних елементів, поява транзисторів та друкованих плат, створення мікромодульних конструкцій та інтегрованих мікросхем. Ефективність цих етапів ілюструється такими даними [8, 13]: щільність монтажу (число деталей в 1 см^3) при звичайних радіолампах і пасивних елементах 0,1; надмініатюрних радіолампах у комбінації з мініатюрними пасивними елементами 0,3 – 1; транзисторах у комбінації з надмініатюрними пасивними елементами – 3; у кристалах інтегрованої мікросхеми 300 – 10^4 , у пристроях на сучасних інтегрованих мікросхемах загалом (водночас зі з'єднанням та упакуванням) 10^5 і більше. Теоретично гранична щільність елементів у інтегрованій мікросхемі може досягати величини 10^6 – 10^7 , а щільність нейронів у мозку людини – 10^8 [13]. За останні 20–30 років об'єм малопотужної радіоапаратури (кращих її зразків) скоротився приблизно у 100 – 10 000 разів, але

існуючі можливості тут використані ще не повністю. Це пояснюється тим, що значну частину маси та об'єму сучасної апаратури становлять не основні (активні або пасивні) елементи, а допоміжні – сполучні контакти, пристрої тепловідводу, герметизації, механічного та іншого захисту тощо. Звідси випливають основні шляхи подальшої мікромініатюризації:

- підвищення ступеня інтеграції, тобто заміна сукупностей інтегрованих мікросхем єдиними великими інтегрованими мікросхемами з більшим числом елементів;
- створення елементів з мінімальним споживанням енергії та пристроїв з максимальним коефіцієнтом корисної дії;
- використання безкорпусного монтажу (тобто корпус використовується не для кожного окремого елемента або вузла, а сукупності великої кількості елементів та вузлів загалом);
- застосування таких принципів дії та побудови систем, за яких можна максимально реалізувати можливості сучасних інтегрованих технологій.

3.9 Вартість радіоапаратури

На сьогодні, не є новиною те, що витрати будь-якої індустріально розвиненої держави на виробництво радіоелектронної апаратури становлять одну з найбільших статей бюджету, і з кожним роком питома вага цієї статті має тенденцію до зростання. Пояснюється це як розширенням сфер застосування радіоелектронних засобів, так і ускладненням розв'язуваних ними завдань. Тому проблема зменшення вартості розробки, виробництва та експлуатації радіоелектронних систем залишається актуальною і надалі буде лише загострюватися. Проте точний розрахунок вартості системи важко виконати, особливо на ранніх стадіях проектування та при розробці нових зразків радіоелектронного обладнання. Останніми роками опубліковано багато робіт, у яких робилися спроби обґрунтувати методика розрахунків вартості систем за умов істотної апріорної невизначеності. Одним з розповсюджених методів є застосування способу інтерполяції або екстраполяції значень вартості за опорними крапками, одержуваних з досвіду аналогічних розробок або на основі наближених оцінок [4]. Точність такої інтерполяції або екстраполяції, як правило, виявляється тим вищою, чим складніша система. Дійсно, вартість якого-небудь невеликого елемента системи (наприклад, нового типу транзистора) може з моменту виготовлення першого експериментального зразку до масового випуску в мільйони екземплярів поменшати у сотні разів і більше. Вартість же складної системи за аналогічних умов змінюється значно повільніше. Це пояснюється, поперше, тим, що навіть зовсім нова система містить як нові, так і добре освоєні елементи, деталі та вузли, причому зменшення вартості цих деталей і вузлів згодом, значною мірою, компенсує зростання вартості нових деталей і вузлів. По-друге, складна радіосистема розробляється декілька

років і до моменту завершення її виробництва вже не містить зовсім нових деталей і вузлів, що мають, як правило, дуже високу ціну. По-третє, у процесі розвитку радіосистем, значно більшою мірою, ніж у процесі удосконалення деталей та відносно простих вузлів, має місце тенденція, що компенсує збільшення їх вартості внаслідок ускладнення розв'язуваних завдань, зменшенням завдяки удосконаленню технологій виробництва та підвищення продуктивності праці. Наведемо характерний історичний приклад: вартість простого радіомовного приймача у 1975 р. була у декілька разів нижчою, ніж у 1950 р. за умови однаковості їхніх якісних показників. Проте у 1975 р. вартість стереофонічної радіоли вищого класу була вищою від вартості кращої радіоли в 1950 р., оскільки радіола зразку 1975 р. мала більш високу якість, давала можливість стереофонічного відтворення звуку, мала більш широку смугу пропускання, більшу вихідну потужність та більші можливості для регулювань, і таких прикладів можна навести чимало на сучасному етапі розвитку радіоелектроніки [8]. Усі ці обставини дозволяють прогнозувати вартість радіоелектронних систем і пристроїв лише приблизно, і на відносно невеликий строк – найближчі 5–10 років. Зниженню вартості радіосистем або радіоелектронних пристроїв сприяють такі фактори:

- усунення не виправдано завищених вимог до показників якості;
- оптимізація за критерієм вартості принципів дії системи, елементної бази, процесів проектування, виробництва, збуту та експлуатації апаратури (тут під оптимізацією за критерієм вартості розуміють мінімізацію вартості при збереженні значень інших важливих показників якості у припустимих межах).

4 ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЗАВДАНЬ ТА МЕТОДІВ ПРОЕКТУВАННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

Під час розробки радіотехнічної системи розрізняють такі типові завдання на проектування [4, 14]:

- часткова модернізація існуючої системи – зміна її параметрів (а іноді і структури), яка призводить до відносно невеликого (наприклад, на 10–30%) покращення одного або декількох показників якості системи при розв'язуванні тих же завдань або нових;
- істотна модернізація – зміна параметрів і структури системи, яка призводить до значного (наприклад, у 2–3 рази) поліпшення одного або декількох основних показників якості;
- створення нової системи, заснованої на нових принципах дії для різкого, наприклад, на порядок або більше покращення одного або декількох основних показників якості при розв'язуванні тих же завдань або нових.

За ступенем складності задачі проектування можна поділяти на прості, середньої складності, складні та дуже складні. До простих завдань на проектування належать такі завдання, для розв'язку яких достатній колектив інженерів не більше десяти осіб. Розв'язок завдання проектування середньої складності потребує колективу з декількох десятків або сотень інженерів, а для розв'язку складних і дуже складних завдань необхідно кілька тисяч або десятків тисяч інженерів. Звичайно, такий розподіл умовний, але він показує величину діапазону складності завдань на проектування. Яскравим прикладом дуже складного завдання може слугувати завдання на створення системи «Аполлон» для польоту космонавтів на Місяць; у її розв'язку брали участь більше ніж 300 фірм і були задіяні десятки тисяч інженерів різних профілів. Варто зазначити, що останнім часом відсоток складних завдань на проектування зі створення нових систем суттєво зростає. Очевидно, що організація процесу проектування і застосовувані методи суттєво залежать від ступеня новизни та складності розв'язуваного завдання. Надалі передбачається, що йтиметься про істотну модернізацію системи або про створення нової системи середнього ступеня складності.

4.1 Основні етапи проектування

Розрізняють такі основні етапи проектування: попереднє; ескізне та технічне. Результатом першого етапу є технічні пропозиції, так званий аванс-проект, а результатами другого і третього – ескізний і технічний проекти, відповідно. Кожний етап містить як теоретичні, так і експериментальні дослідження, і завершується випробуваннями лабораторних макетів (перший етап), експериментальних (другий) і дослідних зразків (третій). Зважаючи на порядок розв'язування задач, процес проектування можна поділити на

такі етапи: вибір та формулювання мети проектування; обґрунтування вихідних даних; визначення принципів побудови системи; апаратурний синтез; конструювання; розробка технології виготовлення; розробка випробувального обладнання.

Під вибором і формулюванням мети розуміють словесну (якісну) форму завдання на проектування: яка система і для розв'язку яких завдань має бути розроблена. Для цього мають бути попередньо проаналізовані потреби суспільства (або якої-небудь його частини), можливості, надані сучасним рівнем розвитку науки і техніки, зокрема, радіоелектроніки і враховані результати прогнозування подальшого розвитку радіоелектронних та близьких до них систем (за структурою або за типом розв'язуваних задач). Ініціатива у постанові завдання на проектування може належати як замовникам, так і розроблювачам.

На другому етапі проектування формулюють завдання на проектування у кількісній формі. При цьому сукупність D вихідних даних, як правило, подають у вигляді

$$D = \{U, O_s, \theta, K, C\}$$

де U – сукупність умов роботи системи; O_s – сукупність обмежень на структуру розроблюваної системи S і значення її параметрів θ , K – склад вектора якості, елементами якого є приватні показники якості (похибка відтворення повідомлень, маса, обсяг, вартість й ін.); C – критерій якості, який встановлює параметри неприпустимі (незадовільні) або ті, яким варто надавати перевагу на призначення системи. Питання математичного опису зазначених сукупностей та критеріїв якості є більш складним і частково буде розглянуте у другій частині цього посібника. При обґрунтуванні вихідних даних необхідно враховувати призначення системи та усі основні види її взаємодії з навколишнім середовищем, з іншими підсистемами (якщо така система є підсистемою більшої системи) та з системами, що працюють у тому ж або сусідньому діапазоні частот. Іноді обґрунтування вихідних даних називають зовнішнім проектуванням, а всі подальші етапи – внутрішніми.

На третьому етапі проектування визначають принципи побудови системи. Результатом цього етапу має бути обґрунтований розподіл розроблюваної системи на підсистеми (пристрої), сформульовані вихідні дані для усіх підсистем і визначені, щонайменше, у першій наближенні, принципи їхньої дії. На цьому етапі вибирають робочий діапазон частот, принципи отримання, передавання та обробки інформації, використовувані фізичні явища, тип сигналу – носія інформації, принципи просторових та часових перетворень сигналів, об'єднання або поділ каналів та станцій, типи модуляції і демодуляції, кодування та декодування. При проектуванні деяких систем може бути розв'язана лише частина перерахованих завдань. Третій етап проектування дозволяє точніше визначити значення лише інформа-

ційних показників якості (точності, роздільної здатності, завадостійкості, пропускну здатності тощо), а економічні й конструктивно-технологічні показники (вартість, маса, об'єм, надійність та ін.) оцінюються досить приблизно.

Завданням четвертого етапу – апаратного синтезу є реалізація обраних на попередньому етапі принципів побудови системи. При цьому вибирають елементну базу й оптимізують структуру та параметри підсистем з більш точним урахуванням не тільки інформаційних, а й усіх інших показників якості, включно конструктивно-технологічні й економічні.

На п'ятому етапі (конструювання) оптимізують систему за її конструктивно-технологічними й економічними показниками, остаточно визначають ці показники та розробляють усю технічну документацію, необхідну для виготовлення дослідних зразків, а потім і для серійного або масового виробництва.

Шостий етап проектування тісно пов'язаний із четвертим і п'ятим, містить розробку технології виготовлення дослідних, а потім і промислових зразків. При цьому розробка технології не може бути завершеною, поки не буде повністю вирішено комплекс питань щодо конструкції системи, а визначення остаточної конструкції та розробка усієї технічної документації не можуть бути виконані до закінчення розробки технології. П'ятий і шостий етапи проектування проводять і завершують практично одночасно, їх часто поєднують єдиною назвою – етап конструювання та технології.

Меншою мірою, але також досить тісно пов'язані (у прямому і зворотному напрямках) і всі інші (навіть несуміжні) етапи проектування. Зокрема, після завершення етапів конструювання і технології може знадобитися корекція не тільки принципів побудови системи, а й вихідних даних і навіть зміна мети проектування. Наприклад, якщо виявиться, що отримані економічні та конструктивно-технологічні показники системи не забезпечують виконання поставлених перед нею завдань, то буде потрібна корекція процесу проектування з поверненням до деяких попередніх етапів. Тому процес проектування є, як правило, не тільки багатим, а й багаторазово корегованим по мірі його виконання. Необхідно також підкреслити, що на усіх етапах проектування системи слід враховувати особливості її виробництва, експлуатації та утилізації. А якщо ні, то розроблена система може виявитися непридатною або, щонайменше, неоптимальною.

Перші три етапи проектування часто називають системотехнічними, так як на цих етапах частини системи (підсистеми) докладно не розглядаються, а головна увага приділяється функціонуванню та характеристикам системи загалом. Етап апаратного синтезу іноді називають схемотехнічним, тому що на цьому етапі обґрунтовується принципова схема системи на основі детального розгляду підсистем. Отже, процес проектування можна розбити на три більші етапи: системотехнічний, схемо-технічний та конструкторсько-технологічний. Відповідно інженерів, котрі здійснюють проектування, поділяють на системотехніків, схемотехніків та конструкторсько-технологічних.

рів-технологів. Незважаючи на те, що завдання розв'язувані конструкторами й технологами, досить тісно пов'язані, вони мають істотні відмінності: конструктор має повідомити технолога, якою буде розроблювальна система, а технолог має визначити, як цю систему можна виготовити. Тому часто більш доцільним є розподіл інженерів, які здійснюють розробку радіосистем, на чотири групи: радіоінженерів-системотехніків, радіоінженерів схемотехнічного напрямку, інженерів-конструкторів та інженерів технологів. Варто зазначити, що при розробці інтегрованих мікросхем і блоків НВЧ взаємодія між інженерами схемотехніками, конструкторами і технологами є настільки тісною, що чітко розмежувати етапи апаратного синтезу, конструювання та розробки технології виготовлення таких пристроїв практично неможливо.

4.2 Методи проектування радіосистем

Під час проектування використовують математичні, експериментальні та евристичні методи. При застосуванні математичних методів сукупність вихідних даних подають у математичній формі, тобто складають математичний опис умов роботи системи, обмежень, що накладаються на структуру системи та значення її параметрів, часткових показників якості та критерію якості системи. Потім визначають математичним шляхом цільові функції, тобто залежності часткових показників якості від структури системи та значень її параметрів за заданих умов. Для отриманого у такий спосіб опису, відшуковують математичними методами аналізу та синтезу алгоритми роботи і параметри системи, які задовольнятимуть обраний критерій якості. Для розв'язку зазначеного завдання широко використовують цифрові та аналогові ЕОМ для розрахунків, математичного моделювання та автоматизованого проектування. До розрахунків належать обчислення за заздалегідь отриманими формулами при фіксованих значеннях вхідних параметрів (звичайні розрахунки), і при варіації параметрів для знаходження екстремуму функції однієї або декількох змінних (лінійне та нелінійне програмування). Також до розрахунків можуть належати деякі завдання з розв'язку рівнянь.

