



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний авіаційний університет

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Навчальний посібник

VIVERE!
VINCERE!
CREARE!

Київ 2014

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний авіаційний університет

**ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ
РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ**

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки
як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів,
які навчаються за напрямом підготовки «Радіотехніка»*

Київ 2014

УДК 621.396.6(075.8)

ББК 3841.0-017я7

Е 502

Рецензенти:

Л. С. Беляєвський – д-р техн. наук, проф.
(Національний транспортний університет)

В. В. Пілінський – к-т техн. наук, проф.
(Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»)

В. О. Хорошко – д-р техн. наук, проф.
(Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій)

ПЕРЕДМОВА

Радіотехнічні системи призначені для передавання інформації про будь-які явища або події з однієї точки простору до іншої. Переносниками інформації в таких системах є електромагнітні поля штучного походження – радіохвилі, які можуть належати до різних частотних діапазонів від 3,0 кГц до 3,0 ТГц. Стійка тенденція до щорічного збільшення кількості незалежних електричних, електронних та радіотехнічних апаратів, розміщених на одиниці земної поверхні, що працюють одночасно, супроводжується збільшенням кількості неавтономних радіозавод окремих телекомунікаційним засобам, системам та комплексам. Виникає проблема забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) радіоелектронних апаратів (РЕА) різного призначення в процесі їх експлуатації. Проблему ЕМС РЕА посилює природний дефіцит радіочастотного спектра, розподіл і використання якого регулюється й нормується відповідними міжнародними та державними документами й угодами, контролюється спеціальними організаціями.

Сучасний фахівець у галузі радіотелекомунікацій повинен розуміти причини, які сприяють погіршенню електромагнітної обстановки в точці приймання корисного сигналу, і володіти знаннями з питань забезпечення ЕМС РЕА на етапах їх конструювання, виготовлення, сертифікації та експлуатації. Ці та інші питання теоретичної та практичної спрямованості розглядаються в навчальній дисципліні «Електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури».

Основна мета викладання навчальної дисципліни «Електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури» - ознайомити студентів з основними принципами та методами розв'язання практичних задач, пов'язаних із забезпеченням ЕМС радіоелектронної апаратури на всіх етапах її використання за призначенням.

Значення дисципліни для фахівця полягає в тому, що володіння відповідними знаннями в галузі забезпечення ЕМС РЕА дозволяє йому створювати конкурентоспроможну апаратуру, яка відповідає чинним нормам на допустимі рівні непередбачених електромагнітних випромінювань і характеризується потрібною заводською якістю.

Головним завданням викладання навчальної дисципліни є формування в майбутніх фахівців глибоких знань та професійних умінь у галузі забезпечення EMC РЕА шляхом застосування управлінських та інженерних підходів до конструювання заводозахисної апаратури, нормування рівнів небажаних радіовипромінювань, раціонального розподілу і застосування радіочастотного ресурсу між радіотехнічними пристроями, системами і комплексами, здійснення частотно-територіальних рознесень (ЧТР) окремих радіоелектронних пристроїв (РЕП) та ін.

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні

знати:

- структуру і особливості функціонування радіоканалу;
- класи радіосигналів;
- методи оцінювання якості електромагнітної обстановки в точках розміщення рецепторів електромагнітних хвиль;
- структуру випромінювань радіопередавачів;
- шляхи проникнення радіозавад у радіоприймальний тракт і наслідки їх наявності;
- методику здійснення ЧТР РЕП;
- методику оцінювання EMC одноканальних та різночастотних РЕП, розміщених на обмеженій території;
- принципи забезпечення внутрішньоапаратної EMC;

уміти:

- оцінювати рівні радіозавад і корисного сигналу в точці розміщення антени радіоприймального пристрою (РПП);
- оцінювати ефекти блокування перехресних спотворень та інтермодуляції в РПП;
- здійснювати ЧТР РЕА;
- працювати з вимірною апаратурою при дослідженні характеристик радіопередавальних та радіоприймальних пристроїв, які впливають на процедури забезпечення EMC РЕА.

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АІМ – амплітудно-імпульсна модуляція
АМ – амплітудна модуляція
АФТ – антенно-фідерний тракт
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ВАХ – вольт-амперна характеристика
ВСЗ – відношення сигнал/завада
ВЧ – висока частота
ГСО – геостационарна орбіта
ДВЧ – дуже висока частота
ДС – діаграма спрямованості
ДХ – довгі хвилі
ЕІВП – еквівалентна ізотропна випромінювана потужність
ЕМО – електромагнітна обстановка
ЕМП – електромагнітне поле
ЕРС – електрорушійна сила
ЗВ – захисне відношення
ЗС – земна станція
ІКМ – імпульсно-кодова модуляція
КАМ – квадратурна амплітудна модуляція
ККД – коефіцієнт корисної дії
КР – координаційна відстань
КР – кутове рознесення
КОЗ – коефіцієнт ослаблення завади
КС – космічна станція
КХ – короткі хвилі
МККР – Міжнародний консультативний комітет по радіо
МПЧ – максимальна придатна частота
МСЕ – Міжнародний Союз Електрозв'язку
МСІ – міжсимвольна інтерференція
МСКП – максимальна середньоквадратична помилка
МСС – міжсимвольне спотворення
М-ФМ – М-позиційна фазова модуляція
НКРЗ – Національна комісія з питань регулювання зв'язку
НПЧ – найменша придатна частота
НРС – наземна радіомовна служба
НФС – наземна фіксована служба

НЧ – низька частота
НШСЧ – необхідна ширина смуги частот
ОБЛ – обмежувальна лінія
ОБС – одна бічна смуга
ОКН – один канал на носій ній
ОРЧ – оптимальна робоча частота
ПСРЧ – присвоєна смуга радіочастот
РЕА – радіоелектронна апаратура, радіоелектронний апарат
РЕЗ – радіоелектронний засіб
РЕП – радіоелектронний пристрій
РМС – радіомовна супутникова служба
РО – рухомий об'єкт
РПД – радіопередавач
РП – радіоприймач
РПП – радіоприймальний пристрій
РПДП – радіопередавальний пристрій
РСС – рухома супутникова служба
РЧР – радіочастотний ресурс
РЧС – радіочастотний спектр
СКП – середньоквадратична помилка
СРС – сухопутна рухома служба
ССЗ – супутникова система зв'язку
СХ – середні хвилі
СЧ – середні частоти
ТК – трансверсальний коректор
ТЛФ – телефонія
ТЛГ – телеграфія
ТР – територіальне рознесення
ТУ – технічні умови
УВЧ – ультрависока частота
УДЦР – Український державний центр радіочастот
ФМ – фазова модуляція (маніпуляція)
ФН – форсування нуля
ФСС – фіксована супутникова служба
ЦОВЗ – Центральний орган виконавчої влади в галузі зв'язку
ЧМ – частотна модуляція (маніпуляція)
ЧРК-ЧМ – частотний розподіл каналів з частотною модуляцією
ЧТР – частотно-територіальне рознесення

ЩПП – щільність потоку потужності

ШСЗ – штучний супутник Землі

ШСЗЧ – ширина займаної смуги частот

CDMA – *Code Division Multiple Access* (множинний доступ з кодовим розподілом каналів)

NFD – *Net Filter Discrimination* (частотна вибірковість загального фільтра)

TV – *Television* (телебачення)

ВСТУП

Природна допитливість людини, прагнення покращити умови свого існування та існування спільноти спонукає її до отримання нових знань, тобто інформації, про сутність усього сутнього та про можливе майбутнє. Ці знання повинні стати надбанням усіх, хто спроможний матеріалізувати їх у вигляді технічних пристроїв, корисних рішень та перспективних ідей. Поширення інформації здійснюється різними способами, зокрема – із застосуванням чисельних різноманітних телекомунікаційних систем. Одним з основних видів сучасної телекомунікації є радіозв'язок. При його реалізації переміщення інформації про будь-які події здійснюється в радіоканалі. Переносником інформації в ньому є електромагнітне поле штучного походження – радіохвиля, яка може поширюватися практично на будь-які відстані зі швидкістю, що наближається до швидкості світла. Відстані, на які поширюються радіохвилі, залежать від потужності випромінювання радіопередавального пристрою, частотних характеристик випромінювання та особливостей середовища, у якому воно поширюється.

Слід мати на увазі, що електромагнітні поля, які збуджуються різними джерелами, взаємопроникні і для них не немає ні державних, ні відомчих кордонів. Тому радіохвилі, які збуджуються окремими радіопередавальними пристроями, є корисними сигналами для радіоприймальних пристроїв одної радіосистеми, водночас можуть стати небажаними радіозавадами для радіоприймальних пристроїв, що належать іншим радіосистемам. Радіосистема може мати декілька радіоканалів. Радіоканал – сукупність радіостанцій, рознесених у просторі, які дозволяють здійснити радіозв'язок (однобічний або двобічний) між ними. Якщо під впливом ненавмисних радіозавад неприпустимо погіршуються якісні характеристики відповідного каналу радіозв'язку, то виникає потреба в розв'язанні конфліктної ситуації між джерелом завади та її сенсором (рецептором) за допомогою забезпечення їх електромагнітної сумісності.

Проблему забезпечення ЕМС радіоелектронних апаратів різного призначення та різної відомчої належності на етапі їх технічної експлуатації можна розв'язати декількома способами, наприклад, здійснюючи їх рознесення за часом, частотою, простором,

кодуванням за різними алгоритмами. Але ж можливість виникнення проблеми забезпечення ЕМС незалежних РЕА в умовах дефіциту радіочастотного ресурсу необхідно враховувати ще на етапах їх проектування, розробки та виробництва, використовуючи прогресивні технології, відповідні схемні рішення та обираючи заводостійкі види сигналів.

Проблема, що пов'язана з необхідністю забезпечення ЕМС РЕА різного призначення ускладнюється, якщо зростає кількість апаратів, розміщених на обмеженій території або в обмеженому об'ємі, наприклад, на борту літака, космічного апарата, підводного човна та в інших подібних об'єктах.

Проблеми, що пов'язані з потребою забезпечення ЕМС радіоелектронних апаратів, виникають не тільки при організації радіозв'язку, але й за наявності на обмеженій території систем радіолокації, радіопеленгації, радіоастрономії та РЕА, які належать іншим радіослужбам.

Альтернативними ЕМС є питання, які пов'язані з навмисним створенням радіозавад окремим радіоелектронним системам і комплексам та з реалізацією відповідних захисних заходів. Але такі питання в цьому навчальному посібнику не розглядаються.

З наведеного випливає, що завдання забезпечення ЕМС РЕА є багатофакторною. Ефективність його розв'язання залежить від конструктивних і тактико-технічних особливостей радіопередавальних та радіоприймальних пристроїв – джерел та сенсорів електромагнітних збурень, особливостей антенних пристроїв – перетворювачів енергії електричного кола в енергію електромагнітного поля та навпаки, особливостей поширення радіохвиль залежно від частоти носійної та типу підстильної поверхні, структурних особливостей сигналів та ненавмисних радіозавад – їх класів, пріоритетів деяких радіослужб, можливостей здійснення частотно-територіальних рознесень окремих РЕП тощо. Питання, які стосуються зазначених обставин, розглядаються послідовно у відповідних розділах цього навчального посібника і в додатках. В останньому розділі посібника вивчаються питання, які пов'язані з можливістю виникнення внутрішньоапаратних ненавмисних електричних та магнітних завад, які називаються паразитними наведеннями. Розглядаються методи та способи зменшення рівнів цих наведень або їх повного усунення.