При математичному моделюванні вихідні рівняння, що описують поведінку системи, та усі прикладені до неї дії приводять до виду, прийнятному для цифрової або аналогової ЕОМ. У цю ж ЕОМ уводять усі обмеження та критерії якості. На виході ЕОМ отримують (у реальному, прискореному або вповільненому масштабі часу) результати аналізу або синтезу. Однак на сучасному рівні науки і техніки вирішувати на ЕОМ завдання синтезу структури можливо тільки для простих радіосистем або лише для деяких частин систем.

Автоматизоване проектування має багато спільного з математичним моделюванням; воно також проводиться на базі ЕОМ і має на меті визначення оптимальної структури системи і її параметрів. Найбільш істотні

відмінності автоматизованого проектування від математичного моделювання полягають у такому:

- основними завданнями математичного моделювання є аналіз системи та оптимізація її параметрів, а завданнями автоматизованого проектування є синтез структури, включно з визначенням оптимальних значень параметрів;

- при автоматизованому проектуванні ЕОМ подає результати у вигляді готової технічної документації (сукупності креслень, таблиць, програм та інших необхідних документів), а при математичному моделюванні результати, видавані ЕОМ, не мають такого ступеня закінченості.

Сьогодні автоматизоване проектування радіосистем застосовується, головним чином, при конструюванні, розробці технології виготовлення, меншою мірою на схемо-технічному рівні (для розробки інтегрованих мікросхем, цифрових і НВЧ пристроїв) і у ще меншій мірі – на системотехнічному рівні. Математичне моделювання застосовують, загалом, на системотехнічному рівні. Таким чином, математичне моделювання і автоматизоване проектування доповнюють один одного. Однак з розвитком науки і техніки відмінності між ними будуть зменшуватися; автоматизоване проектування буде ще більше впроваджуватися й на рівні системотехніки, а математичне моделювання по мірі розширення можливостей ЕОМ зможе забезпечувати синтез структури системи та виготовлення технічної документації. Сьогодні математичне моделювання розглядають як складову частину процесу автоматизованого проектування.

Математичні методи, разом з розрахунками на ЕОМ, математичне моделювання та автоматизоване проектування, є досить потужними інструментами проектування. Однак, вони потребують цілком певного математичного опису, який, по-перше, вимагає експериментальної перевірки (критерієм істини є практика) і, по-друге, такий опис існує далеко не на усіх етапах проектування. Для вибору і обґрунтування математичного опису, а також для розв'язку низки додаткових, не менш важливих завдань проектування, потрібна евристична діяльність колективу розробників, тобто творча діяльність, яка не піддається математичній формалізації. Таким чином, математичні дослідження доцільно доповнювати експериментальними дослідженнями та евристичною діяльністю працівників.

Щодо експериментальних досліджень, то їх поділяють на такі типи: напівнатурне моделювання, лабораторні дослідження, польові випробування, льотні випробування, пробні пуски, випробування в експлуатації. Для авіакосмічної та ракетної апаратури застосовують усі зазначені види досліджень і випробувань, для апаратури іншого призначення деякі види випробувань можуть бути відсутніми.

Напівнатурне моделювання відрізняється від математичного моделювання лише тим, що частину ланок вводять до складу моделі у вигляді натурних макетів, а не моделюють на ЕОМ.

Під *лабораторними* дослідженнями розуміють дослідження натурних

макетів, яке проводиться у лабораторіях, причому реальні джерела сигналів та зовнішніх завад замінюють імітаторами, побудованими на основі математичних моделей цих сигналів та завад (генераторами сигналів, шуму тощо). Тобто як напівнатурне моделювання, так і лабораторні дослідження не є лише експериментальними, а експериментально-теоретичними.

При *польових* випробуваннях апаратуру випробовують не у закритих лабораторних приміщеннях, а в польових умовах. При цьому можлива заміна всіх або частини імітаторів сигналів і зовнішніх завад реальними (натурними) джерелами. Ще більше наближення до реальних умов (при випробуваннях авіаційної, ракетної або космічної апаратури) дають льотні випробування, при яких бортова частина системи розташовується на спеціально обладнаному літаку. Однак при випробуваннях ракетної та космічної апаратури навіть такі випробування не є ще суто експериментальними. Частина ланок системи (кінематичні, аеродинамічні, а іноді й деякі інші) імітують (моделюють), реалізуючи на ЕОМ. При випробуваннях ракет і космічних апаратів повністю експериментальними можна вважати лише випробування, проведені при пробних пусках і в процесі експлуатації.

У заключній частині цього підрозділу розглянемо характер *евристичної* діяльності розробників радіотехнічних систем. Евристичний (тобто творчий) підхід у процесі проектування необхідний при розв'язуванні таких специфічних завдань, як: вибір і формулювання мети проектування; вибір фізичних принципів дії системи; обґрунтування математичної моделі системи, корисних сигналів та завад; вибір методів математичного та експериментального дослідження; вибір елементної бази за відсутності твердих обмежень, трактування результатів досліджень та прийняття остаточних рішень. Евристична діяльність опирається на наявний досвід у розробці подібних систем або розв'язку подібних завдань і на результати теоретичних та експериментальних досліджень, проведених під час проектування. При цьому варто зазначити виняткову важливість цих рішень, тому що вони, в остаточному підсумку, визначають успіх математичних та експериментальних досліджень і процесу проектування загалом.

4.3 Особливості проектування сучасних радіотехнічних систем

З наведеної вище характеристики сучасних радіосистем та їхньої елементної бази випливає, що проектування радіотехнічних систем за останні два десятиліття різко змінилося. По-перше, поряд з простими з'явилися складні та дуже складні системи. Складність систем визначається не тільки величезним числом елементів (сотні тисяч, і навіть більше), які входять до її складу, а й складністю їхньої взаємодії та розв'язуваних ними задач. Це призводить, зокрема, до того, що опис принципів побудови та характеристик складної радіосистеми становить десятки томів, а технічна документація на систему навіть середньої складності містить тисячі креслень,

таблиць та інших матеріалів. По-друге, при проектуванні сучасних радіосистем у розпорядженні конструкторів є величезний набір різноманітних фізичних явищ і досить різноманітна елементна база. Незмірно зросло число можливих принципів побудови радіосистем та їхніх частин, зокрема, видів носійних коливань, методів модуляції та демодуляції, кодування та декодування, типів антенних систем, способів аналогової та цифрової обробки інформації. По-третє, освоєння інтегрованих технологій дало можливість застосовувати складні схемні рішення, які передбачають використання величезної кількості активних та пасивних елементів, не виходячи за допустимі показники надійності, маси, габарити та вартості апаратури.

По-четверте, технологія виготовлення сучасних мікросхем, практично, не допускає корегування їхньої структури та параметрів під час виготовлення; простіше створити нову мікросхему, ніж скорегувати вже наявну. Це різко зменшує можливість експериментального відпрацювання (налагодження та оптимізації) мікросхем, і відповідно вимагає підвищення точності теоретичних розрахунків. Однак широке впровадження у радіотехнічні системи цифрових методів обробки інформації, за яких основні елементи виконують лише найпростіші логічні операції, дозволяє підвищити точність і надійність теоретичних розрахунків [15]. З викладених особливостей проектування радіосистем, впливають основні принципи організації проектування: спеціалізація, ієрархічність та автоматизація.

Спеціалізація та ієрархічність полягають у тому, що спільне завдання на проектування розбивають на декілька простіших задач, як по вертикалі (між різними ієрархічними рівнями), так і по горизонталі (у межах кожного ієрархічного рівня). Наприклад, для радіосистем середньої складності характерні такі ієрархічні рівні: ідеології цього класу систем, теорії такого підкласу систем, підсистем, пристроїв, конструювання та технології. Завдання на рівні ідеології вирішує головний конструктор системи спільно зі своїми заступниками й головними конструкторами підсистем. Завдання теорії вирішують у теоретичних відділах НДІ інженери – радисти, математики, фізики, економісти та інші фахівці. Проектування системи ведеться у системотехнічному (комплексному) відділі фахівцями різних профілів. У галузевих відділах проектують підсистеми (пристрої) різних видів. У конструкторському й технологічному відділах проводять конструювання та розробку технології виробництва апаратури. Кожний з наведених вище основних ієрархічних рівнів, насамперед, може складатися з декількох нижчих рівнів. Загальне для кожного рівня завдання розбивається на більш менші окремі частки – спеціалізовані завдання, розв'язувані різними групами фахівців (радистами, механіками, математиками, економістами, конструкторами, хіміками та ін.). Така організація дозволяє під час проектування розглядати велику кількість варіантів побудови системи, у тому числі варіанти побудови підсистем та пристроїв, а також значень їхніх параметрів. Для радіосистем великої складності число ієрархічних рівнів може бути ще більшим. Однак принципи ієрархічності та спеціалізації

можуть дати необхідний ефект лише у комбінації з автоматизацією проектування, тобто із широким використанням ЕОМ та засобів автоматики. Автоматизація призначена забезпечувати взаємодію як по вертикалі, так і по горизонталі між процесами розв'язку усіх окремих задач меншої складності, а також сприяти прискоренню та зменшенню собівартості розв'язку цих задач. Деякі окремі задачі взагалі не можуть бути розв'язані без допомоги ЕОМ. Наприклад, неможливо зробити вручну трасування складних мікросхем. Також практично неможливо виготовляти вручну тисячі необхідних технічних документів. Основні напрямки автоматизації проектування – це створення автоматизованих систем керування усім процесом проектування, підсистем автоматизованого проектування окремих частин системи, пристроїв, вузлів тощо, розробка електронних цифрових моделей систем

та підсистем. Проте незважаючи на широке впровадження математичних методів проектування, значення та обсяг евристичної діяльності колективів розробників не зменшується, а певною мірою навіть збільшується. Це пояснюється тим, що ускладнення радіосистем та виконуваних ними функцій, зростання числа використовуваних фізичних явищ, принципів видобування, передавання та обробки інформації, збільшення різноманітності елементної бази випереджають розвиток математичних методів, що вимагає такого ступеня нестандартного, творчого підходу, який виявляється не під силу навіть найбільш сучасним ЕОМ і на який здатний лише людський розум та інтуїція. Тому проектування радіосистем, навіть у далекому майбутньому, буде опиратись не тільки на підвищення ефективності математичних та експериментальних методів, а й евристичної діяльності.

4.4 Організація процесу проектування

Організація проектування, значною мірою, залежить від ступеня складності розроблюваної системи. Однак колектив розробників, як правило, комплектується для розробки не однієї, а цілого класу систем, близьких за структурою або за типом розв'язуваних завдань, з різними строками закінчення розробок для забезпечення безперервної зайнятості усього колективу. Типова схема організації проектування складних радіосистем може бути такою [4]:

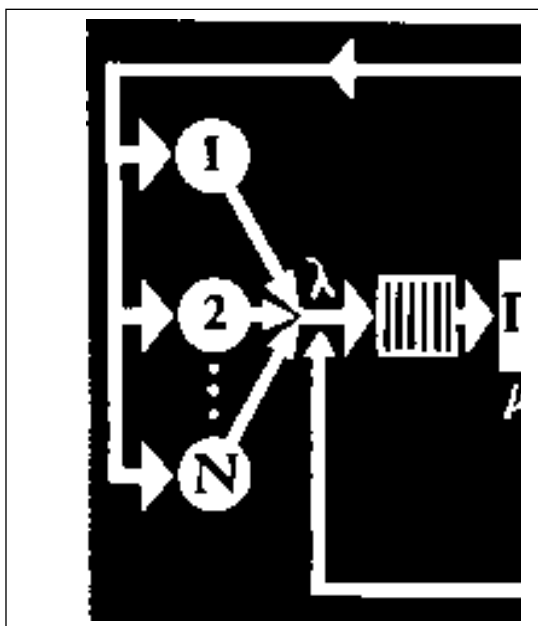
- розробку системи, загалом, доручають головному НДІ на чолі з генеральним конструктором системи;
- головний НДІ доручає розробку підсистем, що утворюють розроблювану систему, колективам галузевих НДІ на чолі з головними конструкторами підсистем;
- у розробці системи беруть участь суміжні організації – дослідні та серійні заводи, науково-дослідні та вищі навчальні заклади;
- під час проектування здійснюється тісна взаємодія розробників

апаратури із замовниками.

Так як у процесі проектування бере участь велика кількість осіб, які використовують різні матеріальні засоби (друковані та рукописні матеріали, обчислювальні машини, експериментальні та заводські стенди, устаткування, прилади, матеріали, деталі і вузли та ін.), то керування цим процесом є досить складним і має здійснюватися на базі автоматизованої системи керування (АСК). У кожному НДІ (головному або галузевому) у розробці радіосистем та їхніх частин беруть участь інженери таких основних спеціальностей:

- 1) інженери-системотехніки загального профілю;
- 2) радіоінженери-системотехніки;
- 3) радіоінженери-схемотехніки;
- 4) інженери-конструктори;
- 5) інженери-технологи;
- 6) інженери-математики (або математики прикладного напрямку);
- 7) інженери-економісти та плановики.

Інженери цих спеціальностей концентруються у відповідних відділах НДІ: теоретичному, комплексному, галузевому, конструкторському, технологічному, математичного забезпечення, включно з обчислювальним центром, та планово-економічному. Відсоток інженерів тієї або іншої спеціальності, у загальному числі інженерів-розробників, залежить від типу розроблюваної системи, ступеня її новизни та складності. Однак у середньому, найбільш великими та приблизно однаковими у відсотковому відношенні є спеціальності 3, 4 і 5. Потім, у порядку убутання їхньої процентної ваги, є спеціальності 2, 6, 7. При цьому радіоінженери становлять 40–50% від загального числа інженерів-розробників. У процесі проектування здійснюється тісна взаємодія інженерів усіх або майже усіх вищезгаданих спеціальностей.



ОСНОВИ КЛАСИЧНОЇ ТЕОРІЇ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

- Математичний опис повідомлень, сигналів та завад
- Математичні методи аналізу процесів у лінійних системах

5 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ПОВІДОМЛЕНЬ, СИГНАЛІВ ТА ЗАВАД

Повідомлення, сигнали та завади, що зустрічаються у сучасних радіотехнічних системах, з математичного погляду, прийнято описувати різного виду функціями, основним аргументом яких є час. Подальше викладання матеріалу базується на певній класифікації, зокрема, якщо часовий аргумент змінюється безперервно, то будемо говорити про функції неперервного часу, коли ж часовий аргумент дискретний, то і функції будемо називати дискретними. Дискретний набір значень може приймати не тільки часовий аргумент, а й саме значення функції. Такі функції також належать до дискретних. Іншим важливим параметром класифікації є детермінований (точно заданий) або випадковий (такий, що підкорюється імовірнісним законам) характер досліджуваних функцій. Різні комбінації цих двох ознак класифікації призводять до чотирьох окремих випадків, які розглядаються далі.

5.1 Детерміновані функції неперервного часу

Ряди Фур'є [1, 16]. Якщо досліджувана функція $s(t)$ є періодичною, задана на скінченному інтервалі та задовольняє умовам Діріхле, то вона може бути розвинена у ряд Фур'є. У загальному випадку, можна покласти інтервал симетричним. У такому разі, на інтервалі періодичності $(-T/2, +T/2)$ ряд Фур'є можна записати, наприклад, у тригонометричній формі

$$sa_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos n \frac{2\pi}{T} t + b_n \sin n \frac{2\pi}{T} t \right),$$

де

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos \left(n \frac{2\pi}{T} t \right) dt,$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin \left(n \frac{2\pi}{T} t \right) dt,$$

a_n, b_n – дійсні коефіцієнти – амплітуди гармонік $n\omega_0 = n\left(\frac{2\pi}{T}\right)$.

Іноді під час розрахунків зручніше користуватися комплексною формою цього ряду:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\frac{2\pi}{T}t},$$

де $C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) e^{-jn\frac{2\pi}{T}t} dt$ – комплексні коефіцієнти, які мають при дійсній функції $s(t)$ властивість $C_n = C_{-n}^*$ (* знак означає комплексно-спряжену величину). Якщо функція $s(t)$ парна, тобто $s(t) = s(-t)$, то коефіцієнти b_n дорівнюють нулю ($n = 1, 2, \dots$), якщо ж $s(t)$ непарна, тобто $s(t) = -s(-t)$, то нульовими стають коефіцієнти a_n ($n = 0, 1, \dots$).

Перетворення Фур'є [9]. При нескінченному інтервалі значень t замість ряду Фур'є використовують інтеграл Фур'є

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \equiv \mathcal{F}^{-1}\{\dot{s}(\omega)\},$$

(знак « \equiv » варто розуміти як «тотожність» або «рівність за означенням»), оберненим якому є пряме перетворення Фур'є

$$\dot{s}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \equiv \mathcal{F}\{s(t)\}. \quad (5.1)$$

Комплексну функцію $\dot{s}(\omega)$ називають Фур'є-спектром, або Фур'є-перетворенням сигналу $s(t)$. Для строгої збіжності інтегралу Фур'є функція $s(t)$ має спадати на $\pm\infty$, але це обмеження можна штучно обійти, якщо ввести поняття дельта-функції $\delta(t)$ та її похідних. Так, наприклад,

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} dt = 2\pi\delta(\omega).$$

Наведемо деякі властивості перетворення Фур'є:

1) Лінійність:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{s_1(t) + s_2(t)\} &= \mathcal{F}\{s_1(t)\} + \mathcal{F}\{s_2(t)\}; \\ \mathcal{F}\{s(t)\} &= a\mathcal{F}\{s_1(t)\}. \end{aligned}$$

2) Лінійна зміна масштабу:

$$\mathcal{F}\{s(at)\} = \frac{1}{a} \dot{s}\left(\frac{\omega}{a}\right).$$

3) Зсув у часі оригіналу:

$$\mathcal{F}\{s(t - \tau)\} = \dot{s}(\omega) e^{-j\omega\tau}$$

4) Зсув спектра в частотній області:

$$\mathcal{F}\{s(t)e^{-at}\} = \dot{s}(\omega + a)$$

5) Згортка перетворень:

$$\mathcal{F}\{s_1(t)s_2(t)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}_1(\omega^\circ) \dot{s}_2(\omega - \omega^\circ) d\omega^\circ$$

6) Згортка оригіналів:

$$\mathcal{F}\left\{\int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau)s_2(t-\tau)d\tau\right\} = \mathcal{F}\{s_1(t)\}\mathcal{F}\{s_2(t)\}$$

7) Правило похідної:

$$\mathcal{F}\{s'(t)\} = j\omega\mathcal{F}\{s(t)\}$$

8) Правило інтегралу:

$$\mathcal{F}\left\{\int_{-\infty}^{\infty} s(t) dt\right\} = \frac{1}{j\omega} \mathcal{F}\{s(t)\}$$

9) Теорема Парсеваля:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{s}(\omega)|^2 d\omega$$

У формулі Парсеваля ліворуч розташована енергія сигналу, компоненти якої згруповані на часовій осі, а праворуч та ж енергія сигналу, але її компоненти згруповані на частотній осі.

Перетворення Лапласа [1, 9, 16]. При дослідженні процесів у лінійних колах широко застосовують перетворення Лапласа, яке є спорідненим з перетворенням Фур'є

$$\mathcal{L}\{s(t)\} \equiv s(p) = \int_0^{\infty} s(t)e^{-pt} dt \quad (5.2)$$

Воно має однозначне обернене перетворення

$$\mathcal{L}^{-1}\{s(p)\} \equiv s(t) = \frac{1}{j2\pi} \int_{c-j\omega}^{c+j\omega} \dot{s}(p)e^{pt} dp.$$

Інтегрування на площині ведеться по осі, паралельній осі $j\omega$ і віддаленій від неї на величину c . Для збіжності перетворення Лапласа достатньо, щоб функція $s(t)$ наростала не швидше експоненти: $s < A e^{\alpha t}$ при $t > t_0$ (тоді

$c > \alpha$). Якщо $s(t)=0$ при $t < 0$, то з порівняння перетворень Фур'є (5.1) і Лапласа (5.2) випливає $s(j\omega) = s(p)|_{p=j\omega}$, тобто вивчення $s(p)$ на площині p еквівалентно вивченню $s(j\omega)$ на площині ω із заміною лівої півплощини s на верхню півплощину ω . Подібність двох перетворень стає ще більш очевидною, якщо ввести двостороннє перетворення Лапласа:

$$\mathcal{L}\{s(t)\} \equiv s = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-pt} dt.$$

Тут, звичайно, розглядаються функції, що спадають при $t \rightarrow \infty$ або $t \rightarrow -\infty$, але за допомогою $\delta(t)$ функцій можна перетворювати і не спадні функції. У зв'язку з вищесказаним, властивості перетворення Лапласа мають такий же вигляд, як і у випадку перетворення Фур'є з формальною заміною $j\omega$ на p .

Степеневі поліноми [1, 6]. Детерміновані функції можуть бути апроксимовані степеневими поліномами, навколо будь-якої точки τ досліджуваного інтервалу (a, b)

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (t - \tau)^n.$$

Один з методів знаходження коефіцієнтів a_n за умови диференційованості функції f випливає з розвинення у ряди Тейлора:

$$f(t) = \sum_{k=0}^n \frac{1}{k!} \frac{d^k f(t)}{dt^k} \Big|_{t=\tau} (t - \tau)^k + d,$$

звідки

$$a_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n f(t)}{dt^n} \Big|_{t=\tau}.$$

Остача d має порядок першого відкинутого члена, і тому ряд Тейлора особливо зручний, якщо $(t-\tau)$ – мала величина. Можливі й інші, часом більш зручні, методи добору коефіцієнтів a_n . Один з них пов'язаний з детермінованим методом найменших квадратів, який потребує при фіксованому n мінімуму виразу

$$\int_a^b \left[f(t) - \sum_{k=1}^n a_k (t - \tau)^k \right]^2 dt.$$

Теорема відліків Котельникова [3, 6, 16]. Якщо спектр Фур'є функції $f(t)$ дорівнює нулю поза інтервалом $(-\frac{\omega_B}{2}, +\frac{\omega_B}{2})$, то вона може бути апроксимована рядом

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT_B) \frac{\sin \omega_B(t - kT_B)}{\omega_B(t - kT_B)}, \quad T_B = \frac{2\pi}{\omega_B}.$$

Незалежно можна задавати значення функції $f(t)$ лише у дискретному наборі точок, що знаходяться одна відносно одної на віддалі T_B , інші ж значення отримують шляхом інтерполяції за допомогою зсунутих у часовій області функцій $\frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t}$, які є ортогональними:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t} \frac{\sin \omega_B(t - kT_B)}{\omega_B(t - kT_B)} dt = \begin{cases} \frac{\pi}{\omega_B} & \text{при } k = 0 \\ 0 & \text{при } k \neq 0. \end{cases}$$

Ряд зручний при дослідженнях, оскільки він замінює безперервні функції дискретним набором коефіцієнтів $f(kT_B)$, $(-\infty < k < \infty)$. Якщо цей набір вважати координатами деякої точки у багатовимірному просторі, то приходимо до геометричної інтерпретації сигналів, згідно з якою ступінь «близькості» сигналів можна визначати через відстань між точками, що їх зображують, наприклад, за формулою

$$\Delta_{12}^2 = \sum_k [f_1(kT_B) - f_2(kT_B)]^2.$$

Інші розвинення за системами ортогональних функцій [16]. Ряди Фур'є та Котельникова – лише два приклади розвинень за системами ортогональних функцій. Можливі й інші типи подібних розвинень. Так, наприклад, відомий широкий клас ортонормованих поліномів $Q_n(t)$, тип яких визначається, вагою $\rho(t)$ та інтервалом завдання поліномів (a, b) . Для усіх з них справедливе твердження

$$\int_a^b Q_n(t) Q_m(t) \rho(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{при } n = m \\ 0 & \text{при } n \neq m. \end{cases}$$

Як приклад можна навести: поліноми Лежандра $[\rho(t) = 1, a = -1, b = 1]$; Якобі $[\rho(t) = (1 - t)^\alpha (1 + t)^\beta, a = -1, b = 1]$; Лагерра $[\rho(t) = t^\alpha e^{-t}, a = 0, b = \infty]$; Чебишева $[\rho(t) = (1 - t^2)^{-0,5}, a = -1, b = 1]$; Ерміта $[\rho = e^{-\frac{t^2}{2}}, a = -\infty, b = \infty]$. Тип розвинення вибирають з міркувань зручності апроксимації сигналу.

Комплексна форма запису сигналу та перетворення Гільберта [1]. Комплексним коливанням, яке відповідає дійсному сигналу $s(t)$, називають функцію

$$\varphi(t) = s(t) - jg(t),$$

де $g(t)$ визначається заданим сигналом $s(t)$ за допомогою спеціального перетворення:

$$g(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau) d\tau}{\tau - t}.$$

Інтеграл варто розуміти у сенсі головного значення. Це перетворення одержало назву – перетворення Гільберта. Такий вибір $g(t)$ забезпечує аналітичність $\varphi(t)$ як функції комплексної змінної $t=t_1+jt_2$ у верхній півплощині та дозволяє, зокрема, вводити поняття обвідної

$$v = \sqrt{s^2(t) + g^2(t)},$$

зручне для вузькосмугових коливань. Функції $s(t)$ і $g(t)$ називають спряженими за Гільбертом або квадратурними компонентами $\varphi(t)$. Зазначимо, що

$$\mathcal{F}\{g(t)\} = \begin{cases} j\mathcal{F}\{s(t)\} & \text{при } \omega > 0, \\ -j\mathcal{F}\{s(t)\} & \text{при } \omega < 0. \end{cases}$$

Звідси

$$\mathcal{F}\{\varphi(t)\} = \begin{cases} 2\mathcal{F}\{s(t)\} & \text{при } \omega > 0, \\ 0 & \text{при } \omega < 0, \end{cases}$$

і тому для знаходження $g(t)$ і $\varphi(t)$ не обов'язково користуватись перетвореннями Гільберта у явній формі.

Модульовані сигнали [1, 16]. Часто буває так, що один сигнал залежить від іншого. У цьому випадку сигнал-повідомлення $s(t)$ модулює коливання $\varphi(t)$. При безінерційній модуляції $\varphi(t)$ безпосередньо залежить від миттєвого значення $s(t)$. Однак можуть бути й більш складні випадки. Наприклад, модульоване вузькосмугове коливання часто описують виразом

$$\varphi(t) = \text{Re}[u(t)e^{j(\omega t + \varphi_0)}],$$

де $s(t) = u(t) \exp[j\varphi(t)]$ – комплексна функція модулювання, $u(t) = |s(t)|$ – обвідна, $\varphi(t) = \text{arg}u(t)$; ω_0 – носійна частота; φ_0 – початкова фаза. Типи модуляції різняться видом функцій $s(t)$, $\varphi(t)$. Якщо $\varphi(t) = 0$, а $u(t)$ змінюється, то мають на увазі амплітудну (зокрема, імпульсну) модуляцію, якщо $u(t) = \text{const}$, а $\varphi(t)$ – змінна, то мають справу з фазовою, частотною або тональною модуляціями. Широко використовуються модуляції змішаного типу. Якщо сигнал $\varphi(t)$, що надходить з деякої точки простору, розповсюджується у вигляді електромагнітної хвилі, то прийнятий сигнал можна описувати моделлю

$$g(t) = \text{Re}[\theta(t)u(t - \tau)e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}],$$

де $\theta(t)$ – комплексна випадкова функція, що враховує вплив середовища розповсюдження (явище федингу); τ – часове запізнення.

У радіолокації, де вивчають сигнали відбиті від рухомих об'єктів, з'являється ще одна, додаткова складова – доплерівський зсув носійної частоти, тобто у цьому випадку варто замінити ω_0 на $\omega_0 + \Omega$. З урахуванням можливих прискорень та дисперсійних властивостей середовища поширення електромагнітних хвиль модуляція $s(t)$ суттєво спотворюється, особливо при широкій смузі її частот. Для дослідження різноманітних сигналів у радіолокації широко використовують кореляційну характеристику модуляції $u(t)$, яку ще називають функцією невизначеності

$$\psi(\tau, \Omega) \equiv \int_0^T u(t)u(t + \tau)^* e^{j\Omega t} dt.$$

5.2 Детерміновані дискретні сигнали

Сигнали з імпульсною модуляцією [12]. Функціями дискретного аргументу $s(k)$ описують багато процесів у радіотехнічних системах. Прикладом можуть бути послідовності однотипних імпульсів, параметри модуляції яких змінюються від імпульсу до імпульсу. Так можна описувати зміну амплітуд $a(k)$, ширину імпульсів $\Delta(k)$, часову затримку $\tau(k)$, носійну частоту $\omega(k)$. Якщо $\varphi(t)$ – нормована обвідна поодинокого імпульсу [$\varphi(0)=1$, $\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t)dt = 1$], то періодична послідовність імпульсів, модульованих по амплітуді, ширині, часовій затримці та носійній частоті, описується рядом

$$s(t) = \sum_k a(k) \varphi\left(\frac{t - \tau(k) - kT_0}{\Delta(k)}\right) e^{j\omega(k)(t - kT_0)}.$$

Дискретні перетворення Фур'є та Лапласа [1, 9]. Ці дискретні перетворення призначені для опису функцій дискретного аргументу і вводяться таким чином:

$$\mathcal{F}_d\{s(k)\} \equiv s_d(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k) e^{-j\omega k},$$

$$\mathcal{L}_d\{s(k)\} \equiv s_d(p) = \sum_{k=0}^{\infty} s(k) e^{-pk}.$$

Збіжність ряду забезпечується, якщо $s(k)$ не зростає за експоненціальним законом. Оригінал $s(k)$ відновлюється за формулами

$$s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} s_d(j\omega) e^{j\omega k} d\omega = \frac{1}{j2\pi} \int_{\sigma-j\pi}^{\sigma+j\pi} s_d(p) e^{pk} dp.$$

Тут залишаються справедливими усі властивості перетворень безперервних функцій.