РОЗДІЛ 1

СУТНІСТЬ ПРОЦЕДУР ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АППАРАТУРИ

1.1. Інформація, повідомлення, сигнал, радіоелектронний апарат

Добробут людини значною мірою залежить від правильності рішень, які вона обирає, спираючись на наявність або відсутність істотних для неї явищ та подій. Сукупність якісних та кількісних оцінок будь-яких природних або соціальних явищ, подій або характеристик матеріальних об'єктів, невідомих раніше конкретній людині, назвемо інформацією про них. Кількість інформації залежить від ступеня первісної невизначеності об'єкта (події, явища). Ця кількість зменшується в процесі отримання нових знань про об'єкт і дорівнює нулю, якщо про об'єкт все відомо завчасно.

Кількісна оцінка інформації має ймовірнісну сутність. Якщо здобуті знання не зменшують невизначеності про стан будь-яких з вище зазначених обставин, то вони не містять інформації. Отже *інформація – це сукупність відомостей про будь-який предмет, процес, подію або явище, яка зменшує невизначеність, що існувала до її отримання*. Вона може виникнути, наприклад, як результат мислення людини. У момент виникнення вона не має фізичної подоби. До інформації неможливо «доторкнутися» - щоб пересунути її в іншу точку простору. Носіями і транспортерами інформації можуть стати лише фізичні об'єкти та процеси.

Інформація, тобто нове знання про сутність явища, після отримання набуває матеріальної подоби і стає *повідомленням*, якщо вона фіксується на фізичних носіях, наприклад, у мозку людини або істоти, на папері у вигляді сукупності символів, друкованих текстів, таблиць, графічних залежностей, речень, відеозображень, за допомогою мультимедійних засобів тощо. Отже, повідомлення є матеріальною формою збереження та відтворення отриманої інформації. Інформацію, перетвореною у повідомлення, обмінюються.

Для переміщення повідомлення від джерела інформації до її користувача (людини або технічного пристрою) застосовують фі-

зичний процес, який можна створити штучно і який змінюється в часі та поширюється вздовж спеціальних ліній передавання або у вільному просторі: електричні струми та напруги; пружні, звукові, світлові та електромагнітні хвилі. *Фізичний процес, який однозначно відображає повідомлення і здатний поширюватися в середовищі будь-якого походження, називається сигналом.* Таким чином сигнал є переносником повідомлення, тобто інформації, з однієї точки простору до іншої. На відміну від повідомлення, сигнал може генеруватися, індукуватися в електричних або магнітних ланцюгах, збуджуватися в просторі антенними пристроями радіопередавачів у вигляді електромагнітного поля.

Для користувача, який заздалегідь нічого не знав про зміст повідомлення, воно, у свою чергу, стає інформацією. Цю інформацію користувач також фіксує на будь-якому носії, наприклад, у пам'яті комп'ютера, перетворюючи її у вторинне повідомлення, яке стає придатним для обробки та подальшого застосування. Вочевидь, що цінність має лише неспотворене повідомлення, тобто достовірна інформація, на основі якої людина або автоматичний пристрій приймають рішення про подальші дії.

До ненавмисного спотворення повідомлення, яке отримує користувач після приймання та обробки сигналу, призводить кілька об'єктивних та суб'єктивних чинників. До об'єктивних чинників можна віднести, наприклад, такі:

- нестабільність фізичних параметрів середовища, у якому поширюється сигнал;
- наявність на вході сенсора (давача, приймальної антени) крім корисного сигналу ще й множини завад однакової з сигналом природи, які створюють на його виході хибні сигнали, адитивні або мультиплікативні суміші, у яких корисний сигнал маскується або спотворюється;
- невідповідність технічних характеристик вибіркості тракту обробки сигналу параметрам самого сигналу;
- чутливість сенсорів до вхідних впливів;
- похибки вимірювання, ідентифікації та аутентифікації (відповідності сертифікату) сигналу;
- технічний стан пристроїв передавання та приймання інформації.

До суб'єктивних чинників можна віднести, наприклад, кваліфікацію людини-оператора, її емоційні особливості та психологічний стан у момент прийняття рішення.

Якщо енергетичний рівень сигналу в точці приймання є недостатнім для його достовірного розпізнавання на фоні сукупності наявних електромагнітних завад, то можливі помилки людини-оператора або відповідного автоматичного пристрою, які приймають рішення про наявність або відсутність сигналу на вході сенсора (антенного пристрою) у реальній ситуації (табл. 1.1).

Таблиця 1.1

Види помилкових рішень про наявність або відсутність сигналу на вході сенсора

Фактична наявність або відсутність сигналу у суміші електромагнітних полів, які впливають на сенсор	Можливі висновки людини-оператора про наявність або відсутність сигналу у суміші електромагнітних полів на вході сенсора	
	1. «Так» \rightarrow (+) Сигнал наявний	2. «Ні» \rightarrow (-) Сигнал відсутній
1. «Так» \rightarrow (+) Сигнал наявний	$(+) \cdot (+) \rightarrow (+)$ Правильний висновок про наявність сигналу. D_{11} – імовірність наявності сигналу	$(+) \cdot (-) \rightarrow (-)$ Неправильний висновок про відсутність сигналу – помилка першого роду. D_{12} – імовірність помилки першого роду
2. «Ні» \rightarrow (-) Сигнал відсутній	$(-) \cdot (+) \rightarrow (-)$ Неправильний висновок про наявність сигналу в суміші із завадою – помилка другого роду. D_{21} – імовірність помилки другого роду	$(-) \cdot (-) \rightarrow (+)$ Правильний висновок про відсутність сигналу у суміші із завадою. D_{22} – імовірність відсутності сигналу

Може статися так, що сигнал, присутній у суміші із завадами на вході сенсора, але оператор або автомат приймають рішення про його відсутність. Таке помилкове рішення відносять до помилки першого роду (помилкове рішення про ненадходження повідомлення, пропускання двійкового символу в комбінації тощо). Підвищення енергетичного рівня сигналу сприяє зменшенню імовірності появи помилок першого роду.

Помилкове рішення про наявність сигналу на виході сенсора за його фактичної відсутності відносять до помилки другого роду (помилкове рішення про надходження повідомлення або про наявність двійкового символу у комбінації тощо).

Оскільки на вході сенсора сигнал або наявний, або відсутній, а можливі рішення про це, які наведені в результуючих клітинах табл. 1.1, теж є альтернативними, то у своїй сукупності вони складають повну групу незалежних подій. Тому:

$$P_{11} + P_{12} + P_{21} + P_{22} = 1.$$

Імовірності P_{12} та P_{21} появи помилок 1-го та 2-го роду в разі прийняття рішення людиною або машиною, значення ймовірностей правильних рішень P_{11} та P_{22} залежать від багатьох факторів, зокрема й від рівня радіозавад, на фоні яких приймається радіосигнал (носії повідомлення). Якщо за наявності сигналу завади відсутні, то $P_{11} = 1$. У разі відсутності сигналу і наявності радіозавад $P_{22} < 1$, тому, що $P_{21} > 0$.

Усяке зменшення ймовірності помилок першого та другого роду в рішеннях людини-оператора або відповідних автоматизованих пристроїв сприяє отриманню з виходу сенсора більш достовірних повідомлень (інформації) про об'єкт, з нормальним функціонуванням якого пов'язані інтереси окремої людини або певної групи людей.

Носіями повідомлень є радіохвилі, тобто електромагнітні поля (ЕМП), які збуджуються в просторі антенами радіопередавачів (РПД) у діапазоні частот від 3 кГц до 3 ТГц (довжини хвиль від 10^5 м до 10^{-3} м відповідно). Цей неперервний діапазон радіочастот називається **радіочастотним спектром (РЧС)**.

У зв'язку з тим, що умови поширення радіохвиль істотно залежать від їх частоти f , весь РЧС розподілений на піддіапазони. До

радіодіапазонів належать піддіапазони від 4-го до 12-го (табл. 1.2), з яких для кожного району земної кулі і для кожної радіослужби виділені обмежені смуги радіочастот, тобто певний радіочастотний ресурс.

Таблиця 1.2

Поділ діапазону радіохвиль на піддіапазони

Но- мер під- діа- пазо- ну	Метрична ознака		Частотна ознака		Галузь застосу- вання радіох- виль (радіос- лужби)
	Межі піддіапа- зону	Назва радіохвиль	Межі підді- апазону	Назва частот	
4	Від 10 км до 100 км	Міріамет- рові хвилі (наддовгі хвилі)	Від 3 кГц до 30 кГц	Дуже низькі частот- и (ДНЧ)	Радіонавігація, радіотелегра- фія, передаван- ня метеозве- день
5	Від 1 км до 10 км	Кілометро- ві хвилі (довгі хви- лі)	Від 30 кГц до 300 кГц	Низькі частот- и (НЧ)	Радіотелегра- фія, радіотеле- фонія, радіомо- влення, радіо- навігація
6	Від 100 м до 1000 м	Гектомет- рові хвилі (середні хвилі)	Від 300 кГц до 3000 кГц	Сере- дні частот- и (СЧ)	Радіотелегра- фія, радіотеле- фонія, радіомо- влення, радіо- навігація
7	Від 10 м до 100 м	Декаметро- ві хвилі (короткі хвилі)	Від 3 МГц до 30 МГц	Високі частот- и (ВЧ)	Радіомовлення, радіотелегра- фія, радіотеле- фонія, косміч- ний радіо- зв'язок, радіо- аматорський зв'язок та ін.

Закінчення таблиці 1.2

Номер піддіапазону	Межі піддіапазону хвиль	Назва радіохвиль	Межі піддіапазону частот	Назва частот	Галузь застосування радіохвиль (радіослужби)
8	Від 1 м до 10 м	Метрові хвилі (ультракороткі хвилі)	Від 30 МГц до 300 МГц	Дуже високі частоти (ДВЧ)	Радіомовлення, телебачення, радіолокація, радіозв'язок, радіонавігація та ін.
9	Від 10 см до 100 см	Дециметрові хвилі	Від 300 МГц до 3000 МГц	Ультрависокі частоти (УВЧ)	Телебачення, радіолокація, радіорелейний зв'язок, космічний зв'язок, радіонавігація та ін.
10	Від 1 см до 10 см	Сантиметрові хвилі	Від 3 ГГц до 30 ГГц	Надвисокі частоти (НВЧ)	Радіолокація, радіонавігація, радіорелейний зв'язок, космічний зв'язок та ін.

11	Від 1 мм до 10 мм	Міліметрові хвилі	Від 30 ГГц до 300 ГГц	Виключно високі частоти (ВВЧ)	Радіолокація та ін.
12	Від 0,1 мм до 1 мм	Дециміліметрові хвилі	Від 300 ГГц до 3000 ГГц	Гіпервисокі частоти (ГВЧ)	Радіолокація та ін.

Метрична ознака радіохвиль дозволяє зорієнтуватися у величинах поперечних розмірів антенних пристроїв відповідного діапазону, а частотна ознака – у способах поширення радіохвиль в атмосфері Землі.

Частина РЧС, яку можна застосувати для передавання та приймання радіосигналів, називається **радіочастотним ресурсом (РЧР)**.

Радіочастотний ресурс є обмеженим природним чинником, який на відміну від інших природних ресурсів (наприклад, корисні копалини), не витрачається безповоротно, а використовується в часі й може бути вивільненим після вимкнення радіопередавача. Завдяки цьому РЧР може бути використаний багаторазово окремими радіоелектронними апаратами – **конструктивно автономними радіотехнічними об'єктами**.

Кількість РЕА, що працюють одночасно, рік від року збільшується. Тому виникає дефіцит РЧР для безлічі одночасно працюючих РЕА різного призначення.

Населення земної кулі нині наближається до семи мільярдів осіб. Кількість радіоелектронних засобів різного призначення, які випромінюють та приймають енергію радіохвиль, є співмірною із цією кількістю.

Випромінювання радіопередавачів, які призначені для прийому певним конкретним приймачем або певною групою радіоприймальних пристроїв (РПП), стають радіозавадами для іншої групи незалежних РПП, які працюють на тій же частоті (співканалні РЕА) або на інших частотах, що проникають у тракт РПП через неосновні, тобто небажані канали приймання. Ці завади здатні створювати спотворювальні або маскувальні дії щодо корисного

сигналу, що призводить до появи зазначених похибок першого або другого роду під час обробки сигналів у тракті РПП.

Сукупність електромагнітних полів, які діють на антену або інші чутливі елементи РЕА, визначають електромагнітну обстановку (ЕМО) у точці їх розміщення. **ЕМО – сукупність електромагнітних полів різного походження, які діють одночасно на антену радіоприймача.** ЕМО, яка є сприятливою для одних РЕА, може бути несприятливою для інших. Тому в умовах природного дефіциту РЧР виникає проблема забезпечення ЕМС незалежних РЕА різного призначення, що працюють одночасно.

Електромагнітна сумісність радіоелектронних апаратів – їхня здатність одночасно функціонувати в реальних умовах експлуатації з необхідною якістю при дії на них невідомих радіозавад та не створювати неприпустимих радіозавад іншим радіоелектронним пристроям та системам.

Електромагнітна завада – будь-яке електромагнітне збурення (явище), яке сприяє погіршенню показників якості каналу формування, приймання та обробки повідомлень, утруднює нормальну роботу РЕА.

Радіозавада – електромагнітне явище (збурення) у діапазоні радіочастот, яке погіршує показники якості трактів формування, приймання та обробки радіосигналів.

У загальному випадку аналіз умов забезпечення ЕМС здійснюється для виявлення можливостей одночасного функціонування на обмеженій території або в обмеженому об'ємі незалежних пристроїв чи окремих блоків, вузлів, елементів, що входять до складу конкретного радіоелектронного апарата.

Ефективність заходів забезпечення внутрішньоапаратної ЕМС окремого РЕП на етапах його створення залежить від власного структурного рівня. Розрізняють чотири структурних рівні РЕП, який у загальному випадку розглядається як абстрактний вибір [35]:

1. Виріб нульового структурного рівня – неподільний (найпростіший) схемний, функціональний, конструктивний елемент, який можна замінити (елементи електричної схеми, напівпровідникові та інтегральні елементи, окремі модулі тощо).

2. Виріб першого рівня – конструктивна чарунка, яка містить мінімальну кількість елементів нульового рівня і здатна приймати,

перетворювати, передавати сигнали, тобто є універсальним об'єктом, який можна застосувати для уніфікації та стандартизації радіоелектронного пристрою;

3. Виріб другого структурного рівня – радіоелектронний блок, що є автономною конструкцією, тобто підсистемою, яка не може експлуатуватися автономно;

4. Виріб третього структурного рівня – радіоелектронний пристрій (засіб), тобто РЕА, що складається з взаємопов'язаних чарунок та блоків, який конструктивно та під час експлуатації є автономною одиницею, здатною виконувати складну завершену функцію.

Природно, що методи забезпечення EMC РЕА залежать від їхнього структурного рівня.

Створюючи радіоелектронний апарат, тобто виріб, проблеми забезпечення EMC слід розв'язувати на ранніх етапах його розробки та виготовлення, оскільки в подальшому кількість можливих способів та засобів боротьби з невідповідними завадами зменшується, а їх вартість зростає.

Проблема забезпечення EMC РЕА має два аспекти: соціально-економічний і науково-технічний. Визначимо їх суть.

1.2. Соціально-економічний аспект проблеми забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронної апаратури

Суть соціально-економічного аспекту забезпечення EMC РЕА полягає у тому, що для радіохвиль не існує ні адміністративних, ні державних кордонів. Тому використання РЧС регламентується міждержавними та державними документами.

Основним керуючим міждержавним документом є «Регламент радіозв'язку» [36], який видається Міжнародним Союзом Електрозв'язку (МСЕ) і регулярно поповнюється сучасними нормативними документами та рекомендаціями. Відповідно до нього весь світ умовно поділений на три райони, кожному з яких виділені певні частини загального радіочастотного спектра з усіх піддіапазонів радіочастот.

До Першого району віднесені Європа, країни колишнього СРСР, Монголія, Африка, частина Азії. До Другого району належать весь Американський континент і Гренландія; до Третього ра-

йону – Австралія, Океанія й частина Азійського континенту, що не ввійшла до першого району.

Крім того, у Регламенті радіозв'язку визначені спеціальні зони:

Тропічна зона радіомовлення – між тропіками Раку й Козерога – утворена для служби національного радіомовлення через труднощі, пов'язані з високим рівнем атмосферних перешкод і особливих умов поширення радіохвиль у цій зоні. У межах цієї зони радіомовна служба має пріоритет перед іншими радіослужбами, з якими вона спільно використовує ряд смуг частот.

Європейська зона радіомовлення – північна частина Першого району і території, що прилягають до Середземного моря. Оскільки радіомовлення в цьому районі світу ведеться надзвичайно інтенсивно, треба було створити для нього спеціальні частотні плани й відповідно визначити границі зони.

Європейська морська зона – Біле море, південна частина Баренцевого моря, Північне, Балтійське, Середземного й Чорного моря, східна частина Північної й Центральної Атлантики.

Радіочастотний ресурс кожної країни, у свою чергу, розподіляється між відповідними радіослужбами, перелік яких подається в «Регламенті радіозв'язку» та враховується у регламентуючих державних законах і постановах.

Нині в Таблиці розподілу смуг радіочастот знаходиться сорок дві служби радіозв'язку, конкретні визначення яких наведені в Регламенті. Згідно з «Регламентом радіозв'язку» під терміном «служба радіозв'язку» (у технічній літературі також використовується скорочений термін «радіослужба») мають на увазі службу, яка здійснює передавання, випромінювання та/чи приймання радіохвиль для певних цілей електрозв'язку (див. табл. 1.2). В останні роки для низки радіослужб усе частіше виокремлюються їх специфічні застосування. Так, наприклад, у межах сухопутної рухомої служби розрізняють такі призначення, як стільниковий, пейджинговий, транкінговий радіозв'язок тощо.

Залежності від обставин усі радіослужби поділяються на первинні, дозволені та вторинні. Первинні служби мають перевагу перед дозволеними службами в праві вибору робочих частот з відповідного піддіапазону. В іншому ці служби рівноправні. Вторинні служби не повинні створювати ненавмисні радіозавади первинним

Отформатировано: украинский

і дозволеним радіослужбам та висувати до них претензії, якщо останні створюють ненавмисні радіозавади вторинній службі. Однак ніяка служба не повинна створювати радіозавади на частотах сигналів лиха, наприклад, на частоті 156,8 МГц.

Розглядаючи питання використання РЧС вживають спеціальну термінологію:

- розподіл (смуги частот), якщо йдеться про радіослужби;
- виділення (радіочастоти або радіочастотного каналу), якщо частота або частотний канал надаються зонам чи країнам;
- присвоєння (радіочастоти або радіочастотного каналу), якщо дозвіл на використання частоти або радіочастотного каналу отримує конкретний радіоелектронний апарат.

У «Регламенті радіозв'язку» передбачено два типи розподілу частот:

- винятковий розподіл, якщо смуга частот виділена одній єдиній радіослужбі;
- спільний розподіл, якщо смуга частот виділена відразу декільком радіослужбам.

Винятковий розподіл частот упроваджують переважно в разі, широкого інтернаціонального використання устаткування. Його всебітне застосування вимагає гармонізації експлуатаційних процедур і технічних методів на міжнародному рівні.

Спільний розподіл застосовується для максимально можливого використання доступного спектра у випадках, коли декілька радіослужб можуть ефективно працювати в одній і тій же смузі частот. Регламентні процедури, які регулюють спільне використання смуг радіочастот, виділених декільком службам радіозв'язку, засновані на застосуванні технічних критеріїв (як правило, граничних значень). На підставі цих критеріїв визначаються країни, з якими треба узгодити прийнятні умови спільного використання частот.

Ухвалення державної політики у сфері управління використанням РЧР та її законодавче забезпечення, відповідно до Закону України «Про телекомунікації» [12], покладене на Верховну Раду.

Законом визначено, що державними органами управління у сфері телекомунікацій є:

- Кабінет Міністрів України;

– Центральний орган виконавчої влади в галузі зв'язку (ЦОВЗ);

– інші органи виконавчої влади відповідно до Закону.

Кабінет Міністрів України забезпечує проведення державної політики і рівних умов у сфері розвитку телекомунікацій та застосування РЧР, управління об'єктами державної власності в цій галузі, координує діяльність міністерств та інших органів виконавчої влади, до яких входять різні види радіослужб та споживачів РЧР.

ЦОВЗ виконує обов'язки Адміністрації зв'язку та радіочастот України і забезпечує розробку відповідних нормативних актів та їх упровадження.

Органом державного регулювання у сфері телекомунікацій є Національна комісія (НК). Її основні функції полягають у максимальному задоволенні попиту споживачів на телекомунікаційні послуги, створення сприятливих організаційних та економічних умов для залучення інвестицій, збільшення обсягів послуг та підвищення їх якості, розвитку та модернізації телекомунікаційних мереж з урахуванням інтересів національної безпеки.

В Україні розподіл смуг радіочастот між споживачами, які належать до різних відомств і установ, визначається Національною таблицею [31], яка є нормативно-правовим актом, що регламентує використання частот окремими радіослужбами. Національна таблиця розподілу смуг радіочастот України створюється ЦОВЗ на основі Регламенту радіозв'язку [36] та на підставі пропозицій і за участю НК у сфері телекомунікацій, Національної ради України з питань телебачення і радіомовлення, Генерального штабу Збройних сил України, інших органів державної влади. Повноваження Генерального штабу Збройних сил України поширюються на смуги частот спеціального користування.

Згадані процедури адміністративного розподілу РЧС мають явний соціально-економічний аспект. Їх реалізацію можна розцінювати як первісне ЧТР можливих групувань різноманітних незалежних РЕА з метою раціонального застосування обмеженого природного ресурсу, яким є загальний радіочастотний спектр.

Нагляд за забезпеченням ефективного використання радіочастотного ресурсу України в інтересах усіх категорій та груп споживачів, створення умов для впровадження в Україні сучасних техно-

логія радіозв'язку, радіомоніторинг та радіоконтроль, забезпечення електромагнітної сумісності кількості РЕА будь-якого призначення та інше покладені на Український державний центр радіочастот (УДЦРЧ).

1.3. Науково-технічний аспект забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронної апаратури

Суть науково-технічного аспекту проблеми забезпечення ЕМС РЕА зводиться до обґрунтованого вибору її енергетичних, частотних, часових та просторових характеристик з метою:

- забезпечення нормального функціонування окремого РЕА в умовах масового впливу на нього неавтономних радіозавод;
- забезпечення ЕМС групування радіоелектронних апаратів, розміщених на обмеженій території або в обмеженому об'ємі, наприклад, на командно-диспетчерському пункті або на борту літака;
- забезпечення ЕМС двох незалежних радіоелектронних апаратів, що працюють у загальній або суміжних смугах частот.

Загальні та конкретні процедури забезпечення ЕМС незалежних РЕА визначаються багатьма чинниками та обставинами, з-поміж яких доцільно назвати такі:

- ефективні науково-технічні рішення,
- частотні та енергетичні властивості радіоелектронних апаратів, які випромінюють та сприймають електромагнітні хвилі;
- стан внутрішньоапаратурної ЕМО;
- нелінійні ефекти, які виникають в деяких радіопередавальних та радіоприймальних пристроях, що функціонують за наявності радіозавод, що існують у точках розміщення відповідних антен;
- класи радіосигналів;
- особливості радіовипромінювань, які визначають ЕМО в точці приймання радіохвиль;
- стан зовнішньої ЕМО;
- умови поширення радіохвиль у каналі радіозв'язку;

- особливості антенних пристроїв, з яких починається і якими закінчується будь-яка радіолінія;
- частотно-територіальне рознесення радіоелектронних апаратів, розміщених на обмеженій території.