Z-перетворення [16]. Якщо замінити $e^{j\omega}$ (або e^p) на комплексну змінну z , то приходимо до **Z-перетворення**:

$$Z\{s(k)\} = \sum_{k=0}^{\infty} s(k)z^{-k}.$$

Z-перетворення має такі основні властивості:

1) Лінійність:

$$Z\{s_1(k) + s_2(k)\} = Z\{s_1(k)\} + Z\{s_2(k)\}.$$

2) Затримка на n тактів:

$$Z\{s_1(k - n)\} = z^{-n}Z\{s_2(k)\}.$$

3) Правило різниці:

$$Z\{s(k) - s(k - 1)\} = (1 - z^{-1})Z\{s(k)\}.$$

4) Правило суми:

$$Z\left\{\sum_{k=0}^n s(k)\right\} = \frac{z}{z-1}Z\{s(k)\}.$$

5) Правило згортки оригіналів:

$$Z\left\{\sum_{k=0}^n s_1(k)s_2(n-k)\right\} = Z\{s_1(n)\}Z\{s_2(n)\}.$$

5.3 Випадкові процеси з неперервним часом

Основні означення [17]. Випадковий процес $x(t)$ є функцією аргументу t (як правило, це – час), яка при будь-якому t приймає випадкові значення. Ці значення мають певний закон розподілу ймовірностей. На відміну від детермінованих функцій, випадковий процес визначається сукупністю функцій і законами, що характеризують властивості цієї сукупності. Кожна з функцій сукупності називається однією з можливих реалізацій випадкового процесу. При фіксованому t маємо звичайну випадкову величину з функцією розподілу ймовірностей

$$F_1(x, t) = P\{x(t) < x\},$$

де $P\{\dots\}$ – імовірність події, що вказана у дужках.

Якщо існує похідна від $F_1(x, t)$ по x , то її називають густиною розподілу ймовірностей:

$$p_1(x, t) = \frac{dF_1(x, t)}{dx}.$$

Для опису $x(t)$ у моменти часу t_1, \dots, t_n вводять поняття n -мірних законів розподілу та густини ймовірностей

$$F_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) = P\{x_1(t) < x_1, \dots, x_n(t) < x_n\},$$

$$p_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) = \frac{\partial F_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n)}{\partial x_1, \dots, \partial x_n}.$$

Загалом, використання лише скінченномірних розподілів не дозволяє математично строго вивчати реалізації загалом, наприклад, властивості їхньої безперервності, диференційованості тощо. Математично закінчена теорія випадкових процесів будується на основах теорії міри у функціональному просторі. Однак у прикладних дослідженнях часто обмежуються саме використанням n -мірних розподілів.

Іноді замість багатомірних густин розподілу p_n зручніше користуватися *характеристичними функціями*, які є перетворенням Фур'є від багатовимірних густин розподілу ймовірностей:

$$\begin{aligned} \theta_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) \iiint_{(n)} \exp \{j \sum_{k=1}^n v_k x_k\} p_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) dx_1, \dots, dx_n = \\ = \mathcal{M} \left\{ \exp \left(j \sum_{k=1}^n v_k x_k \right) \right\}, \end{aligned}$$

де \iiint_n – n -кратний інтеграл по всій області завдання аргументів, символ \mathcal{M} означає оператор статистичного осереднення. Не менш часто, статистичне осереднення прийнято позначати рискою зверху над величиною, що осереднюється, тобто $\mathcal{M}\{x\} \equiv \bar{x}$. Як відомо, інтегрування p_n по частині аргументів призводить до густини розподілу ймовірностей p_k меншої розмірності. Стосовно характеристичних функцій, то ця закономірність дозволяє одержати θ_k з θ_n при $k < n$, поклавши частину аргументів, які дорівнюють нулю:

$$\theta_n(v_1, \dots, v_k, 0, \dots, 0) = \theta_k(v_1, \dots, v_k).$$

Якщо значення $x(t)$ у моменти часу t_1, \dots, t_k незалежні, то

$$p_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) = \prod_{k=1}^n p_1(x_k, t_k),$$

$$\theta_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) = \prod_{k=1}^n \theta_1(v_k t_k).$$

Істотну роль відіграють моменти $m_n(t)$ і кумулянти $\xi_n(t)$

$$m_n(t) = \overline{x^n(t)} = \left. \frac{d^n \theta_1(v, t)}{d(jv)^n} \right|_{v=0},$$

$$\xi_n(t) = \left. \frac{d^n \ln \theta_1(v, t)}{d(jv)^n} \right|_{v=0}.$$

Другий кумулянт дорівнює дисперсії

$$\xi_2(t) = \sigma_x^2(t) = \overline{[x(t) - \overline{x(t)}]^2}.$$

Важлива також функція кореляції

$$R(t_1, t_2) = \overline{[x(t_1) - \overline{x(t_1)}][x(t_2) - \overline{x(t_2)}]},$$

яка при $t_1 = t_2$ дорівнює дисперсії. Залежно від типу та властивостей n -мірного розподілу розрізняють декілька важливих класів випадкових процесів, які будуть розглянуті нижче.

Стаціонарні процеси. У стаціонарних процесів статистичні характеристики не змінюються при довільному зсуві Δ по осі часу, тобто

$$F_n(x_1, t_1 + \Delta, \dots, x_n, t_n + \Delta) = F_n(x_1, t_1, \dots, x_n, t_n)$$

Зокрема, їхнє середнє значення $m_1(t)_1$ постійне у часі, а функція кореляції $R(t_1, t_2) = R(t_2 - t_1)$ залежить тільки від різниці аргументів.

Серед стаціонарних процесів виділяють широкий підклас – ергодичні процеси. *Ергодичним* називають випадковий процес, у якого будь-яка імовірнісна характеристика, отримана осередненням по множині реалізацій дорівнює середньому за часом, причому осереднення за часом виконується по єдиній реалізації на досить довгому часовому інтервалі (теоретично нескінченному). Для стаціонарних процесів вводять поняття спектральної густини, або енергетичного спектру як перетворення Фур'є від функції кореляції:

звідки

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau,$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega,$$

$$\sigma^2 = R(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega.$$

Якщо область частот ω , де спектральна густина відмінна від нуля, набагато менша деякої середньої частоти цієї області, то процес називають *вужкосмуговим*. А якщо ні – то говорять про *широкосмуговий* процес. Процес із постійною спектральною густиною $S(\omega) = N_0$ (і формально нескінченною дисперсією) називають *білим шумом*. Тут $R(\tau) = N_0\delta(\tau)$.

Для довільного стаціонарного процесу справедливе спектральне відображення

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} C(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

де $C(\omega) = C_1(\omega) + jC_2(\omega)$, $C_1(\omega)$, $C_2(\omega)$ – нестаціонарні некорельовані між собою білі шуми, інтенсивність яких пропорційна спектральній густині

$$\mathcal{M}\{C(\omega_1)C^*(\omega_2)\} = 2\pi S(\omega_1)\delta(\omega_1 - \omega_2).$$

Ще одне, надзвичайно корисне, розвинення випадкового процесу у ряд носить ім'я Карунена–Лоева, і має вигляд

$$x(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \varphi_k(t).$$

Тут a_k і a_j ($k \neq j$) – некорельовані випадкові величини:

$$\mathcal{M}\{a_k a_j\} = \lambda_k \delta_{kj}, \quad \delta_{kj} = \begin{cases} 1 & k = j \\ 0 & k \neq j, \end{cases}$$

$\varphi_k(t)$, λ_k – власні функції і власні значення, через які можна виразити функцію кореляції цього процесу:

$$R(t_2 - t_1) = \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \varphi_k(t_1) \varphi_k(t_2).$$

Нормальні (гауссові) процеси. Випадковий процес називають *гауссовим* (нормальним), якщо його n -мірна густина розподілу ймовірностей має вигляд

$$p_n(x_1, \dots, x_n) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} [\det R]^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n V_{ij} (x_i - m_i)(x_j - m_j) \right\},$$

де $m_i = m_1(t_i)$, $\mathbf{V} = \|V_{ij}\|$ – матриця, обернена кореляційній матриці $\mathbf{R} = \|R(t_i t_j)\|$, тобто є співвідношення

$$\sum_{k=1}^n V_{ik} R_{kj} = \delta_{ij}.$$

Нормальні процеси повністю визначаються середнім значенням $m_1(t)$ та функцією кореляції $R(t_1, t_2)$. Багатовимірний нормальний закон розподілу ймовірностей можна записати у більш компактній формі, застосовуючи векторні та матричні позначення

$$\mathbf{p}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |\mathbf{R}|}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}})^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}}) \right],$$

де \mathbf{x} – n -мірний випадковий вектор, $\bar{\mathbf{x}}$ – середнє значення цього вектора, \mathbf{R}^{-1} – обернена кореляційна матриця, $|\mathbf{R}|$ – визначник матриці \mathbf{R} . Варто зазначити, що $\mathbf{p}(\mathbf{x})$ не існує, якщо матриця \mathbf{R} сингулярна (вироджена), тому гауссовий розподіл, зазвичай, визначають за допомогою його характеристичної функції

$$\theta(\mathbf{v}) = \exp \left(j \bar{\mathbf{x}}^T \mathbf{v} - \frac{1}{2} \mathbf{v}^T \mathbf{R} \mathbf{v} \right).$$

Надалі матриця \mathbf{R} вважається позитивно визначеною, а тому і несингулярною у тому разі, якщо розглядається нормальний закон розподілу ймовірностей.

Марківські процеси [11]. *Марківським* називають випадковий процес $x(t)$, для якого умовна густина розподілу ймовірностей задовольняє умові

$$p_n(x_n, t_n / x_{n-1}, t_{n-1}, \dots, x_1, t_1) = p_n(x_n, t_n / x_{n-1}, t_{n-1}),$$

тобто залежить лише від значення процесу в один з попередніх моментів часу, а саме t_{n-1} . Умовна густина розподілу ймовірностей, яка має таку властивість, отримала спеціальну назву – *густина розподілу ймовірностей переходу* зі стану x_{n-1} у момент часу t_{n-1} у стан x_n у момент t_n і надалі

буде позначатися символом \mathcal{W}

$$p_n(x_n, t_n / x_{n-1}, t_{n-1}) = \mathcal{W}(x_n, t_n / x_{n-1}, t_{n-1}).$$

Вона відіграє важливу роль у теорії марківських процесів, так як через неї можна виразити густини розподілу ймовірностей довільного порядку:

$$p_{n+1}(x_0, t_0, x_1, t_1, \dots, x_n, t_n) = p_1(x_0, t_0) \prod_{i=1}^n \mathcal{W}(x_i, t_i / x_{i-1}, t_{i-1}),$$

де $p_1(x_0, t_0)$ – одномірний закон розподілу ймовірностей, який вважається апріорно заданим. Із цього рівняння випливає важливе співвідношення, яке називають рівнянням Колмогорова–Смолуховського–Чепмена [17]

$$\mathcal{W}(x_i, t_i, x_k, t_k) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{W}(x_i, t_i / x_j, t_j) \mathcal{W}(x_j, t_j / x_k, t_k) dx_j.$$

Серед марківських процесів з неперервним часом істотну роль відіграють дифузійні процеси, у яких реалізації безперервні, а густина розподілу ймовірностей $\mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)$ описується двома диференціальними рівняннями (прямим та оберненим) у часткових похідних – рівнянням Фоккера–Планка–Колмогорова. Якщо диференціювання проводиться за поточними значеннями x, t , то рівняння називають прямим рівнянням Фоккера–Планка і воно має вигляд

$$\frac{\partial \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x} \{A(x, t) \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)\} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \{B(x, t) \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)\}.$$

Якщо ж диференціюють за початковими значеннями x_0, t_0 , то рівняння називається оберненим рівнянням Колмогорова:

$$\frac{\partial \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)}{\partial t_0} = A(x_0, t_0) \frac{\partial \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)}{\partial x_0} + \frac{1}{2} B(x_0, t_0) \frac{\partial^2 \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0)}{\partial x_0^2}.$$

Функції $A(x, t), B(x, t)$ називають коефіцієнтами зносу та дифузії, відповідно, і мають фізичний зміст локальних характеристик випадкового процесу, а саме: середньої швидкості зростання систематичного зсуву та середньої швидкості зростання дисперсії в $x(t)$ на невеликому часовому інтервалі

$$A(x, t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \mathcal{M} \left\{ \frac{[x(t+\Delta) - x(t)]}{\Delta} / x(t) = x \right\},$$

$$B(x, t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \mathcal{M} \left\{ \frac{[x(t+\Delta) - x(t)]^2}{\Delta} / x(t) = x \right\}.$$

Рівняння Колмогорова розв'язуються точно лише в окремих випадках. Наприклад, якщо $A(x, t), B(x, t)$ не залежать від часу t , то існує стаціонарний розв'язок

$$\mathcal{W}(x) = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{W}(x, t / x_0, t_0) = \frac{C}{B(x)} \exp \left\{ 2 \int \frac{A(x) dx}{B(x)} \right\},$$

де C – нормувальна константа, а інтеграл є невизначеним.