Ефективність застосування радіочастотного ресурсу можна оцінити на основі формального співвідношення:

$$\dot{A} = \frac{\dot{I}}{B_i V T},$$

у якому:

- M – корисний результат, одержаний від застосування радіоапарата, який працює в смузі частот B_i ;
- B_i – ширина необхідної смуги частот, яка залежить від особливостей радіосигналу, що випромінюється;
- V – величина метричного просторового об'єму радіосигналу, який залежить від діаграми спрямованості антенного пристрою радіопередавача, потужності випромінювання антени, умов поширення радіохвиль;
- T – часовий інтервал неперервного функціонування радіопередавача.

Добуток у цьому виразу

$$U = B_i V T$$

можна інтерпретувати як своєрідний віртуальний об'єм радіовипромінювання – радіоспан, зображений на рис. 1.1.

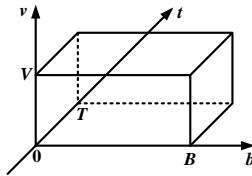


Рис. 1.1. Геометрична інтерпретація радіоспану

Мінімізація складових радіоспанів U для сигналів заданого формату (класу) сприяє забезпеченню ЕМС незалежних радіоелек-

тронних апаратів різного призначення в умовах природного або відомчого дефіциту радіочастотного ресурсу.

Розглянуті обставини визначають суть науково-технічних проблем, що пов'язані з процедурами забезпечення ЕМС радіоелектронних засобів (РЕЗ) різного призначення.

Технічний аспект проблеми забезпечення електромагнітної сумісності РЕЗ можна пояснити за допомогою схеми, зображеною на рис. 1.2. На ній показані умовні виходи РПДП та умовні входи РПП. Окремі складники цієї схеми, що позначені стрілками, будуть розглянуті у відповідних розділах.

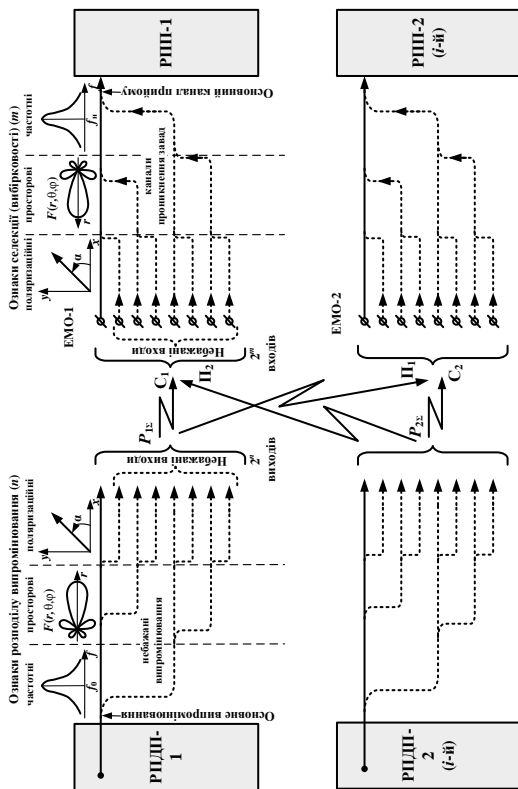


Рис. 1.2. Схематична інтерпретація технічного аспекту проблеми забезпечення ЕМС РЕЗ

Принципи, технології та методики забезпечення нормального функціонування сукупності технічно справних незалежних радіоелектронних апаратів будь-якого призначення в реальній ЕМО з урахуванням наведених соціально-економічних та науково-технічних чинників становлять зміст навчальної дисципліни «Електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури».

Питання для самоконтролю

1. Чи є синонімами поняття: інформація, повідомлення, сигнал ?
2. Якими є причини виникнення похибок першого та другого роду, у чому полягають відмінності між ними?
3. Які фактори впливають на кількісні значення нижньої та верхньої границь спектра радіочастот?
4. За яких обставин зручніше використати метричні ознаки піддіапазонів радіохвиль, а за яких – частотні ознаки?
5. Які види служб радіозв'язку вам відомі?
6. Якими документами регулюється розподіл радіочастотного спектра між радіослужбами?
7. Поясніть суть поняття «електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури».
8. На яких етапах життєвого циклу РЕА виникає проблема забезпечення умов її електромагнітної сумісності з іншими об'єктами ?
9. Від сукупності яких факторів залежить ефективність застосування радіочастотного спектра?
10. Від яких обставин залежить кожний параметр радіоспа-ну?
11. На основі рис. 1.2. сформулюйте висновки про потенційні можливості покращення якості електромагнітної обстановки в точках розміщення антен радіоприймачів та забезпечення EMC РЕА.

Формат: Список

РОЗДІЛ 2

ОСОБЛИВОСТІ ВИПРОМІНЮВАНЬ РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ, ЩО ВПЛИВАЮТЬ НА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОАПАРАТУРИ

2.1. Структура випромінювань радіопередавачів

Галузь професійної діяльності людини, у якій засобами досягнення відповідної мети є радіоелектронна апаратура (радіоелектронні пристрої), яка призначена для випромінювання та приймання радіосигналів із визначеною метою, називається **радіослужбою**. Розподіл частот між радіослужбами України збігається з їх розподілом для Першого району, просторові межі якого визначені в «Регламенті радіозв'язку». Існує більш сорока радіослужб різного призначення. Серед них такі радіослужби: фіксована, рухома, радіомовлення, радіолокаційна, сухопутна, космічної експлуатації та ін., які функціонують у діапазоні радіочастот: $3 \cdot 10^3 \text{ Гц} \div 3 \cdot 10^{12} \text{ Гц}$ (табл. 1.2).

Радіопередавач – пристрій, призначений для формування високочастотного колювання, модульованого (маніпульованого) за законом повідомлення, що передається, і яке перетворюється антеною в радіохвилю.

Радіохвиля – це електромагнітне поле, яке збуджується антеною радіопередавача, поширюється у просторі і застосовується як переносник інформації від антени радіопередавача до точок розміщення антен відповідних радіоприймачів. Радіохвилю для цих радіоприймачів ототожнюють з **радіосигналом**. Для радіоприймачів, які належать до інших радіосистем, ця сама радіохвиля може стати невідомою **радіозавадою**. При цьому може виникнути ситуація, яка визначає електромагнітну несумісність окремих одночасно працюючих радіоелектронних апаратів, що належать до незалежних радіосистем.

Типовий радіопередавач (РПД) складається з таких основних вузлів (рис. 2.1):

- генератор або синтезатор носійної, тобто високочастотного періодичного сигналу основної частоти;

– модулятор (маніпулятор) – пристрій з двома входами, у якому низькочастотний електричний сигнал, що відображає повідомлення від джерела інформації, упродовжується у високочастотну носійну;

- підсилювач напруги, що забезпечує попереднє збільшення амплітуди сигналу;
- вихідний підсилювач потужності сформованого модульованого (маніпульованого) високочастотного сигналу;
- антенно-фідерний тракт (АФТ).

Отформатовано: украинский



Рис. 2.1. Структурна схема типового радіопередавача

У модуляторі (маніпуляторі) РПД відбувається процедура перемноження високочастотного коливання синтезатора носійних частот та низькочастотного коливання джерела інформації. Тому його вольт-амперна характеристика (ВАХ) повинна бути нелінійною в принципі. Наслідком цього є розширення спектра модульованого сигналу – поява спектральних складових, яких не було у первісних вхідних сигналах. Нелінійним може бути й режим роботи вихідного підсилювача потужності радіопередавача, що також супроводжується додатковим розширенням спектра вихідного сигналу. Усе це означає, що у вихідному сигналі радіопередавача, крім спектральних складових, які відображають повідомлення, що про-

ваджене у високочастотну носійну і які є необхідними для його подальшого відтворення, присутні й складові, які лише забруднюють спектр сигналу на виході РПД, тобто на вході АФТ. Ці складові разом з корисним сигналом, навіть після необхідної фільтрації, можуть проникнути до входу антени радіопередавача і випромінюватися у вільний простір як неосновні радіовипромінювання РПД, ускладнюючи електромагнітну обстановку в точках розміщення антен інших радіоелектронних пристроїв.

Будь-який РПД є користувачем обмеженого радіочастотного ресурсу. Рациональне використання РЧР залежить від технічних характеристик та конструктивних особливостей основних вузлів радіопередавача, класу сигналів та вихідної потужності.

РПД – джерело корисних сигналів і, водночас, ненавмисних радіозавад характеризується сукупністю якісних та кількісних показників, які повинні відповідати окремим рекомендаціям та нормативам.

Енергетичні показники РПД. До показників цієї групи відносять вихідну потужність РПД $P_{\text{вих}}$ та коефіцієнт корисної дії (ККД) $\eta = P_{\text{аео}} / P_{\text{жив}}$, де $P_{\text{жив}}$ – потужність, що відбирається від джерела живлення. Кількісні значення $P_{\text{аео}}$ залежать, в основному, від характеристик вихідного підсилювача потужності сигналу.

За рівнем вихідної потужності $P_{\text{вих}}$ РПД, які створюють на електровакуумних приладах, поділяють на:

- малопотужні (до 100 Вт);
- середньої потужності (до 10 кВт);
- потужні (до одного МВт);
- надпотужні (більш одного МВт).

РПД, що побудовані на напівпровідникових активних елементах, також поділяють на:

- малопотужні (десятки мВт);
- середньої потужності (сотні мВт – десятки Вт);
- потужні (сотні Вт – десятки кВт).

Величини ККД радіопередавачів сягають 70 – 80% і значною мірою визначаються режимами роботи вихідних підсилювачів потужності РПД, тобто залежать від значень кутів відсічки θ вихідного струму $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$.

Показники модуляції (маніпуляції). До показників цієї групи відносять:

- вид та параметри модуляції (маніпуляції);
- продукти модуляції (маніпуляції), серед яких з'являються складові-супутники, які розширюють спектр радіовипромінювань, але не містять корисної інформації про відомості, що передаються;
- рівень високочастотних шумів;
- імовірність похибок при формуванні цифрових сигналів.

Частотні показники. До показників цієї групи відносять:

- частоту носійного коливання;
- діапазон робочих частот;
- відносну нестабільність частоти, значення якої (10^{-3} – 10^{-6}) залежать від якості генератора носійного коливання.

Показники якості випромінювання. До показників цієї групи відносять:

- ширину смуги частот $B_{зм}$, яку займає випромінювання радіопередавача;
- рівні небажаних випромінювань РПД, які супроводжують основне випромінювання;
- ширину смуги частот, яку займають небажані випромінювання;
- спектральну маску радіопередавача, параметри якої визначаються класом сигналу, що формується у високочастотному тракці РПД.

Від кількісних значень наведених показників радіовипромінювань залежить стан електромагнітної обстановки в точці розміщення антени незалежного радіоприймача або іншого сенсора радіоелектронного пристрою.

У табл. 2.1 наведені приклади значень деяких кількісних показників радіопередавачів, що впливають на умови забезпечення ЕМС з іншими радіоелектронними апаратами (пристроями та системами) [5].