Коефіцієнти $A(x, t), B(x, t)$ пов'язані з коефіцієнтами стохастичного нелінійного рівняння у звичайних похідних – рівняння Ланжевена, яким прийнято описувати стохастичні процеси загального типу [17]

$$\frac{dx(t)}{dt} = f[(x(t), t)] + g[x(t), t] n(t).$$

Тут $n(t)$ – білий шум з одиничною спектральною густиною потужності. Конкретні співвідношення мають вигляд [17]

$$f[(x(t), t)] = A(x, t) - 0,25 \frac{\partial B(x, t)}{\partial x};$$

$$g[x(t), t] = \sqrt{B(x, t)}.$$

Рівняння Ланжевена описує процес проходження білого шуму через інерційну ланку 1-го порядку, у загальному випадку, нелінійну зі змінним підсиленням. Якщо ланка лінійна, то вихідний процес (при гауссових початкових умовах) є одночасно марківським і гауссовим. Зокрема, проходження білого шуму $n(t)$ зі спектральною густиною потужності N_0 через ідеальний інтегратор породжує вінерівський процес із властивостями

$$x(t) = \int_0^t n(\tau) d\tau,$$

$$\sigma_x^2 = N_0 t; \quad R(t_1, t_2) = N_0 \min(t_1, t_2).$$

Якщо білий шум $n(t)$ діє на елементарну інерційну ланку з передатною функцією $(1 + pT)^{-1}$, то вихідний процес є марківським, нормальним, асимптотично стаціонарним і має такі характеристики

$$\sigma_x^2 = \frac{N_0}{2T}, \quad R(t_1, t_2) = \sigma_x^2 e^{-\frac{|t_1 - t_2|}{T}}, \quad S(\omega) = \frac{N_0}{1 + (\omega T)^2}.$$

Цей процес отримав спеціальну назву – процес Орнштейна–Уленбека [6].

З огляду на праву частину рівняння Ланжевена неважко помітити, що у марківського процесу навіть з неперервними реалізаціями у будь-який момент часу не існує скінченного значення похідної. У випадкових процесів, що зустрічаються у прикладних дослідженнях, цієї властивості не спостерігається. Для того, щоб точніше враховувати попередню історію цих процесів з позиції кращої апроксимації, вводять марківські процеси порядку n . У цьому випадку досліджуються спільні значення процесу в n момен-тів часу. Можуть виявляти інтерес сукупності взаємозалежних процесів, яким притаманні марківські властивості загалом. В обох випадках вводиться вектор $\mathbf{x}(x_1, \dots, x_n)$ координат марківського процесу. При цьому математичний апарат, порівняно з одновимірним випадком, суттєво ускладнюється. Наприклад, дифузійний процес порядку n характеризують багатовимірним рівнянням

$$\frac{\partial \mathbf{w}(\dots)}{\partial t} = - \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial x_i} \{ A_i(x, t) \mathbf{w}(\dots) \} + 0,5 \sum_{i,j=1}^n \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} \{ B_{ij}(x, t) \mathbf{w}(\dots) \},$$

де $A_i(x, t)$, $B_{ij}(x, t)$ – багатовимірні коефіцієнти зносу та дифузії;

$\mathbf{w}(\dots) \equiv \mathbf{w}(\mathbf{x}, t / \mathbf{x}_0, t_0)$ – n -мірна густина розподілу ймовірностей.

За винятком випадків, коли $B_{ij}(x, t) = const$, $A_i(x, t)$ лінійні по \mathbf{x} , розв’язок цього рівняння відомий лише для $n = 2$ і лише для окремих типів $A_i(x, t)$, $B_{ij}(x, t)$ [11].

Багатовимірний марківський процес можна спостерігати на виході ланки порядку n , на вхід якої подано білий шум. Якщо ланка лінійна і має постійні параметри, що саме відповідає випадку $B_{ij} = B = const$, а A_i лінійні відносно x і не залежать від часу t , то процес на виході одночасно є стаціонарним, марківським і гауссовим.

При частотній характеристиці ланки

$$H = \frac{P_m(j\omega)}{Q_n(j\omega)},$$

де $P_m(j\omega)$, $Q_n(P)$ – поліноми степенів m і n , $n > m$, маємо спектральну густину потужності вихідного процесу

$$S_{\text{вих}}(\omega) = N_0 \frac{|P_m(j\omega)|^2}{|Q_n(j\omega)|^2}.$$

Квазідетерміновані процеси. Імовірнісні властивості квазідетермінованого випадкового процесу $x(t, \alpha)$ визначаються лише невеликим числом випадкових величин $\alpha(\alpha_1, \dots, \alpha_k)$, наприклад

$$\begin{aligned}x(t, \alpha) &= \alpha_1 + \alpha_2 t, \\x(t, \alpha) &= \sin(\alpha_3 + \alpha_4 t).\end{aligned}$$

Квазідетерміновані процеси іноді доцільно відносити до вироджених марківських процесів. Дійсно неважко помітити, що прагненні до нуля випадкової компоненти у рівнянні Ланжевена отримуємо звичайне диференціальне рівняння, у якого може бути випадковою лише початкова умова $x(t_0) = \alpha$. Розподіл для $x(t, \alpha)$, де $\alpha(\alpha_1, \dots, \alpha_k)$ є вектором, тепер може бути виражений через розподіл для α , причому у загальному випадку досить k -мірного розподілу. Якщо відхилення Δ_i випадкових величин α_i від своїх середніх значень a_i малі, то $x(t, \alpha)$ зручно представляти лінійною комбінацією

$$x(t, \alpha) = x(t, a) + \sum_i \frac{\partial x(t, a)}{\partial \alpha_i} \Delta_i.$$

5.4 Дискретні випадкові процеси

Випадкові процеси з дискретним часом. Якщо час t змінюється дискретно ($t = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots$), то говорять про випадкові процеси з дискретним часом або випадкові послідовності. Для них, з несуттєвими змінами, залишаються справедливими усі визначення та результати попереднього підрозділу, зокрема, зі стаціонарних, гауссових та квазідетермінованих процесів. Для стаціонарних послідовностей, які мають задані середні значення $m_1[i] = m_1$ та дискретну кореляційну функцію $R[i, j]$ вводять спектральну густину (ω – безрозмірна величина)

$$S_d(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R[k] e^{-jk\omega}, \quad (|\omega| < \pi);$$

$$R[k] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_d(\omega) e^{jk\omega} d\omega.$$

Аналогами білого шуму та вінерівського процесу є послідовності з незалежними значеннями та з незалежними приростами. Також часто використовують послідовність із функцією кореляції та спектральною густиною, які описуються виразами

$$R[k] = \sigma^2 e^{-\alpha|k|}, \quad S_d(\omega) = \frac{\sigma^2(1 - e^{-2\alpha})}{1 - 2e^{-\alpha} \cos \omega + e^{-2\alpha}}.$$

Марківські ланки [11]. Марківськими ланками називають випадкові процеси, у яких число можливих станів дискретне, причому перехід з одного стану до іншого залежить від попереднього, але не більш раннього стану. Час t тут може бути як дискретним, так і безперервним. Такими ланками можна описувати поточні стани складної радіоелектронної системи під час її експлуатації, і вони знайшли широке застосування у технічній діагностиці. Припустимо, що час є дискретним. Введемо ймовірності p_{ij} переходу з i -о в j -й стан за один крок. Ланка, що утворюється з таких переходів, називається скінченною, якщо число станів обмежене, і стаціонарною, якщо ймовірності p_{ij} не залежать від часу. Для скінченних стаціонарних марківських ланок сукупність ймовірностей p_{ij} утворює квадратну стохастичну матрицю $\mathbf{P} \parallel p_{ij} \parallel$, сума елементів кожного рядка якої дорівнює одиниці. Якщо $\boldsymbol{\pi}[n]$ є вектором-рядком ймовірностей перебування у різних станах в n -й дискретний момент часу, то у наступний момент часу цей вектор виразиться таким чином [11]

$$\boldsymbol{\pi}[n + 1] = \boldsymbol{\pi}[n]\mathbf{P} = \boldsymbol{\pi}[0]\mathbf{P}^n.$$

Шляхом вивчення $\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{P}^n$, можна визначити поведінку граничного вектора ймовірностей $\boldsymbol{\pi}[\infty]$, який часто не залежить від початкових умов. Елементи цього вектора можуть прагнути до скінченних меж або нескінченно коливатися.

Випадкові потоки [17]. Назвемо випадковим потоком $N(t)$ випадковий процес, реалізації якого є східчасті неспадні функції при довільному t , що приймають значення цілих чисел. Тут статистичними законами описують точки розташування позитивних цілочислових стрибків функції $N(t)$, і у загальному випадку, величини цих стрибків. Фізично ці реалізації можна тлумачити як число N точок, що випали усередині інтервалу (t_0, t) , при безупинно мінливому аргументі t (наприклад, часу). Випадковими потоками можна описувати моменти відмов радіоелектронного устаткування, моменти вильоту ядерних часток під час радіоактивного розпаду, координати цілей при радіолокаційному спостереженні тощо. виявилось недоцільним застосовувати для опису випадкових потоків загальноприйняті методи математичної статистики. Як приклад, наведемо один з методів, який досліджувався у роботах [6, 14]. В області визначення потоку Ω задамо систему густин розподілу ймовірностей $\pi_n(t_1, \dots, t_n; \Omega)$ ($n = 0, 1, \dots$) таких, що ймовірність випадання в Ω рівно n точок на інтервалах $(t_1, t_1 + dt_1, \dots, t_n, t_n + dt_n)$ становить величину

$$dP_n = \pi_n(t_1, \dots, t_n; \Omega) dt_1, \dots, dt_n,$$

причому випадання будь-якого числа точок в області Ω достовірно, тобто

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{(n)} \pi_n(t_1, \dots, t_n; \Omega) dt_1, \dots, dt_n = 1.$$

Тут проводиться n -кратне інтегрування по всій області Ω , а $n!$ означає число перестановок нерозрізнених точок. Імовірність випадання рівно n точок становить

$$P_0(\Omega) = \pi_0, \quad P_n(\Omega) = \frac{1}{n!} \int_{(n)} \pi_n(\mathbf{t}) dt,$$

а середнє значення довільних функцій $q_n(t_1, \dots, t_n)$ виражається виразом

$$\bar{q} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{(n)} q_n(t_1, \dots, t_n) \pi_n(t_1, \dots, t_n) dt_1, \dots, dt_n.$$

Функції моментів $f_n(t_1, \dots, t_n)$, ($n = 1, 2, \dots$), вводяться через ймовірності випадання n крапок на інтервалах біля моментів часу (t_1, \dots, t_n) безвідносно до випадання крапок в усіх інших місцях області визначення Ω . Функції $f_n(t_1, \dots, t_n)$ мають локальні властивості, тобто вони не залежать від області Ω , а тільки від своїх аргументів. Функцію першого моменту $f_1(t)$ називають інтенсивністю потоку. Зв'язок між $f_n(t_1, \dots, t_n)$ і $\pi_n(t_1, \dots, t_n)$ задається формулою

$$f_n(t_1, \dots, t_n) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \int_{(k)} \pi_{n+k}(t_1, \dots, t_n, t'_1, \dots, t'_k) dt'_1, \dots, dt'_k.$$

Надалі, вводиться твірний функціонал

$$L[u] = \overline{\prod_{i=1}^n [1 + u(t_i)]} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{(n)} \pi_n(t_1, \dots, t_n) \prod_{i=1}^n [1 + u(t_i)] dt,$$

де усереднення проводиться за t_i і n ($n = 0, 1, \dots, \prod_{i=1}^0 = 1$). За допомогою останніх двох формул встановлюється зв'язок між твірним функціоналом $L[u]$ та функціями моментів $f_n(t_1, \dots, t_n)$, а через розвинення у ряд $\ln L[u]$ визначають кореляційні функції $g_n(t_1, \dots, t_n)$

$$L[u] = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{(n)} f_n(\mathbf{t}) \prod_{i=1}^n u(t_i) dt = \exp \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{(n)} g_n(\mathbf{t}) \prod_{i=1}^n u(t_i) dt \right],$$

причому

$$g_1(t_1) = f_1(t_1), \quad g_2(t_1, t_2) = f_2(t_1, t_2) - f_1(t_1)f_1(t_2).$$

Твірний функціонал $L[u]$ повністю характеризує усі статистичні зв'язки у потоці. Якщо ж цікаво знати тільки число випадань в Ω , то покладаючи $u = z - 1$, отримаємо твірну функцію числа випадань

$$\vartheta(z) = \sum_{n=0}^{\infty} P_n(\Omega) z^n \equiv L[z - 1], \quad P_0(\Omega) = \vartheta(0) = L[-1].$$

При накладанні декількох незалежних потоків їх твірні функціонали перемножуються. Середнє число та дисперсія числа випадань виражаються формулами

$$F_n = \int_{(n)} f_n(\mathbf{t}) dt, \quad G_n = \int_{(n)} g_n(\mathbf{t}) dt \quad (n = 1, 2)$$

у вигляді $\bar{n} = F_1 = G_1$, $\sigma_n^2 = G_1 + G_2 = F_1 + F_2 - F_1^2$. Важливу роль відіграють стаціонарні потоки, для яких

$$f_n(t_1, \dots, t_n) = f_n^0(t_1 - t_2, \dots, t_{n-1} - t_n),$$

$$g_n(t_1, \dots, t_n) = g_n^0(t_1 - t_2, \dots, t_{n-1} - t_n).$$

Прикладом застосування цього специфічного математичного апарату може бути потік Пуассона. Зокрема, ним описують моменти вильоту ядерних часток під час радіоактивного розпаду. Потік Пуассона не має кореляцій ($g_n = 0$) при $n > 1$ і повністю характеризується інтенсивністю

$$\lambda(t) = f_1(t) = g_1(t); \quad L[u] = \exp \int_{\Omega} \lambda(t) u(t) dt.$$

Важливу роль відіграє інтегральна величина $\Lambda(\Omega) = \int_{(\Omega)} \lambda(t) dt$, яка дорівнює одночасно середньому числу та дисперсії числа випадань точок в області Ω . Відповідно до вищенаведених формул, можна отримати густини $\pi_n(t_1, \dots, t_n)$ та ймовірності P_n випадання n точок

$$\pi_n(t_1, \dots, t_n) = \exp[-\Lambda(\Omega)] \prod_{i=1}^n \lambda(t_i),$$

$$P_n = \frac{1}{n!} \exp[-\Lambda(\Omega)] \Lambda^n(\Omega).$$

Остання формула називається формулою Пуассона. Спільна ймовірність випадання n_j точок у непересічних суміжних областях Ω_j виражається через добуток виразів для формули Пуассона, записаних для кожної суміжної області Ω_j незалежно. Істотна роль потоку Пуассона у теорії потоків, зокрема, визначається тим, що при накладанні n незалежних потоків з кореляціями широкого класу та фіксованої сумарної інтенсивності підсумковий потік при $n \rightarrow \infty$ має властивості потоку Пуассона. Умови справедливості такого наближення даються спеціальними граничними теоремами [17]. У літературі відомі й деякі інші потоки. Наведемо, наприклад, парно кореляційний потік ($g_1 \neq 0, g_2 \neq 0, g_n = 0$ при $n > 2$), потік із кратним випаданням (кожна точка потоку Пуассона замінюється випадковим числом, що співпадає за положенням елементарних точок), потік Бернуллі, потік з обмеженою післядією, інакше ще називається потоком відновлення, або рекурентним (інтервали між сусідніми точками є незалежними випадковими величинами), й інші потоки, що є окремими випадками перерахованих вище потоків [17].