Технічна експлуатація будь-якого радіопередавача стає можливою тільки після отримання його користувачем від відповідної державної установи спеціального дозволу випромінювати на конкретній частоті в обмеженій смузі частот. Після отримання дозволу

Таблиця 2.1

Показники РПД в системі радіозв'язку, що впливають на забезпечення ЕМС

№ №	Тип системи радіозв'язку	Діапазон робочих ча- стот РПД	Вихідна поту- жність РПД, Вт	Призначення каналу ра- діозв'язку	Відстань між ретрансляторами системи, км	Вид модуляції (маніпуляції) носіїної в РПД
11	Радіомовні	НЧ - УВЧ	1,0 ... 10	Передавання мови та мовної інформації, музики	Використовують радіорелейні та супутникові сис- теми радіозв'язку	АМ, ЧМ
22	Професійні	ВЧ - ДВЧ	$(1,0 \dots 100)10^3$	ТЛФ, ТЛГ	Пряма видимість	АМ-ОБП
33	Телевізійні	ДВЧ-УВЧ	$(1,0 \dots 10)10^3$	Звукове супро- водження; TV - зображення	Пряма видимість	АМ, ЧМ
44	Радіорелейні: – магістральні; – внутрішні	УВЧ- НВЧ	$(1,0 \dots 100)10^3$ 0,5 ... 10 0,5 ... 10	ТЛФ, ТЛГ до 2700 каналів до 300 каналів	20...70 15...25	ЧМ, різновиди імпульсної мо- дуляції
55	Тропосферні	УВЧ - НВЧ	1,0 ... 10^6	ТЛФ: 60...120 каналів	100...400	ЧМ, різновиди імпульсної мо- дуляції
66	Супутникові : – РПД назем.. – РПД бортові	УВЧ - НВЧ	$3 \cdot 10^3$ 10 ... 200	ТЛФ, ТЛГ, TV до 600 каналів	Залежить від ви- соти орбіти: 500...35000	ЧМ, різновиди імпульсної мо- дуляції

ці частота й смуга частот дістають статус **присвоєної частоти та присвоєної смуги радіочастот (ПСРЧ) $B_{\text{пс}}$** , у межах якої конкретному радіопередавачу дозволено здійснювати випромінювання. Присвоєна частота f_0 визначає номінальне значення частоти фактичного випромінювання РПД, тобто радіохвилі, яка може збуджуватися в середовищі її поширення.

Присвоєною частотою є частота f_0 , що відповідає середині присвоєної радіостанції смуги частот.

Частота, яку легко розпізнати в радіовипромінюванні, називається **характерною частотою**.

Кількісне значення ширини ПСРЧ $B_{\text{пс}}$ визначається об'єктивним фактором – **необхідною шириною смуги частот (НШСЧ)**, під якою розуміють таку мінімальну ширину смуги частот $B_{\text{н}}$, яка є достатньою для забезпечення передачі повідомлення з необхідними швидкістю та якістю при заданому класі випромінювання. ПСРЧ залежить від нестабільності частоти носійного колювання, яка визначається допустимим її відхиленням $\Delta f_{\text{н}}$ від свого номінального значення f_0 . Тому ширину ПСРЧ $B_{\text{пс}}$ визначають як НШСЧ $B_{\text{н}}$, що збільшена на подвоєне абсолютне значення допустимої нестабільності частоти $\Delta f_{\text{н}}$:

$$B_{\text{пс}} = B_{\text{н}} + 2|\Delta f_{\text{н}}|.$$

Значення $B_{\text{н}}$ розраховують для кожного класу випромінювань за емпіричними співвідношеннями, які надані в регламентуючих документах, наприклад у [32]. Деякі з цих співвідношень будуть наведені далі.

Нестабільність частоти $\Delta f_{\text{н}}$ значною мірою визначається залежністю характеристик електронних пристроїв та елементної бази РПД від температурних режимів у корпусі радіопередавача, стійкості регулювань окремих вузлів і блоків у реальних умовах експлуатації. Нестабільністю частоти обмежується також можливість реалізації безпешукового та безпідстроювального зв'язку, надійність його встановлення в точці прийому повідомлення. Нестабільність частоти випромінювання РПД може призвести до появи ненавмисних радіозавад, які ускладнюють роботу інших радіослужб.

Для підвищення стабільності частоти використовують багатокаскадні схеми РПД з малопотужним задавальним генератором – збуджувачем високочастотних коливань. Це зумовлено тим, що стабільність частоти, наприклад однокаскадного РПД, залежить від величини вихідної потужності. При збільшенні зв'язку антенного контуру з вихідним каскадом РПД потужність, яка надходить до фідера антенної системи, зростає. Але при цьому погіршується добротність вихідного контуру, розширюється його смуга пропускання, стабільність частоти знижується. Тому для забезпечення ЕМС необхідно знаходити компромісні рішення. Наприклад, для підвищення стабільності частоти використовують багатокаскадні схеми РПД з малопотужним задавальним генератором, сигнали якого через буферний каскад, помножувач частоти та попередній підсилювач подаються на вхід підсилювача потужності. Використання в РПД кварцових резонаторів дозволяє забезпечити відносну нестабільність частоти в межах $10^{-6} \div 10^{-8}$. Термостатування сприяє подальшому зменшенню частотної нестабільності.

Наявність у тракті РПД нелінійних перетворювань, потрібних для формування модульованого (маніпульованого) високочастотного коливання, призводить до того, що основне його випромінювання, яке містить корисну інформацію, супроводжується небажаними випромінюваннями, які призводять до погіршення ЕМО в точках розміщення антен радіоприймальних пристроїв та нераціонального використання РЧС.

Виявлення конкретних причин виникнення небажаних випромінювань РПД, їхнє кількісне оцінювання та з'ясування способів їхнього зменшення є однією з найважливіших задач, розв'язання яких сприяє забезпеченню ЕМС сукупності незалежних окремих радіоелектронних пристроїв та систем, розміщених на обмеженій території.

Спектральний склад випромінювань РПД насамперед залежить від частоти носійного коливання f_0 , типу модуляції (маніпуляції), режиму роботи вихідних каскадів, елементної бази та конструктивних особливостей високочастотного тракту. Наявність цих факторів впливає на форму обвідної спектральної густини потужності радіосигналу $s(f)$ [Вт/Гц] на виході РПД та відповідного радіовипромінювання антенним пристроєм залежно від частоти f .

Спектральні особливості обвідної умовного радіовипромінювання в загальному випадку зображені на рис. 2.2.

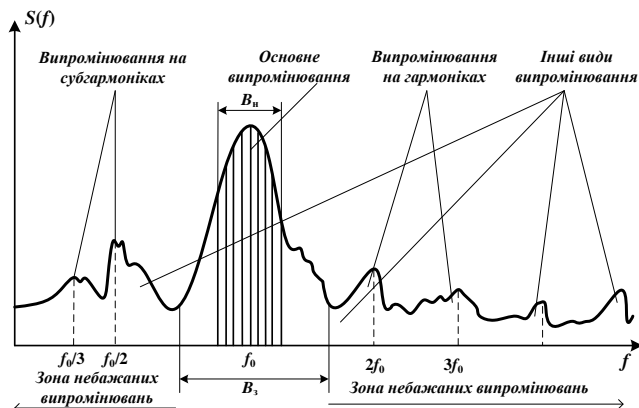


Рис. 2.2. Обвідна частотного спектру випромінювання РПД

Під обвідною спектра радіовипромінювання можна виділити декілька характерних частотних областей:

- область B_n , у якій зосереджена енергія основного випромінювання – у межах необхідної смуги;
- області, які примикають до неї з обох сторін, у яких зосереджена енергія небажаних випромінювань.

У дійсності ширина смуги частот, яку фактично займає випромінювання РПД, може перевищувати теоретично обґрунтоване значення НШСЧ, а в деяких випадках – і ширину ПСРЧ. Це обумовлене, наприклад, застосуванням у тракці формування високочастотних коливань модулюючих сигналів відносно великого рівня, обмеженням їх амплітуд, високою крутизою фронтів імпульсних сигналів, тощо. Тому у частотному спектрі випромінювання РПД виникають складові, які виявляються поза НШСЧ. Вони не містять корисної інформації про повідомлення, яке передається, але розширюють смугу частот, у якій розміщується реальне радіовипромі-

нювання. Тому ширину смуги частот $B_{\text{зм}}$, яка виявляється фактично займаною випромінюванням РПД, називають **шириною займаної смуги частот (ШЗСЧ)**.

Уважають, що ШЗСЧ є такою смугою частот $B_{\text{зм}}$, в якій зосереджено $(100 - \beta) \%$ потужності випромінювання на присвоєній частоті f_0 . За відсутності спеціальних рекомендацій вважають $\beta = 1\%$. При цьому в межах ШЗСЧ $B_{\text{зм}}$ зосереджується 99 % потужності випромінювання РПД, а в кожній з двох суміжних смуг частот – по 0,5 % потужності, що випромінюється. Якщо $s(f)$ – спектральна густина потужності сигналу, що випромінюється, то вихідна потужність РПД в межах смуги $B_{\text{зм}}$ у загальному випадку визначається як середня потужність

$$P_{\text{ср}} = 2 \int_0^{B_{\text{ср}}} s(f) df, \text{ Вт.}$$

При $B_{\text{зм}} = B_{\text{н}}$ випромінювання радіопередавача відносять до **досконалого випромінювання**.

Якщо $B_{\text{зм}} > B_{\text{н}}$, випромінювання вважають **недосконалим**. При недосконалих випромінюваннях радіочастотний спектр забруднюється складовими, які не містять корисної інформації.

При $B_{\text{зм}} < B_{\text{н}}$ **випромінювання** відносять до **більш вузького, ніж досконале**. За такого випромінювання сигнал зазнає неприпустимих частотних спотворень.

Оскільки сучасна елементна база не є ідеальною, то випромінювання реальних РПД, як правило, є недосконалими.

Допускається розширення займаної смуги частот $B_{\text{зм}}$ на 20% відносно НШСЧ $B_{\text{н}}$. Тому під час конструювання, виготовлення та експлуатації РПД для раціонального застосування обмеженого частотного ресурсу доцільно забезпечити виконання співвідношення $B_{\text{зм}} \leq 1,2 B_{\text{н}}$ для будь-яких видів, тобто класів, випромінювань радіопередавачів.

Випромінювання в межах НШСЧ $B_{\text{н}}$ є **основним випромінюванням радіопередавача**. Випромінювання в інших смугах частот забруднюють радіочастотний спектр, і тому їх відносять до **неба-**

жаних випромінювань РПД. Серед небажаних випромінювань розрізняють **позасмугові** та **побічні випромінювання**.

Позасмугові випромінювання є наслідком процесу модуляції (маніпуляції) в тракті РПД і виникають на частотах, що безпосередньо прилягають до НШСЧ.

Побічні випромінювання не пов'язані з процедурами модуляції, а зумовлені наявністю в тракті формування височастотного колювання будь-яких функціональних перетворювань, які здійснюються із застосуванням елементів з нелінійними вольтамперними характеристиками. Ці випромінювання виникають на **гармоніках** та **субгармоніках** основного сигналу, а також на **комбінаційних**, тобто сумарно-різницевих частотах. Рівень побічних випромінювань можна зменшувати без погіршення якості повідомлення, яке передається. До побічних відносять також **паразитні** та **шумові** випромінювання, що збуджуються допоміжними активними пристроями, які передбачені конструкцією радіопередавача.

Слід мати на увазі, що позасмугові випромінювання не містять побічних випромінювань. Також побічні випромінювання не містять позасмугових випромінювань.

Основне випромінювання конкретного РПД та його **небажані** випромінювання є **ненавмисними радіозавадами** для інших незалежних радіосистем та пристроїв. Зрозуміло, що основні випромінювання радіопередавачів через антену є водночас і найпотужнішими ненавмисними радіозавадами для інших радіоелектронних систем та окремих радіопристроїв.

Крім антенного пристрою, джерелами небажаних випромінювань РПД у просторі можуть стати кола живлення, роз'єми, монтажні проводи, вентиляційні отвори в корпусах обладнання тощо.

Структурний склад випромінювання РПД ілюструється рис. 2.3 [1, 44].

Варто зауважити, що будь-який РПД, у свою чергу, є рецептором радіозавад, які збуджуються в навколишньому середовищі іншими джерелами електромагнітних полів – сторонніми радіопередавачами, джерелами потужних радіозавад індустриального походження, наприклад електрозварювальною апаратурою, тощо. Ці завади здатні проникати у вихідні каскади передавача або інші його електронні вузли та порушувати режими їх роботи. При цьому

проблема забезпечення ЕМС радіоелектронних апаратів, розташованих на обмеженій території, лише загострюється.