6 МАТЕМАТИЧНІ МЕТОДИ АНАЛІЗУ ПРОЦЕСІВ У ЛІНІЙНИХ СИСТЕМАХ

6.1 Аналіз детермінованих процесів у лінійних стаціонарних системах

Такі системи описують лінійним диференціальним рівнянням n -го порядку, (або системою n диференціальних рівнянь першого порядку у формі Коші) з постійними коефіцієнтами

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n u_2(t)}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{d^1 u_2(t)}{dt^1} + a_0 u_2(t) = \\ = b_m \frac{d^m u_1(t)}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{d^1 u_1(t)}{dt^1} + b_0 u_1(t), \end{aligned} \quad (6.1)$$

з початковими умовами

$$\left. \frac{d^k u_2(t)}{dt^k} \right|_{t=0} = u_{2k}, \quad k = 0, 1, \dots, (n-1).$$

Тут $m < n$, $u_1(t)$, $u_2(t)$ – вхідна дія (коливання на вході) та реакція системи на виході, відповідно. Якщо ввести поняття оператора диференціювання $p = \frac{d}{dt}$, то це рівняння можна записати у компактній формі

$$A(p)u_2(t) = B(p)u_1(t)$$

або
$$u_2(t) = K(p)u_1(t),$$

де $A(p) = a_n p^n + \dots + a_1 p^1 + a_0$; $B(p) = b_m p^m + \dots + b_1 p^1 + b_0$; $K(p)$ – коефіцієнт передачі системи.

Точний розв'язок рівняння (6.1) при $n \geq 3 - 4$ є досить громіздкою процедурою та мало прийнятною для практичних потреб, навіть за відсутності вхідної дії $u_1(t)$. Водночас, часто буває необхідним отримати точну відповідь про стійкість системи, незважаючи на високий порядок рівняння системи. Тому для аналізу стійкості лінійних стаціонарних систем було розроблено спеціальні методи, які дозволяють отримати однозначну відповідь про стійкість системи та величину запасу стійкості без розв'язку диференціального рівняння високого порядку. В основу цих методів покладено той факт, що необхідною та достатньою умовою стійкості системи є від'ємність дійсних частин усіх коренів $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ характеристичного рівняння цієї системи, тобто рівняння

$$A(\lambda) = a_n \lambda^n + \dots + a_1 \lambda^1 + a_0 = 0 .$$

Відповідь типу «так – ні» (система стійка або нестійка) дозволяє отримати кожен із запропонованих методів-критеріїв [4, 6]: Рауса–Гурвіца, Найквіста, Михайлова. Також, уяву про величину запасу та областей стійкості системи зі зворотним зв'язком можна одержати шляхом аналізу логарифмічної амплітудної й фазової частотних характеристик розімкнутої системи та методом D -поділу [4]. Для знаходження точного розв'язку $u_2(t)$ при детермінованій вхідній дії $u_1(t)$ за нульових початкових умов застосовуються різні методи. Наведемо основні з них.

Метод вагової функції (метод інтегралу Дюамеля), згідно з яким

$$u_2(t) = \int_{t_0}^t g(t - \tau) u_1(\tau) d\tau,$$

де $g(t)$ – вагова функція (імпульсна реакція, імпульсна характеристика) системи, тобто реакція системи в момент t на вплив $u_1(t)$ у вигляді δ -функції; t_0 – момент початку дії $u_1(t)$.

Метод перетворення Лапласа, згідно з яким

$$u_2(s) = \frac{1}{j2\pi} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} K(s) u_1(s) e^{st} ds,$$

$$u_1(s) = \int_0^{\infty} u_1(t) e^{-st} dt,$$

де $s = \sigma + j\omega$ – комплексна змінна; $K(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)}$ – передатна функція системи, яка може бути формально отримана з коефіцієнта передачі $K(p)$ простою заміною аргументу p на комплексну змінну s ; $u_1(s)$, $u_2(s)$ – відповідно перетворення Лапласа функцій $u_1(t)$ і $u_2(t)$. Для знаходження оригіналу $u_2(t)$ замість безпосереднього інтегрування можна скористатися таблицею відповідностей оригіналів і зображень, а також відповідними теоремами операційного обчислення.

Метод перетворення Фур'є, згідно з яким

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

$$u_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t) e^{-j\omega t} dt,$$

де $K(j\omega)$ – комплексний коефіцієнт передачі системи, який можна отримати шляхом заміни аргументу у $K(s)$ або $K(p)$ на $j\omega$. При високому порядку диференційного рівняння системи ($n \geq 3-4$) точний розв'язок $u_2(t)$ виходить громіздким та малопритатним для практичного використання. При $n \geq 3-4$ часто застосовують наближені методи знаходження вихідної реакції $u_2(t)$. Найпоширенішими наближеними методами є метод повільно мінливих комплексних обвідних та квазістаціонарний метод.

Метод повільно мінливих комплексних обвідних застосовують у тих випадках, коли смуга пропускання системи Δf_n мала, порівняно із середньою частотою f_0 цієї смуги. У цьому разі, вхідний сигнал $u_1(t)$ і вихідна реакція $u_2(t)$ мають вигляд

$$\begin{aligned} u_1(t) &= E_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)] = \operatorname{Re}[\dot{E}_1(t)] e^{j\omega_0 t}, \\ u_2(t) &= E_2(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_2(t)] = \operatorname{Re}[\dot{E}_2(t)] e^{j\omega_0 t}, \end{aligned} \quad (6.2)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\dot{E}_1(t) = E_1(t) e^{j\varphi_1(t)}$, $\dot{E}_2(t) = E_2(t) e^{j\varphi_2(t)}$ – комплексні обвідні коливачів $u_1(t)$, $u_2(t)$.

Передбачається, що на інтервалі існування вхідного сигналу $u_1(t)$ його амплітуда $E_1(t)$ і фаза $\varphi_1(t)$ є функціями часу, які мало змінюються за період $2\pi\omega_0$ високочастотного заповнення. Оскільки система є вузькосмуговою $\Delta f_n \ll f_0$, то комплексна обвідна вихідної реакції $\dot{E}_2(t)$ також буде повільною функцією часу. При зазначених припущеннях рівняння для визначення комплексної обвідної $\dot{E}_2(t)$ є значно більш простішими, ніж рівняння для точного визначення $u_2(t)$, і тому ці рівняння називають укороченими. Методика складання та розв'язку укорочених рівнянь детально викладена в [3]. Знайшовши шляхом розв'язку укороченого рівняння вираз для комплексної обвідної $\dot{E}_2(t)$, знаходимо й обвідну $E_2(t)$ та фазу $\varphi_2(t)$ вихідної реакції системи, а також значення вхідного сигналу $u_2(t)$ за формулами (6.2).

Квазістаціонарний метод застосовується у випадках, коли система широкопasmовою, порівняно із вхідним сигналом

$$u_1(t) = E_1(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)],$$

при цьому миттєва частота вхідного сигналу дорівнює $\omega_1(t) = \omega_0 + \frac{d\varphi_1(t)}{dt}$.

При застосуванні квазістаціонарного методу реакцію $u_2(t)$ знаходять за умови, що вхідна дія є синусоїдою із незмінною у часі амплітудою E_1 , частотою ω_1 і фазою φ_1

$$u_2(t) = |K(j\omega)| E_1 \cos[\omega_0 t + \varphi_1 + \varphi_1(\omega_1)], \quad (6.3)$$

де $K = |K(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$ – комплексний коефіцієнт передачі системи.

Потім у знайденому виразі (6.3) амплітуда E_1 , фаза φ_1 і частота ω_1 знову покладаються функціями часу $E_1 = E_1(t)$, $\varphi_1 = \varphi_1(t)$, $\omega_1 = \omega_1(t)$. Очевидно, що квазістаціонарний метод аналізу можна застосовувати лише у тих випадках, коли перехідні процеси у системі згасають швидше, ніж встигають суттєво змінитися параметри $E_1(t)$, $\varphi_1(t)$, $\omega_1(t)$ вхідного коливання. Іноді такий метод називають методом миттєвої частоти. Швидкість згасання перехідних процесів у системі пропорційна її смузі пропускання Δf_n , а швидкість зміни параметрів E_1 , φ_1 , ω_1 залежить від типу модуляції вхідного сигналу $u_1(t)$. Наприклад, за наявності тільки амплітудної модуляції (синусоїдальної) із частотою F_m умова наближення до квазістаціонарного методу має вигляд $\Delta f_n \geq 2F_m$, а у випадку синусоїдальної ЧМ із частотою модуляції F_m та дев'яцією частоти Δf_m необхідне виконання умови [14] (при $\Delta f_m \geq F_m$)

$$\Delta f_n \geq 5\sqrt{\Delta f_m F_m}.$$

При аналізі складних, багатоконтурних схем, особливо, що містять зворотні зв'язки, виявляються корисними методи, що розвивались у загальній теорії лінійних електричних кіл. Основи цієї теорії викладені в роботі [18]. Останніми роками у теорії електричних кіл та систем усе ширше застосовують матричне обчислення, теорію графів та інші методи [6, 19].

6.2 Детерміновані процеси у лінійних нестационарних системах

Цей клас систем описують лінійними диференціальними рівняннями n -го порядку з коефіцієнтами $a_1(t)$, ..., $a_n(t)$, які змінюються у часі за детермінованими (невипадковими) законам. Ці системи поділяють на такі основні класи: системи з періодично мінливими параметрами; системи з неперіодично-мінливими параметрами; імпульсні системи.

До першого класу належать системи, у яких усі або деякі з коефіцієнтів $a_1(t)$, ..., $a_n(t)$ є безперервними періодичними функціями часу. До цього ж класу належать, наприклад, перетворювачі частоти, параметричні підсилювачі та ін. Достатньо загальні математичні методи розроблені лише для систем першого та другого порядків ($n \leq 2$), зокрема систем, які описують рівнянням Хілла [11]

$$\ddot{u} + \varphi(t)u = 0,$$

де $\varphi(t)$ – періодична функція часу. Варто зауважити, що рівняння систем другого порядку виду

$$\ddot{x} + \psi_1(t)\dot{x} + \psi_2(t)x = 0,$$

можна звести до рівняння Хілла шляхом введення нової змінної

$$x = ue^{-0,5 \int \psi_1(t) dt}.$$

Найбільш детально дослідженим є рівняння Матьє [1, 16], яке є окремим типом рівняння Хілла, що має місце при

$$\varphi(t) = \omega_0^2(1 + q \cos \Omega t),$$

і використовується для аналізу параметричного підсилення сигналів [11].

До класу імпульсних належать системи, у яких один або більше коефіцієнтів диференційного рівняння є імпульсними функціями часу. Ці системи будуть розглянуті дещо пізніше.

До другого класу (системи з неперіодично-мінливими параметрами) належать усі інші види нестационарних систем, які розглядаються нижче. Застосовувані тут методи є узагальненням відповідних методів, що розглядалися у попередніх підрозділах. Лінійна нестационарна система за нульових початкових умов повністю характеризується імпульсною характеристикою $g(t, \tau)$. При цьому реакція системи $u_2(t)$, при довільному вхідному сигналі $u_1(u)$ та нульових початкових умовах, може бути визначена за загальною формулою

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^t g(t, \tau) u_1(\tau) d\tau.$$

Іноді зручніше користуватися спектральним методом, тобто описувати вхідний сигнал методом перетворення Фур'є. При цьому

$$u_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\omega) K(\omega, t) e^{j\omega t} d\omega,$$

де $u_1(\omega)$ – перетворення Фур'є від $u_1(t)$, а $K(\omega, t)$ – комплексний коефіцієнт передачі, пов'язаний з імпульсною характеристикою співвідношенням [5]

$$K(\omega, t) = \int_{-\infty}^t g(t, \tau) e^{-j\omega(t-\tau)} d\tau.$$

Замість перетворення Фур'є можна застосовувати перетворення Лапласа, тоді

$$u_2(t) = \frac{1}{j2\pi} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} K(s, t) u_1(s) e^{st} ds,$$

де $u_1(s)$ – перетворення Лапласа від $u_1(t)$, а $K(s, t)$ – передатна функція системи, яка пов'язана з $g(t, \tau)$ перетворенням

$$K(s, t) = \int_{-\infty}^t g(t, \tau) e^{-s(t-\tau)} d\tau.$$

Оскільки лінійна стаціонарна система є окремим випадком лінійної не-стаціонарної системи, то мають місце співвідношення

$$g(t, \tau) = g(t-\tau), \quad K(j\omega, t) = K(j\omega).$$

Для нестаціонарних систем, на відміну від стаціонарних, обчислення імпульсної характеристики або передатної функції системи являє собою непросту задачу особливо при високому порядку диференційного рівняння та довільних законах зміни у часі його коефіцієнтів. Для дослідження таких систем доводиться застосовувати обчислювальні машини.

6.3 Випадкові процеси у лінійних системах

Випадковий вхідний процес зручно описувати виразом

$$u_1(t) = m_1(t) + u_1^0(t),$$

де $m_1(t)$ – середнє значення (математичне сподівання) процесу $u_1(t)$, а $u_1^0(t)$ – відхилення від середнього, яке являє собою центрований випадковий процес. Оскільки система є лінійною і виконується принцип суперпозиції, то дії складових $m_1(t)$, $u_1^0(t)$ можна розглядати незалежно. При цьому складова $m_1(t)$ є детермінованою функцією часу, і її дію можна проаналізувати розглянутими вище методами. Отже, досить розглянути лише методи знаходження статистичних характеристик реакцій $u_2^0(t)$ на виході системи, якщо вхідним сигналом є центрований випадковий процес $u_1^0(t)$. Неважко переконатися, що вихідний процес $u_2^0(t)$ є також відцентрованим випадковим процесом, тобто $\overline{u_2^0(t)} = 0$. Найважливішою статистичною характеристикою випадкового процесу є його кореляційна функція

$$R_2(t_1, t_2) = \overline{u_2^0(t_1)u_2^0(t_2)}.$$

Якщо відома функція кореляції $R_1(t_1, t_2)$ вхідного сигналу $u_1^0(t)$, то функція $R_2(t_1, t_2)$ може бути обчислена за формулою

$$R_2(t_1, t_2) = \int_{t_0}^{t_1} g(t_1, \tau) \int_{t_0}^{t_2} g(t_2, u) R_1(u, \tau) du d\tau, \quad (6.4)$$

де t_0 – момент появи сигналу на вході системи. Оскільки дисперсія $\sigma^2(t)$ випадкового процесу пов'язана з функцією кореляції $R(t_1, t_2)$ співвідношенням $\sigma^2(t) = R(t, t)$, то дисперсію $\sigma_2^2(t)$ процесу $u_2^0(t)$ можна отримати формально, якщо в (6.4) прийняти $t_1 = t_2 = t$.