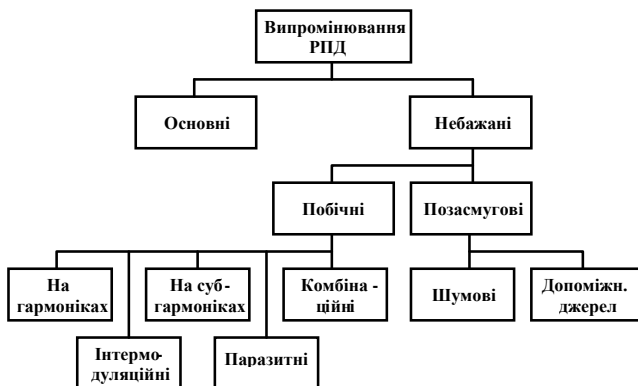


Рис. 2.3. Структурний склад випромінювання РПД

Обставини та умови виникнення окремих складових небажаних випромінювань, які супроводжують основне випромінювання РПД, розглянемо далі.

2.2. Основне випромінювання РПД

Призначенням будь-якого РПД є створення випромінювання в межах необхідної ширини присвоєної смуги частот B_n . На частку основного випромінювання припадає найбільша частина енергії, що збуджується антеною реального РПД. Тому основні випромінювання окремих радіопередавачів є найбільш енергоємними компонентами в сукупному електромагнітному полі, яке визначає стан та якість ЕМО в точці приймання корисного сигналу.

У технічній документації на РПД основне випромінювання подається під назвою «*вихідна потужність*» радіопередавача $P_{\text{вих}}$. Вихідна потужність може залежати від частоти настроювання РПД. Крім того, навіть однотипні РПД характеризуються розкидом значень вихідних потужностей. Тому під час дослідження ЕМС корис-

туються поняттям усередненої потужності основного випромінювання РПД $P_{\text{об}}(f_0)$ та середньоквадратичним відхиленням від неї $\sigma(f)$. При цьому

$$P_{\text{ус}}(f_0) = \frac{\sum_{i=1}^N P_{i\text{вих}}(f_0)}{N}, \quad (2.1)$$

$$\sigma(f_0) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N [P_{\text{ус}}(f_0) - P_i(f_0)]^2}{N-1}}, \quad (2.2)$$

де N – множина вимірювань, що визначаються добутком числа настроювань однотипних РПД та їх кількості, які брали участь у випробуваннях [1].

Прогнозуючи стан ЕМС та проводячи відповідні кількісні оцінювання значення потужності радіохвиль в окремих точках простору оцінюють в абсолютних або логарифмічних (при великих діапазонах змінювань) одиницях. Якщо потужність випромінювання, наприклад, $P_{\text{вих}} = 1$ мВт, то відповідне логарифмічне значення $P_{\text{вих}}^0 = -30$ дБВт = 0 дБмВт = 30 дБмкВт. Потужності всіх небажаних випромінювань будь-якого РПД порівнюються з потужністю його основного випромінювання в обраних одиницях вимірювання.

Вихідна потужність РПД, тобто потужність на вході його антенно-фідерного тракту, може подаватися, як: потужність носійної, середня потужність, пікова та імпульсна потужності.

Потужність носійної – середня потужність високочастотного коливання, яке підводиться до фідера антенної системи передавачем, що нормально працює, протягом одного високочастотного циклу за відсутності модуляції.

Середня потужність РПД – потужність високочастотного коливання, яке підводиться до фідера антенної системи передавачем, що нормально працює, усереднена протягом достатньо тривалого проміжку часу порівняно з періодом найбільш низькочастотної складової, що спостерігається при модуляції.

Пікова потужність РПД – середня потужність високочастотного коливання, яке підводиться до фідера антенної системи

передавачем, що нормально працює, протягом одного високочастотного циклу, що відповідає максимальній амплітуді обвідної.

Імпульсна потужність РПД – середнє значення потужності високочастотного коливання на інтервалі існування імпульсу сигналу.

Для забезпечення ЕМС РЕА потужність випромінювання антени РПД не повинна перевищувати значень, необхідних для забезпечення надійного радіозв'язку. Тому вводять поняття **ефективної випромінюваної потужності**, під якою розуміють потужність РПД, яка підводиться до фідера антенної системи, помноженої на коефіцієнт підсилення антени у визначеному напрямку.

Основні випромінювання радіопередавачів поділяють на класи [36]. Клас випромінювання подається у вигляді послідовності п'ятьох загальноприйнятих символів – умовних позначень у вигляді сукупності літер та цифр. Кожне позначення визначає конкретну особливість сигналу, яку доцільно враховувати під час розробки заходів, спрямованих на забезпечення ЕМС РЕА, що розташовуються на обмеженій території. Для запису класу випромінювання перші три позначення є обов'язковими, а два інших – доповнювальні і їх наводять за потреби.

Зміст умовних позначень є таким:

- перший символ (буква) вказує на **тип модуляції основної носійної**;
- другий (цифра) – **характер сигналу, який модулює носійну**;
- третій (буква) – **вид повідомлення (інформації), яке передається**;
- четвертий (буква) – **додаткові відомості про сигнал**;
- п'ятий (буква) – **тип ущільнення у каналі радіозв'язку**.

Різновиди класів радіовипромінювань та їх умовні позначення наведені в табл. 2.2, 2.3 та 2.4 [2].

Таблиця 2.2

Перший символ у позначенні класу випромінювання – тип модуляції
носіїної

№	Тип модуляції носійної	Умовне позначення в записі класу випромінювання
1	Модуляція відсутня	N
2	Амплітудна модуляція двосмугова	A
3	Амплітудна модуляція односмугова	H
4	Амплітудна модуляція односмугова з послабленою носійною	R
5	Амплітудна модуляція односмугова з подавленою носійною	J
6	Амплітудна модуляція з незалежними бічними смугами частот	B
7	Амплітудна модуляція з частково подавленою однією з бічних смуг частот	C
8	Частотна модуляція	F
9	Фазова модуляція	G
10	Амплітудно-кутова модуляція	D
11	Послідовність немодульованих імпульсів	P
12	Амплітудна модуляція послідовності імпульсів	K
13	Модуляція послідовності імпульсів за шириною або тривалістю	L
14	Послідовність імпульсів, модульованих за положенням або за фазою	M
15	Послідовність імпульсів за кутової модуляції носійної	Q
16	Сполучення наведених видів імпульсної модуляції	V
17	Інші випадки	X

Таблиця 2.3

Другий символ у позначенні класу – характер сигналів, які модулюють основну носійну

№	Характер сигналу, який модулює основну носійну	Умовне позначення в записі класу випромінювання
1	Модуляція відсутня	0
2	Один канал квантованої або цифрової інформації без застосування модульованої підносійної	1
3	Один канал квантованої або цифрової інформації з застосуванням модульованої підносійної	2
4	Один канал з аналоговою інформацією	3
5	Два або більше каналів, які містять квантовану або цифрову інформацію	7
6	Два або більше каналів з аналоговою інформацією	8
8	Складна система з одним або декількома каналами, які містять квантовану або цифрову інформацію, сумісно з каналами аналогової інформації	9
9	Інші випадки	X

У табл. 2.3 позначення 4, 5, 6 у записах класів є резервними.

Таблиця 2.4

Третій символ у позначенні класу – вид повідомлення, яке передається

№	Вид повідомлення	Умовне позначення в записі класу випромінювання
1	Інформацію не передають	N
2	Телеграфія для слухового прийому	A
3	Телеграфія для автоматичного прийому	B
4	Факсимільний зв'язок	C
5	Передача даних, телеметрія, телеуправління	D
6	Телефонія (у тому числі звукове радіомовлення)	E
7	Телебачення (канал зображення)	F
8	Комбінація з наведених видів	W
9	Інші випадки	X

Приклади запису класів випромінювань із застосуванням лише основних характеристик, зосереджених у наведених вище таблицях: A3A, F9E, L8D.

Дві додаткові характеристики випромінювань визначають:

– додаткові відомості про сигнал – четвертий символ у позначенні класів (табл. 2.5),

– характер ущільнення в радіоканалі – п'ятий символ у позначенні класів (табл. 2.6).

Таблиця 2.5

Четвертий символ у позначенні класу випромінювання – особливості сигналу

№	Додаткові відомості про сигнал	Умовне позначення у запису класу випромінювання
1	Двопозиційний код з різною кількістю елементів і різною тривалістю	A
2	Двопозиційний код з однаковою кількістю елементів і однаковою тривалістю без виправлення помилок	B
3	Двопозиційний код з однаковою кількістю елементів і однаковою тривалістю з виправленнями помилок	C
4	Чотирипозиційний код, у якому кожна позиція є елементом сигналу	D
5	Багатопозиційний код, у якому кожна позиція є елементом сигналу	E
6	Багатопозиційний код, у якому кожна позиція або їх комбінація визначає знак	F
7	Передача звуку радіомовної якості (монофонічна)	G
8	Передача звуку радіомовної якості (стерео- чи квадрофонічна)	H
9	Передача звуку комерційної якості (за винятком категорій K і L)	J
10	Передача звуку комерційної якості з застосуванням частотної інверсії чи з розщепленням смуги	K

Закінчення таблиці 2.5

№	Додаткові відомості про сигнал	Умовне позначення у запису класу випромінювання
11	Передача звуку комерційної якості з роздільними частотно-модульованими сигналами для управління рівнем демодульованого сигналу	L
12	Монохромний сигнал	M
13	Кольоровий сигнал	N
14	Комбінації наведених сигналів	W
15	Інші сигнали, не наведені вище	X

Таблиця 2.6

П'ятий символ у позначенні класу випромінювання –
ущільнення у каналі радіозв'язку

№	Тип ущільнення	Позначення в записі класу випромінювання
1	Ущільнення відсутнє	N
2	Кодове ущільнення	C
3	Частотне ущільнення	F
4	Часове ущільнення	T
5	Сполучення частотного і часового ущільнення	W
6	Інші види ущільнень	X

Кількісні значення НШСЧ розраховують за спеціальними співвідношеннями залежно від класу випромінювання, але завжди записують у вигляді сукупності трьох цифр та однієї літери, яка вказує на одиницю вимірювання частоти. Літеру розміщують замість десятинної коми на її позиції [36]. Ці положення ілюструються даними, наведеними в табл. 2.7.

Кодовані записи НШСЧ не можуть починатися з літер К, М, G та з «нуля».

Приклади записів класів випромінювань з застосуванням основних та додаткових характеристик, які подані в наведених таблицях: A3AGN, F9ECT, L8DBM.

Формалізовані відомості про випромінювання радіопередавача стануть повнішими, якщо попереду п'ятипозиційного запису класу випромінювання РПД надати ще й чотирипозиційні дані з необхідної ширини смуги частот. У цьому випадку визначення випромінювань набудуть, наприклад, такого вигляду: 3K72A3AGN, 205KF9ECT, 14M6L8DBM.

Таблиця 2.7.

Приклади позначення НШСЧ

Діапазон частот та одиниця вимірювання	Приклади значень НШСЧ, B_n	Позначення одиниці вимірювання частоти в кодованому запису	Приклади кодованих записів НШСЧ, B_n
0,001 – 999 Гц	0,86 Гц 866 Гц 866,3Гц 866,7 Гц	Н (Герц)	H860 866H 866H 867H
1,00 – 999 кГц	249,9 кГц	К (Кілогерц)	250K
1,00 – 999 МГц	12,4МГц	М (Мегагерц)	12M4
1,00 – 999 ГГц	76,28ГГц	Г (Гігагерц)	76G3

Якщо модулюючий сигнал є дискретним (цифровим), то процедуру модуляції називають маніпуляцією, а модульований височастотний сигнал (АМ, ЧМ, ФМ) – маніпульованим сигналом (АМн, ЧМн, ФМн). У простішому випадку дворівневого дискретного (цифрового) сигналу АМн характеризується «включеннями» та «виключеннями» носійної, ЧМн – високими частотами «натискання» та «відпускання», ФМн – «стрибками фази» носійної. Можливі чисельні комбінації вказаних видів маніпуляції височастотної носійної для підвищення швидкості передавання символів і мінімізації похибок при розпізнаванні сигналів у процесі демодуляції в радіоприймальному пристрої.

2.3. Небажані радіовипромінювання

Небажаними радіовипромінюваннями є випромінювання РПД, які виникають у процесі формування основного випроміню-

вання і знаходяться поза межами необхідної ширини смуги частот B_n (рис. 2.2). Шляхи надходження небажаних випромінювань до вільного простору різноманітні: через антенно-фідерну систему; колами живлення та монтажними дротами, через кабелі, роз'єми, вентиляційні отвори в кожухах радіоапаратури тощо.

Відомі різні причини появи небажаних випромінювань. Деякі з них зумовлені процесом модуляції високочастотного сигналу, нелінійного за своєю суттю – **позасмугові** випромінювання. Інші випромінювання є наслідками нелінійних перетворювань, які з процедурою модуляції не пов'язані – **побічні** випромінювання. Зменшення рівнів небажаних випромінювань не впливає на втрати інформації, що передається. Розглянемо ці види випромінювань докладніше.

Позасмугові випромінювання розташовані в смугах частот, безпосередньо прилеглих до необхідної ширини смуги частот B_n .

Основні причини виникнення позасмугових випромінювань є такими:

- використання для передачі інформації сигналів з більшою шириною спектру, ніж потрібно;
- нелінійності амплітудних та фазо-частотних характеристик окремих функціональних блоків передавача (модулятор, підсилювачі, елементи фідерного тракту);
- наявність нелінійних процесів у трактах формування модулюючих сигналів, що призводить до розширення смуги спектра вихідного сигналу за рахунок утворення додаткових спектральних складових модулюючого сигналу;
- використання режиму перемодуляції, що супроводжується розширенням спектра радіосигналу;
- квантування сигналів та ін.

До позасмугових випромінювань відносять й високочастотні випромінювання електромагнітної енергії окремими електронними вузлами апаратури іншого призначення, наприклад генераторами розгортки електронно-променевих трубок, гетеродинами радіоприймачів тощо.

Шумові випромінювання РПД також відносять до позасмугових.

Побічні випромінювання викликаються нелінійними ефектами в окремих каскадах радіопередавача, але не пов'язані з проце-

сом модуляції носійних коливань у ньому. Вони розміщені на частотах, які знаходяться за межами необхідної смуги B_n .

Позасмугові випромінювання межують з основним випромінюванням та побічними випромінюваннями. Частотна границя між позасмуговими та побічними випромінюваннями розташована на відстані $2,5 B_n$ відносно частоти носійної f_0 .

Структурний склад випромінювань РПД, які визначають спектральні особливості можливої радіозавади, що впливає на стан електромагнітної обстановки в точці приймання корисного радіосигналу радіоприймачем іншої РЕЗ, вже був показаний на рис. 2.2. З цього рисунку без будь-яких додаткових пояснень впливає необхідність енергетичних обмежень, тобто нормувань рівнів потужності небажаних випромінювань будь-якого РПД.

2.3.1. Позасмугові випромінювання радіопередавача

Позасмугові випромінювання – небажані радіовипромінювання, які виникають у процесі модуляції (маніпуляції) і зосереджені у смугах частот, що прилягають до необхідної смуги з обох сторін.

Основні чинники, які впливають на особливості позасмугових випромінювань: форма модулювальних сигналів, тип високочастотного переносника, нелінійність модуляційної характеристики, перемодуляція, обмеження амплітуди сигналу.

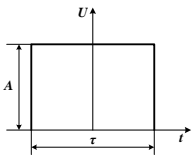
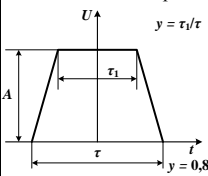
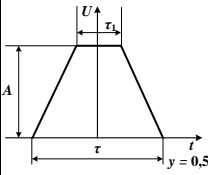
Високочастотними переносниками можуть стати гармонічні коливання, періодичні послідовності імпульсів, шум. Поширеним переносником повідомлення є гармонічне коливання. Форма модулювального сигналу може бути такою, що не піддається аналітичному запису, наприклад форма вихідного сигналу мікрофона, за допомогою якого на електричний сигнал перетворюється мовний сигнал або музична фраза. Тому під час теоретичних досліджень позасмугових випромінювань як модулювальні сигнали використовують відеоімпульси, тобто однополярні імпульси простішої форми. Поширеними є відеоімпульси, що наведені у табл. 2.8 [8].

З даних, наведених у табл. 2.8, випливає, що прямокутний відеоімпульс є найбільш широкосмуговим, а до вузькосмугових імпульсів належать трикутні та косинусні імпульси. При переході від прямокутного відеоімпульсу до імпульсу косинусної форми зайня-

та смуга частот зменшується у вісім разів. Відповідно зменшуються необхідна смуга частот, та смуги частот, які займають небажані випромінювання РПД, зокрема й позасмугові. Але зменшення зайнятої смуги частот супроводжується збільшенням часу формування відеоімпульсу, тобто часу, протягом якого значення його величини напруги U зростає від 0,1 до 0,9 значення амплітуди A .

Таблиця 2.8

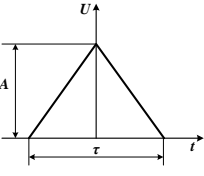
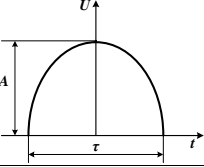
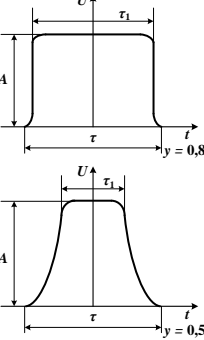
Відеоімпульси та їх математичні моделі

Відеоімпульси	Зайнята смуга частот	Відносний час формування
<p>Прямокутний</p>  $U = \begin{cases} A & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0 & \text{при } t \geq \frac{\tau}{2} \end{cases}; \quad \frac{20,5}{\tau}$	$\frac{20,5}{\tau}$	0,00
<p>Трапецевидний</p> <p>$y = \tau_1/\tau$</p>  $U = \begin{cases} \frac{2A}{\tau - \tau_1} \left(\frac{\tau}{2} + t \right), & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq -\frac{\tau_1}{2}; \\ A, & \text{при } -\frac{\tau_1}{2} \leq t < \frac{\tau_1}{2}; \\ \frac{2A}{\tau - \tau_1} \left(\frac{\tau}{2} - t \right), & \text{при } \frac{\tau_1}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{при } t \geq \frac{\tau}{2} \end{cases}$ <p>$y = 0,8$</p>  <p>$y = 0,5$</p>	$\frac{6,5}{\tau}$ $\frac{3,95}{\tau}$	0,08 0,2

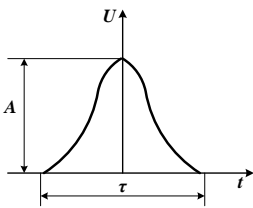
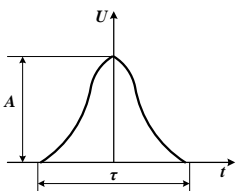
Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Продовження таблиці 2.8

Відеоімпульси	Зайнята смуга частот	Відносний час формування
<p>Трикутний</p>  $U = \begin{cases} \frac{2A}{\tau} \left(\frac{\tau}{2} + t \right), & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq 0; \\ \frac{2A}{\tau} \left(\frac{\tau}{2} - t \right), & \text{при } 0 \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{при } t \geq \frac{\tau}{2}. \end{cases}$	$\frac{2,6}{\tau}$	0,4
<p>Косинусний</p>  $U = \begin{cases} A \cos \frac{\pi}{\tau} t, & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{при } t \geq \frac{\tau}{2}. \end{cases}$	$\frac{2,55}{\tau}$	0,324
<p>З косинус-квадратним заокругленням</p>  $U = \begin{cases} A \cos^2 \left[\frac{\pi}{\tau - \tau_1} \left(t + \frac{\tau_1}{2} \right) \right], & \text{і } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq -\frac{\tau_1}{2}; \\ A, & \text{і } -\frac{\tau_1}{2} \leq t \leq \frac{\tau_1}{2}; \\ A \cos^2 \left[\frac{\pi}{\tau - \tau_1} \left(t - \frac{\tau_1}{2} \right) \right], & \text{і } \frac{\tau_1}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}; \\ 0, & \text{і } t \geq \frac{\tau}{2}. \end{cases}$	$\frac{7,65}{\tau}$ $\frac{4,4}{\tau}$	0,059 0,147

Закінчення таблиці 2.8

Відеоімпульси	Зайнята смуга частот	Відносний час форму- вання
<p>Косинус-квадратний</p>  $U = \begin{cases} A \cos^2 \frac{\pi}{\tau} t, & \text{якщо } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}, \\ 0, & \text{якщо } t \geq \frac{\tau}{2} \end{cases}$		0,294
<p>Косинус-кубичний</p>  $U = \begin{cases} A \cos^3 \frac{\pi}{\tau} t, & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}, \\ 0, & \text{при } t \geq \frac{\tau}{2}. \end{cases}$		0,263

Тривалість формування імпульсу зменшується в разі заокруглення його форми. При цьому більш вузькою стає й ширина зайнятої смуги частот.

У частотному спектрі модульованого сигналу крім складових, потрібних для подальшого відтворення повідомлення, яке міститься в модульовальному сигналі, з'являються складові, які практично не впливають на якість його майбутнього відтворення в радіоприймальному пристрої. Їх кількість та інтенсивність визначаються крутизною і ступенем нелінійності вольт-амперної характеристики модулятора та видом модуляції. Якщо ці складові не ослабити своєчасно в тракці радіопередавача, то вони випромінюватимуться сумісно зі складовими основного випромінювання, ширина спектра якого декларується як НШСЧ \hat{A}_f . Поява цих позасмугових

випромінювань погіршує якість електромагнітної обстановки в зоні дії РПД. Тому потужності всіх продуктів модуляції, що знаходяться за межами НШСЧ, тобто позасмугові випромінювання, повинні бути ослабленими так, щоб не перевищувати певних нормативних значень, рекомендованих Міжнародним Союзом Електрозв'язку для відомих класів сигналів і оприлюднених у відповідних документах, наприклад, у [32].

2.3.2. Нормування рівнів позасмугових випромінювань

Нехай $s(f)$ – спектральна густина потужності фактичного радіовипромінювання, а її відносне, зведене до одиниці, значення, описується виразом

$$S(f) = \frac{s(f)}{s(f_0)} \quad (2.3)$$

Функцію частоти $S(f)$ для основного випромінювання в необхідній смузі частот B_n (рис. 2.4, а) можна ототожнити з обвідною нормованої потужності основного випромінювання на частоті f_0 . Дійсно, множення чисельника і знаменника у співвідношенні (2.3) на значення деякої ширини смуги частот B [Гц], змінює їх розмірності з [Вт/Гц] на [Вт], однак не впливає на кількісні значення нової функції, яка чисельно дорівнює $S(f)$, але визначає вже нормовану потужність фактичного випромінювання РПД, що зосереджене в обраній смузі частот.

Вважаємо, що ширина необхідної смуги частот B_n , у межах якої зосереджене основне випромінювання, є відомою, оскільки відомими є відповідні співвідношення для всіх класів випромінювань. ШНСЧ B_n є вихідним параметром при нормуванні ширини смуги частот позасмугових випромінювань на різних енергетичних рівнях.

Ефективність заходів щодо ослаблення позасмугових випромінювань, тобто значень $S(f)$ за межами B_n , оцінюють на відносному рівні S_k , який зветься контрольним рівнем і якому відповідає значення ширини контрольної смуги частот $B_k \geq B_n$.