Якщо вхідний процес, що з'являється в момент $t = t_0$, у подальшому залишається стаціонарним, то іноді більш доцільно користуватися не часовим, а спектральним методом аналізу. При цьому вхідний процес характеризують енергетичним спектром $S_I(\omega)$, а лінійна система – нестационарною параметричною передатною функцією $K_H(j\omega, t)$, яка визначається співвідношенням [5]

$$K_H(j\omega, t) = \int_{t_0}^t g(t, \tau) e^{-j\omega(t-\tau)} d\tau,$$

При цьому формула для кореляційної функції вихідного процесу приймає вигляд

$$R_2(t_1, t_2) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) K_H^*(\omega, t_1) K_H(\omega, t_2) e^{j\omega(t_2-t_1)} d\omega,$$

де $K_H^*(j\omega, t_1)$ – комплексне число, спряжене з $K_H(j\omega, t_1)$. Якщо покласти $t_1 = t_2 = t$ знаходимо, що

$$\sigma^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) K_H^*(j\omega, t) K_H(j\omega, t) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) |K_H(j\omega, t)|^2 d\omega.$$

З порівняння вищенаведених виразів бачимо, що при $t_0 \rightarrow \infty$, тобто в установившому режимі, нестационарна передатна параметрична функція $K_H^*(j\omega, t)$ збігається з комплексним коефіцієнтом передачі системи. Тому якщо цікавляться ustalеними значеннями функції кореляції $R_2(t_1, t_2)$ та дисперсії $\sigma^2(t)$, то роблять заміну $K_H(j\omega, t)$ на $K(j\omega, t)$

$$R_2(t_1, t_2) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) K^*(j\omega, t_1) K(j\omega, t_2) e^{j\omega(t_2-t_1)} d\omega,$$

$$\sigma^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) |K(j\omega, t)|^2 d\omega.$$

Наведені вище співвідношення справедливі як для нестационарної лінійної системи, так і для стаціонарної, але у випадку стаціонарної системи ці співвідношення можуть бути спрощені. Наприклад, формула для усталеного значення дисперсії на виході системи має вигляд

$$\sigma^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) |K(\omega)|^2 d\omega.$$

Звідси, зокрема, бачимо: якщо на вхід стаціонарної лінійної системи, починаючи з деякого моменту часу t_0 , надходить випадковий процес, який надалі залишається стаціонарним, то процес на виході системи в усталеному режимі також буде стаціонарним, а його енергетичний спектр $S_2(\omega)$ пов'язаний з енергетичним спектром вхідного процесу формулою

$$S_2(\omega) = |K(j\omega)|^2 S_1(\omega).$$

Якщо надалі вихідний процес $u_2(t)$ буде діяти на нелінійну систему, то дії його складових $m_2(t)$ та $u_2^0(t)$ уже неможливо вважати незалежними, і тоді такий процес зручніше характеризувати не математичним сподіванням $m_2(t)$ і кореляційною функцією $R_2(t_1, t_2)$, а функцією, яку називають змішаним моментом другого порядку

$$B_2(t_1, t_2) = \overline{u_2(t_1)u_2(t_2)}.$$

Неважко встановити зв'язок між $R_2(t_1, t_2)$ та $B_2(t_1, t_2)$

$$B_2(t_1, t_2) = m_2(t_1)m_2(t_2) + R_2(t_1, t_2).$$

Отже, якщо знайдені $m_2(t)$, $R_2(t_1, t_2)$, то тим самим однозначно встановлена функція $B_2(t_1, t_2)$. Наведені вище співвідношення дозволяють визначати математичне сподівання та кореляційну функцію (або змішаний момент другого порядку) процесу на виході лінійної системи.

Більш складною є задача визначення багатовимірного закону розподілу вихідного процесу, який є найбільш повною його характеристикою. Тільки в окремому випадку, коли процес на вході лінійної системи нормальний, задача вирішується просто, тому що у цьому випадку закон розподілу процесу на виході лінійної системи залишається нормальним, а змінюються тільки математичне сподівання та функція кореляції. У тій частині випадків, коли ширина смуги пропускання лінійної системи мала, порівняно із шириною спектра вхідного сигналу, закон розподілу процесу на виході системи близький до нормального, навіть якщо вхідний сигнал має розподіл, суттєво відмінний від нормального. При цьому можна приблизно вважати, що закон розподілу вихідного процесу повністю визначається його математичним сподіванням та кореляційною функцією. У інших, більш

загальних випадках, знайти точний вираз для закону розподілу на виході лінійної системи неможливо, тоді обмежуються обчисленням лише окремих моментів цього розподілу [11].

6.4 Процеси в імпульсних системах

До класу імпульсних належать такі системи, у яких один або більше коефіцієнтів диференційного рівняння є імпульсними функціями часу. До цього класу, зокрема, належать радіотехнічні системи з імпульсним випромінюванням, системи керування, які містять цифрові обчислювальні пристрої та ін. При цьому великого значення набувають та більш детально досліджуються системи, у яких імпульсні функції часу мають періодичний характер. Серед них найбільш поширені й розглянуті імпульсні системи, які містять усього один імпульсний елемент, що здійснює періодичне замикання та розмикання системи. Для таких систем розроблені методи аналізу, близькі до відповідних методів аналізу безперервних систем, а саме:

- в області дійсної змінної: метод різницевих рівнянь; метод імпульсної вагової функції;
- області комплексної змінної: дискретне перетворення Лапласа; дискретне перетворення Фур'є; дискретні частотні характеристики; дискретні кореневі годографи.

Функціональна схема найпростішої розімкнутої імпульсної системи складається з імпульсного елемента та неперервної частини системи, з'єднаних послідовно. На вхід імпульсного елемента надходить сигнал $u_1(t) = x(t)$, який є неперервною функцією часу. Імпульсний елемент перетворює цю дію у послідовність імпульсів, які надходять з періодом повтору T . Їхня обвідна пропорційна вхідному сигналу. Такий імпульсний елемент називають імпульсним елементом першого типу або Δ -імпульсним елементом. Вихідний сигнал імпульсного елемента є дискретною функцією часу і позначається через $x[nT]$ або скорочено $x[n]$. Він є визначеним лише у дискретні моменти nT часу, які називають моментами відліку. Оскільки аргументом дискретної функції $x(nT)$ є дискретна величина n (або nT), а не неперервний час t , то закон зміни функції $x[n]$ описують не диференціальним рівнянням, а різницеvim. Еквівалентом диференціала є перша різниця

$$\Delta x[n] = x[n + 1] - x[n],$$

тобто різниця двох значень функції у сусідні моменти відліку. Подвійний диференціал $d^2[n]$ описують другою різницею

$$\Delta^2 x[n] = \Delta x[n + 1] - \Delta x[n].$$

За аналогією, i -му диференціалу $d^i[n]$ відповідає i -я різниця

$$\Delta^i x[n] = \Delta^{i-1} x[n+1] - \Delta^{i-1} x[n],$$

а диференційному рівнянню виду

$$a_i \frac{d^i x}{dt^i} + a_{i-1} \frac{d^{i-1} x}{dt^{i-1}} + \dots + a_1 \frac{d^1 x}{dt^1} + a_0 x = f(t)$$

відповідає різницеве рівняння

$$b_i \Delta^i x[n] + b_{i-1} \Delta^{i-1} x[n-1] + \dots + b_1 \Delta^1 x[1] + b_0 x[n] = f[n].$$

Незважаючи на наявність імпульсного елемента, коливання (реакції) у деяких точках імпульсної системи мають неперервний характер і їх описують відповідними неперервними функціями часу $f(t)$. При цьому виявляється зручним відобразити неперервні функції часу дискретними, які залежать від параметра τ . Дійсно, неперервний аргумент t можна записати у вигляді

$$t = nT + \tau,$$

де nT – дискретна складова, а τ – неперервний параметр і відповідає приросту часу в інтервалі від nT до $(n+1)T$, тобто тій зміні часу, доки дискретна величина nT залишається постійною. У момент часу, коли доданок nT приймає наступне значення, параметр τ прирівнюють до нуля, а потім він знову починає наростати від 0 до T . При цьому отримуємо

$$f(t) = f[nT + \tau] = f[nT, \tau],$$

де $f[nT, \tau]$ – дискретна функція, що залежить від параметра τ (тут і далі розташування аргументу у квадратних дужках підкреслює, що йдеться не про безперервну, а про дискретну функцію).

Звичайно, зручніше використовувати безрозмірну величину часу

$$\frac{t}{T} = n + \varepsilon,$$

де $\varepsilon = \frac{\tau}{T}$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$. У цьому разі $f[nT, \tau]$ приймає вигляд $f[n, \varepsilon]$. Якщо цікавляться значеннями функції тільки у моменти відліків (тобто у моменти часу $t = 0, T, 2T, nT \dots$), то тоді потрібно покласти ε рівним нулю, і f перетворюється у звичайну, тобто незалежну від параметра ε , дискретну функцію $f[n]$. Подібно до того, як при аналізі неперервних систем користуються поняттям вагової функції $g(t, \tau)$, при аналізі імпульсних лінійних систем використовують поняття імпульсної вагової функції $g[n, \varepsilon, m]$ сис-

теми. Її визначають як реакцію (відгук) системи в момент часу $n + \varepsilon$ на імпульс у вигляді одиничної $\delta[m]$ функції, прикладеної до входу системи у момент часу m за нульових початкових умов. Тут під δ -функцією розуміють функцію типу

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \frac{t}{T} < 1, \\ 0, & \frac{t}{T} < 0, \frac{t}{T} \geq 1, \end{cases}$$

тобто δ -функція є одиничним імпульсом, який має одиничну висоту і одиничну площу. Користуючись принципом суперпозиції, неважко показати, що для систем з описаним вище Δ -імпульсним елементом має місце рівняння

$$u_2[n, \varepsilon] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} g[n, \varepsilon, m] u_1[m, 0].$$

Для фізично здійсненої системи завжди має виконуватись рівність

$$g[n, \varepsilon, m] = 0 \quad \text{при } n < m.$$

Наведені співвідношення дозволяють знаходити реакцію на виході системи, якщо відомі вхідний сигнал та імпульсна вагова функція $g[n, \varepsilon, m]$.

Якщо параметри імпульсного елемента та неперервної частини системи не змінюються у часі, то імпульсну систему називають стаціонарною, і має місце формула

$$g[n, \varepsilon, m] = g[n - m, \varepsilon].$$

Якщо цікавляться значеннями вихідної функції лише у моменти відліку $u_2[n]$, то повсюди необхідно покласти ε , що дорівнює нулю.

Дискретне перетворення Лапласа є аналогом перетворення Лапласа. Перетворення Лапласа для безперервної функції $f(t)$ має вигляд

$$f(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt,$$

де $s = c + j\omega$ – комплексна змінна.

За аналогією, для дискретної функції $f_2[n, \varepsilon]$, яка залежна від параметра ε , слухним є перетворення

$$f[s, \varepsilon] = \sum_{n=0}^{\infty} f[n, \varepsilon] e^{-sn},$$

де s – комплексна змінна, але на відміну від неперервного часу ця величина безрозмірна. Вищенаведений вираз називають дискретним перетворенням Лапласа. Іноді більш зручним, замість комплексної змінної s , є використання комплексної змінної z , пов'язаної з s співвідношенням

$$z = e^s.$$

Тоді попередня формула матиме вигляд

$$f[z, \varepsilon] = \sum_{n=0}^{\infty} f[n, \varepsilon] z^{-n}.$$

У технічній літературі це перетворення називають *Z-перетворенням*. Оскільки *Z-перетворення* отримують з дискретного перетворення Лапласа (і навпаки) шляхом заміни комплексного змінного за формулою $z = e^s$, то між цими видами перетворень немає принципової відмінності. Зокрема, для обох видів перетворень існує обернене перетворення, що дозволяє відновлювати оригінал $f[n, \varepsilon]$ за його зображенням. Наприклад, обернене *Z-перетворення* має вигляд

$$f[n] = \frac{1}{j2\pi} \int_r f[z] z^{n-1} dz,$$

де інтегрування ведеться уздовж кола радіуса r , при цьому усі полюси $f[z]$ мають бути усередині цього кола. Аналогічно тому, як на основі перетворення Лапласа вводиться поняття передатної функції стаціонарної системи $K(s)$, із *Z-перетворення* впливає поняття дискретної передатної функції стаціонарної імпульсної лінійної системи

$$K[z, \varepsilon] = \frac{u_2[z, \varepsilon]}{u_1[z, \varepsilon]},$$

де $u_1[z, \varepsilon]$, $u_2[z, \varepsilon]$ – *Z-перетворення* функцій $u_1[n, 0]$, $u_2[n, \varepsilon]$, відповідно. При цьому виявляється, що

$$K[z, \varepsilon] = \sum_{n=0}^{\infty} g[n, \varepsilon] z^{-n}.$$

З дискретного перетворення Лапласа за допомогою підстановки $z = e^{jv}$ можна отримати дискретне перетворення Фур'є

$$f(jv, \varepsilon) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f[n, \varepsilon] e^{-jvn},$$

де $\nu\omega T$ – безрозмірна частота. Тут передбачається, що $f[n, \varepsilon]$ визначена і для негативних n . Відповідно, замість дискретної передатної функції $K[z, \varepsilon]$ отримуємо дискретний комплексний коефіцієнт передачі $K(i\nu, \varepsilon)$. Подібно тому, як аналіз поведінки комплексних коефіцієнтів передачі неперервних систем (амплітудно-частотних, фазово-частотних й амплітудно-фазових характеристик) призвів до появи критеріїв стійкості Найквіста і Михайлова, на основі аналізу дискретних комплексних коефіцієнтів передачі отримують аналоги цих критеріїв для імпульсних систем.

При аналізі дії на лінійну імпульсну систему випадкових процесів можна розглядати проходження детермінованих і флуктуаційних складових цих процесів незалежно. При цьому флуктуаційну складову – центровану і випадкову зручно представляти у вигляді дискретної функції $f[n, \varepsilon]$, яка залежить від параметра ε . Тоді кореляційна функція випадкового процесу дорівнює

$$R[n, n + m, \varepsilon] = \overline{f[n, \varepsilon]f[n + m, \varepsilon]},$$

а його дисперсія $\sigma^2[n, \varepsilon] = R[n, n, \varepsilon] = \overline{f[n, \varepsilon]^2}$.

Якщо функція кореляції випадкового процесу не залежить від початку відліку часу n , а залежить лише від інтервалу m між сусідніми значеннями часу і від параметра ε , то

$$R[n, n + m, \varepsilon] = R[m, \varepsilon].$$

Такий процес називають стаціонарним відносно аргументу n , його можна характеризувати енергетичним спектром $S[\nu, \varepsilon]$, зв'язаним з кореляційною функцією $R[m, \varepsilon]$ дискретним перетворенням Фур'є

$$S[\nu, \varepsilon] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R[m, \varepsilon]e^{-j\nu m}.$$

При цьому

$$\sigma^2[\varepsilon] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} S[\nu, \varepsilon]d\nu.$$

Якщо стаціонарний, по відношенню до аргументу n , випадковий процес $f[n, \varepsilon]$ з енергетичним спектром $S_1[n, \varepsilon]$ діє на вхід стаціонарної лінійної імпульсної системи, яка має дискретний комплексний коефіцієнт передачі $K(i\nu, \varepsilon)$, то в усталеному режимі енергетичний спектр центрованого процесу $u_2[n, \varepsilon]$ на виході системи дорівнює

$$S_2[v, \varepsilon] = |K(jv, \varepsilon)|^2 S_1[v, 0],$$

а його дисперсія визначається виразом

$$\sigma^2[\varepsilon] = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi |K(jv, \varepsilon)|^2 S_1[v, 0] dv.$$

Наведені вище, порівняно прості, співвідношення слушні для лінійної імпульсної системи з одним імпульсним елементом найпростішого типу – Δ -імпульсним елементом. За наявності у лінійній системі імпульсних елементів більш складного типу, особливо якщо таких елементів є декілька і вони працюють не синхронно, аналіз системи ускладнюється. Ще більш складним є аналіз нелінійних імпульсних систем. Методи аналізу таких систем виходять поза межі питань, розглянутих у цьому навчальному посібнику.

6.5 Імпульсні випадкові процеси

Імпульсними випадковими процесами називають послідовності імпульсів, параметри яких є випадковими величинами. Залежно від імовірнісних характеристик моментів появи імпульсів, ці процеси можуть бути розділені на дві групи. В одній з них імпульси з'являються на детермінованих інтервалах часу, які періодично повторюються (тактових). Випадкові процеси цієї групи можна зображати як процеси з «носійною частотою» у формі періодичної послідовності імпульсів, параметри якої модульовані випадковою функцією дискретного часу. Для імпульсних випадкових процесів другої групи зсув у часі кожного імпульсу викликає зсув усіх подальших імпульсів, тому їх іноді називають процесами з нагромадженням. До другої групи належать, наприклад, випадковий телеграфний сигнал, послідовність стандартних імпульсів, сформованих з «кліп»-сигналу, та ін. У деяких задачах імпульсної техніки з'являються процеси змішаного типу, для яких як параметри, так і число імпульсів на заданих інтервалах випадкові. Для визначення енергетичного спектра імпульсного випадкового процесу, що пройшов через лінійну систему, необхідно помножити квадрат частотної характеристики системи на енергетичний спектр імпульсного процесу. Загальна формула для розрахунку енергетичного спектра імпульсних випадкових процесів з детермінованими тактовими інтервалами за умови попарної незалежності параметрів імпульсів має такий вигляд [16]

$$S(\omega) = \frac{2}{T} \left\{ (a^2 + \sigma^2) K_0(\omega) - a^2 |\theta_v(\omega)|^2 K_\infty(\omega) \left[1 - 2\pi/T \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi r}{T}) \right] \right\},$$

де

$$K_0(\omega) = \int_0^{\infty} x^2 |g(\omega x)|^2 w_{\tau}(x) dx;$$

$$K_{\infty}(\omega) = \left| \int_0^{\infty} x g(\omega x) w_{\tau}(x) dx \right|^2;$$

$w_{\tau}(x)$ – густина ймовірності імпульсів, $\theta_{\nu}(\omega)$ – характеристична функція моменту появи імпульсу усередині тактового інтервалу; a, σ^2 – середнє значення та дисперсія амплітуди імпульсу, відповідно, $g(\omega)$ – спектр нормованого імпульсу одиничної тривалості; T – тривалість тактового інтервалу, x – тривалість імпульсу, яка є випадковою величиною.

Для випадкових імпульсних процесів з нагромадженням енергетичний спектр визначається за такою формулою [11]

$$S(\omega) = \frac{2a^2}{T} \left\{ \left[1 + \left(\frac{\sigma}{a} \right)^2 \right] K_0(\omega) + 2Re \left[\frac{Q(-\omega)Q_1(\omega)\theta_{\tau^*}(\omega)}{1-Q_{\mu}(\omega)} \right] + \frac{g^2(0)\tau_0^2}{T} \delta(\omega) \right\}.$$

У цій формулі до попередніх позначень варто ще додати вирази

$$Q(\omega) = \int_0^{\infty} x g(\omega x) w_{\tau}(x) dx;$$

$$Q_1(\omega) = \int_0^{\infty} x g(-\omega x) w_{\tau}(x) e^{-j\omega x} dx;$$

$\theta_{\tau^*}(\omega)$ – характеристична функція тривалості паузи між імпульсами; $\theta_{\mu}(\omega)$ – характеристична функція інтервалу часу між моментами появи двох наступних один за одним імпульсів; T – середня тривалість згаданого інтервалу часу; τ_0 – середня тривалість імпульсу. Вирази для енергетичного спектра імпульсного випадкового процесу змішаного типу наведені, наприклад, у роботі [17], а енергетичні спектри випадкових послідовностей радіоімпульсів розглянуті в [6].

Визначення функції розподілу імпульсного випадкового процесу, «згладженого» лінійною системою, як і розв'язок загальної задачі – знаходження цієї функції на виході лінійної системи, зустрічає значні труднощі. Однак у деяких випадках вдається знайти моменти довільного порядку зазначеного розподілу і за ними відновити шукану функцію розподілу. Так, наприклад, при дії на RC-ланку випадкового телеграфного сигналу, що складається з послідовності прямокутних імпульсів випадкової тривалості, амплітуда яких може приймати значення плюс або мінус одиниця, функції моментів вихідного процесу можна розраховувати за формулою

$$m_{2r} = \frac{(2r)!}{r! 2^r} \prod_{i=1}^r (2i - 1 + 2\lambda/\alpha)^{-1}, \quad m_{2r-1} = 0, \quad r = 1, 2, \dots,$$

де λ – середнє число змїн знаків телеграфного сигналу за одиницю часу; $\alpha = (RC)^{-1}$. Такї моменти притаманнї, наприклад, бета-розподїлу з параметрами $a = 0,5$ і $b = \frac{\lambda}{\alpha}$ [2]. Для вузькосмугової ланки при $\lambda/\alpha \rightarrow \infty$

$$m_{2r} \sim \frac{(2r)!}{r! 2^r} \left(\frac{\alpha}{2\lambda}\right)^r,$$

тобто приходимо до нормального розподїлу, як і має бути, коли ширина смуги пропускання лїнійної системи мала, порївняно із шириною спектра вхїдного сигналу. Для широкосмугової ланки ($\lambda/\alpha \rightarrow 0$) розподїл на виходї прагне до розподїлу телеграфного сигналу

$$w(x) = 0,5[\delta(x - 1) + \delta(x + 1)].$$

Якщо середня тривалїсть посилок $1/\lambda$ дорївнює постїйнїй часу RC, то

$$m_{2r} = \frac{1}{2^{r+1}},$$

що вїдповїдає рївномїрному заковї розподїлу в їнтервалї $(-1, +1)$.

6.6 Лїнійнї системи з випадковими параметрами

У деяких радїотехнїчних задачах характеристика лїнійної системи – її вагова або передатна функцї є випадковим процесом. Прикладом таких систем є бїльшїсть каналїв, у яких вїдбувається поширення радїосигналїв вїд передавача до приймача. Для характеристики подїбної лїнійної системи, так як і для систем з детермїнованими параметрами, може бути використана передатна функцїя $K(j\omega, t)$. Однак, на вїдмїну вїд систем з детермїнованими параметрами, для кожної частоти ω ця функцїя є випадковим процесом. Характеристиками таких систем є середнє значення передатної функцїї та змїшаний момент другого порядку (осереднення потрїбно проводити за множиною передатних функцїї)

$$\overline{K(j\omega, t)} = K_c(j\omega, t),$$

$$B_c(t_1, t_2, \omega_1, \omega_2) = \overline{K(j\omega_1, t_1)K(j\omega_2, t_2)}.$$

Зв'язок мїж процесами на входї й на виходї лїнійної системи з випадковими параметрами описують їнтегралом

$$\eta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \tau) \xi(\tau) d\tau,$$

де $g(t, \tau)$ – випадкова імпульсна характеристика системи, пов'язана з передатною функцією $K(j\omega, t)$ інтегральним перетворенням

$$g(t, t - u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega, t) e^{j\omega u} d\omega.$$

Якщо процес на вході лінійної системи з випадковими параметрами статистично не залежить від випадкової імпульсної характеристики цієї системи, то можливо отримати в замкненому вигляді співвідношення, яке пов'язує функції моментів цих процесів на вході та на виході

$$B_{\eta}(t_1, t_2) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B_c(t_1, t_2, \omega_1, \omega_2) B_{\xi}(t_1 - u, t_2 - v) e^{j(\omega_1 u + \omega_2 v)} d\omega_1 d\omega_2 du dv$$

Для лінійних систем, у яких $K(j\omega, t)$ або $g(t, \tau)$ являють собою стаціонарні випадкові процеси, функція моментів системи $B_c(t_1, t_2, \omega_1, \omega_2)$ залежить тільки від двох змінних ($\omega_1 = -\omega_2 = \omega$):

$$B_c(\tau, \omega) = \overline{K(j\omega, t) K(-j\omega, t + \tau)}.$$

Функція другого моменту процесу на виході лінійної системи, за умови, що на її вході діє стаціонарний випадковий процес, дорівнює

$$B_{\eta}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B_c(\tau, \omega) S_{\xi}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$$

де $S_{\xi}(\omega)$ – енергетичний спектр процесу на вході системи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / Баскаков С. И. – М. : Высшая школа, 2005. – 464 с.
2. Ширман Я. Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Ширман Я. Д. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. Радиотехнические системы : учебник для студ. высш. учеб. заведений / [Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, Ю. П. Гришин и др.] ; под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Издательский центр «Академия», 2008. – 592 с.
4. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств / Гуткин Л. С. – М. : Радио и связь, 1986. – 472 с.
5. Трухин М. П. Математическое моделирование радиотехнических устройств и систем / Трухин М. П. – Екатеринбург : Изд-во Уральского ун-та, 2014. – 192 с.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / [В. А. Васин, И. Б. Власов, Д. Д. Дмитриев и др.] ; под ред. И. Б. Федорова. – [3-е изд.]. – М. : Изд-во МГТУ им. И. Э. Баумана, 2004. – 774 с.
7. Гинзбург В. М. Голография. Методы и аппаратура / В. М. Гинзбург, Б. М. Степанов. – М. : Сов. Радио, 1974. – 376 с.
8. Перунов Ю. М. Зарубежные радиоэлектронные средства. Кн. 4. Элементная база / Перунов Ю. М., Мацукевич В. В., Васильев А. А. – М. : Радиотехника, 2010. – 400 с.
9. Анри Анго. Математика для электро- и радиоинженеров / Анри Анго. – М. : Наука, 1967. – 780 с.
10. Чердынцев В. А. Радиотехнические системы / Чердынцев В. А. – Минск : Вышэйшая школа, 1988. – 369 с.
11. Тихонов В. И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов / В. И. Тихонов, Н. К. Кульман. – М. : Сов. Радио, 1975. – 704 с.
12. Никольский Б. А. Основы радиотехнических систем / Никольский Б. А. – Самара : Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2013. – 469 с.
13. Браммер Ю. А. Радиотехнические устройства и элементы радиосистем / Браммер Ю. А., Каплун В. А., Лохова С. П. – М. : Высшая школа, 2005. – 296 с.
14. Гуткин Л. С. Основные направления теории проектирования радиосистем / Л. С. Гуткин // Радиотехника. – 1976. – № 5. – С. 2–6.
15. Гришин Ю. П. Микропроцессоры в радиотехнических системах / Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Катилов В. М. – М. : Радио и связь, 1982. – 280 с.
16. Волощук Ю. І. Сигнали та процеси в радіотехніці / Волощук Ю. І. – Х. : Компанія СМІТ, 2003. – 580 с.

17. Тихонов В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов. / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М. : Радио и связь, 1991. – 608 с.
18. Гуд Г. Х. Системотехника / Г. Х. Гуд, Р. Э. Макол. – М. : Сов. Радио, 1962. – 383 с.
19. Заде Л. Теория линейных систем. Метод пространства состояний / Л. Заде, Ч. Дезоер. – М. : Наука, 1970. – 704 с.
20. Бакулев П. А. Радионавигационные системы / П. А. Бакулев, А. А. Сосновский. – М. : Радиотехника, 2005. – 224 с.
21. Мельников Ю. П. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения / Ю. П. Мельников, С. В. Попов. – М. : Радиотехника, 2008. – 432 с.

Навчальне видання

**Кичак Василь Мартинович
Воловик Андрій Юрійович
Шутило Микола Артемович
Червак Оксана Петрівна**

**РАДІОТЕХНІЧНІ СИСТЕМИ
(ОСНОВИ ПРОЕКТУВАННЯ. ЧАСТИНА 1)**

Навчальний посібник

Редактор О. Ткачук

Оригінал-макет підготовлено А. Воловиком

Підписано до друку 27.12.2017
Формат 29,7 × 42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 7,02.
Наклад 50 (1-й запуск 1-20) пр. Зам. № 2018-006.

Видавець та виготовлювач
Вінницький національний технічний університет,
інформаційний редакційно-видавничий центр.

ВНТУ, ГНК, к. 114.

Хмельницьке шосе, 95,

м. Вінниця, 21021.

Тел. (0432) 65-18-06

press.vntu.edu.ua;

e-mail: kivc.vntu@gmail.com.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.