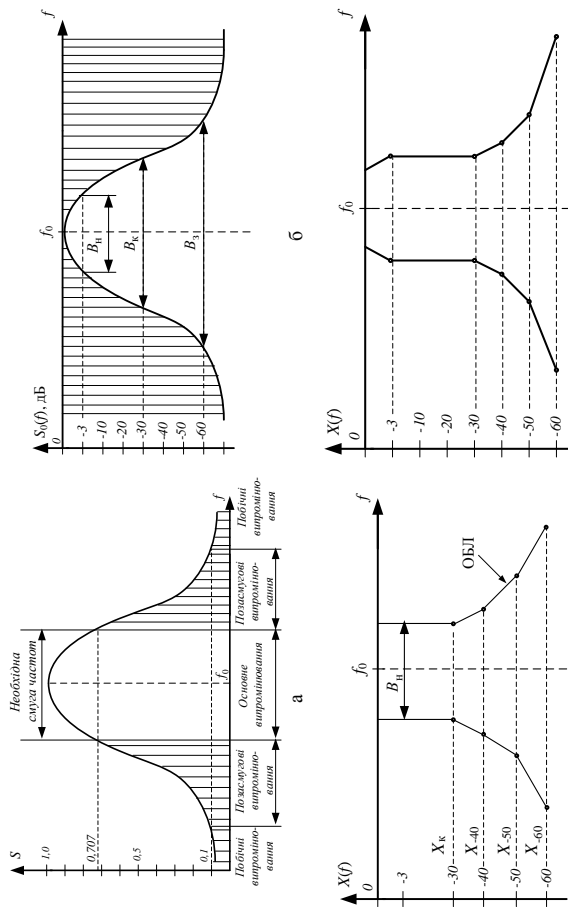


Рис. 2.4. Обвідна радіовипромінювання $S(f)$ та обмежувальна лінія $X(f)$ позасмугових випромінювань

З рис. 2.4,а, поданого у лінійному масштабі, видно, що малі значення $S(f)$, наприклад, $S_k = 10^{-3}$, на ньому позначити практично неможливо. Тому відносну обвідну спектральної густини $S(f)$ і відповідний до неї частотний розподіл відносної потужності випромінювання РПД $S_0(f)$ доцільно подавати в логарифмічному масштабі:

$$S_0(f) = 10 \lg S(f) = 10 \lg \frac{s(f)}{s(f_0)}, \text{ дБ.} \quad (2.4)$$

Відповідне графічне зображення залежності (2.4) наведене на рис. 2.4, б. З графіка видно, що спектральні складові позасмугових випромінювань розташовані між обвідною $S_0(f)$ та віссю частот f у смугах, прилеглих до \hat{A}_i . Рівні цих складових менші за 0 дБ, тобто характеризуються від'ємними значеннями.

Для забезпечення ЕМС РЕП, що працюють одночасно, позасмугові випромінювання РПД $s(f)$ не повинні перевищувати відповідні гранично-допустимі (нормативні) значення $x(f)$. При цьому логарифмічній функції $S_0(f)$ (2.4) формально відповідає логарифмічна функція

$$X(f) = 10 \lg \frac{x(f)}{x(f_0)}, \text{ дБ.}$$

Декларовані дискретні значення X_i цієї функції визначають енергетичні рівні, на яких розташовані характерні смуги частот. Ширина відповідної смуги частот залежить від класу основного випромінювання РПД і може бути розрахованою [32].

Смугою частот на рівні X_i дБ вважають ширину B_X такої смуги частот, за межами якої будь-яка спектральна складова або спектральна густина потужності випромінювання РПД ослаблюється на X дБ відносно рівня, що приймається за 0 дБ. Для більшості класів випромінювань «нульовий рівень» випромінювання встановлюється за максимальним значенням рівня немодульованого високочастотного коливання. Значенню $S_0 = 1$ відповідає значення $X_0 = X_{\max} = 0$ дБ.

На рівні $X_k = -30$ дБ розташована контрольна смуга частот $B_k = B_{-30}$. За її межами спектральні складові позасмугового випромінювання повинні бути ослабленими не менш, ніж на 30 дБ (у 1000 разів) відносно нульового рівня.

Крім контрольної смуги частот $\hat{A}_e = \hat{A}_{-30}$ подаються значення й декількох додаткових смуг частот B_x , кожна з яких розташована на відповідному i -му рівні потрібного ослаблення позасмугових випромінювань заданого класу сигналу, наприклад:

$$X_i = \begin{cases} -40 \text{ дБ} & \text{для } B_{-40} \\ -50 \text{ дБ} & \text{для } B_{-50} \\ -60 \text{ дБ} & \text{для } B_{-60} \end{cases} \quad (2.5)$$

Вважається, що позасмугові випромінювання нижчі від рівня $X = -60$ дБ не впливають на умови забезпечення ЕМС РЕЗ.

Ширини смуг частот для всіх рівнів X_i пов'язані з необхідною шириною смуги частот B_n числовими коефіцієнтами, значення яких залежать від класу випромінювання. Наприклад, для випромінювання класу ІЗЕJN (див. табл. 2.5-2.6):

$$\begin{aligned} B_n &= F_B, \text{ де } F_B - \text{верхня частота модуляції;} \\ B_k &= 1,8 \hat{A}_I; & B_{-40} &= 1,9 \hat{A}_E; \\ B_{-50} &= 3,33 \hat{A}_E; & B_{-60} &= 6,1 \hat{A}_E. \end{aligned}$$

Для випромінювання класу F1CMN:

$B_n = 2 F_B + 2,2 D$, де F_B – верхня частота модуляції, D – максимальна девіація частоти;

$$\begin{aligned} B_k &= 1,2 \hat{A}_I; & B_{-40} &= 1,33 \hat{A}_E; \\ B_{-50} &= 1,75 \hat{A}_E; & B_{-60} &= 2,25 \hat{A}_E. \end{aligned}$$

На рис 2.4, в ширина смуги частот B_x на рівні X дБ обмежена точками. Якщо точки, які розміщені на сусідніх рівнях, з'єднати відрізками прямих ліній, отримаємо графічне зображення **обмежувальної лінії**, що надається у вигляді двох симетрично розташованих відносно частоти f_0 відрізків кусково-ламаной і визначає допустимі рівні потужностей спектральних складових позасмугових випромінювань для обраного класу сигналів РПД.

Обмежувальна лінія позасмугових випромінювань – це лінія на площині координат «рівень X дБ – частота f », яка для кожного класу сигналів визначає границю максимально допустимих значень спектральних складових позасмугових випромінювань радіопередавача [32], тобто є нормативом.

Оцінюють експериментальні дані так: значення спектральних складових позасмугових випромінювань, які виявляються під обмежувальною лінією (ОБЛ) заданого класу, є **допустимими**, а значення складових, які виявляються за ОБЛ, є **недопустимими** і повинні бути зменшеними всіма доступними способами (технічними, адміністративними).

Геометричну фігуру, яка обмежена ОБЛ у межах смуги частот на найнижчому рівні X_{\min} дБ для даного класу випромінювання (рис. 2.4, в, г), назвемо «**нормованою спектральною маскою радіопередавача**» для даного класу випромінювання – на відміну від фактичної спектральної маски, можлива форма якої зображена на рис. 2.4, б. Очевидно, що ширина займаної смуги частот $B_{\text{зм}}$ фактичного випромінювання не повинна виходити за межі смуги частот на рівні X_{\min} дБ.

Оскільки на рис. 2.4 ОБЛ позасмугових випромінювань і нормована спектральна маска передавача вписуються у фактичну спектральну маску, зображену на рис. 2.4 б, то це свідчить про невідповідність випромінювання, що обране як приклад, вимогам для даного класу випромінювання.

Площа фігури, яка знаходиться під обвідною $S(f)$, визначає вихідну потужність РПД у межах ширини зайнятої смуги частот $B_{\text{зн}}$. Частина цієї фігури, яка спирається на смугу частот $B_{\text{н}}$ (рис. 2.4, а, б), визначає потужність основного випромінювання РПД, а площі прилеглих до неї фігур визначають потужності позасмугових випромінювань. Порівнюючи обвідні, які зображені на рис. 2.4, б та 2.4, г, можна оцінити доцільність відповідних дій, спрямованих на раціональне застосування радіочастотного ресурсу і покращення якості електромагнітної обстановки в зоні існування випромінювання РПД.

Для звузування ширини спектра позасмугових випромінювань рекомендується застосовувати в модуляторах нелінійні елементи, вольт-амперні (прохідні) характеристики яких подаються по-

ліномами низьких степенів. Але при цьому зменшується ККД РПД. Тому, при вирішенні питань, пов'язаних з процедурами зменшення позасмугових випромінювань, доцільно знаходити компромісні рішення.

Ефективним способом зменшення рівня та спектра позасмугових випромінювань є правильний вибір виду модуляції та форми маніпулювальних сигналів – при реалізації цифрових методів передавання повідомлень.

Основний спосіб боротьби з позасмуговими випромінюваннями – частотна фільтрація в місцях їхнього виникнення.

Особливості частотних масок РПД слід урахувувати поряд з особливостями «спектральної маски радіоприймача» іншої системи при здійсненні частотно-територіального рознесення відповідних засобів радіозв'язку для забезпечення їх електромагнітної сумісності. Спектральні маски РПД та РПП, які належать до однієї системи радіозв'язку, вважають ідентичними.

Шумове випромінювання радіопередавача.

Елементи, що утворюють будь-який вузол радіопередавача, характеризуються окремим рівнем внутрішніх шумів, породжених флуктуаціями струмів та напруг, які неможливо усунути повністю. Ці шуми модулюють високочастотний переносник та випромінюються в простір разом з основним сигналом. Рівень шумового випромінювання РПД визначають як відношення середньої потужності випромінювання на заданій частоті в смузі частот, що дорівнює одному герцу, до середньої потужності випромінювання на основній частоті.

Спектр шумового випромінювання дуже широкий. Він існує як у межах смуги частот, зайнятої основним випромінюванням, так і за її межами. Проте рівень потужності шумових випромінювань значно (на 60 – 80 дБ) нижчий за рівень основного випромінювання. Тому в тих випадках, коли ЕМО визначається невеликою кількістю випромінювань РПД, шумові випромінювання можна не враховувати. Але зі збільшенням кількості РПД, що беруть участь у формуванні ЕМО в точці прийому, сумарний рівень шумових випромінювань може проявлятися як радіозавада. Наприклад, у системі керування повітряним рухом у діапазоні частот 225 – 400 МГц шумові випромінювання визначають заводову обстановку в 31,2 % зареєстрованих випадків [1]. Для зменшення шумових випроміню-

вань використовують високоякісні фільтри, особливо в перших каскадах радіопередавачів.

2.3.3. Побічні випромінювання радіопередавачів

Побічне випромінювання – це небажані випромінювання радіопередавача, поява яких зумовлена нелінійними перетвореннями сигналу у його високочастотному тракці, за винятком процесу модуляції, рівень яких може бути зниженим без втрат для якості повідомлення, що передається.

Побічні випромінювання РПД є найбільш «розтягнутими» за частотним діапазоном (рис. 2.2). Від їхнього рівня та кількості значною мірою залежать умови забезпечення ЕМС радіоелектронних систем. В основі появи побічних випромінювань лежать нелінійні ефекти, що виникають в окремих вузлах РПД, по елементах яких протікають електричні струми. Частотний склад різних компонентів цього виду випромінювань багато в чому схожий, але механізм їхнього виникнення різний. Розрізняють (див. рис.2.2) випромінювання на гармоніках носійної частоти, на субгармоніках, на сумарно-різницевих частотах (комбінаційних, інтермодуляційних). До побічних відносять також небажані радіовипромінювання, поява яких зумовлена можливим самозбудженням окремих каскадів у тракці РПД – паразитні радіовипромінювання.

Випромінювання на гармоніках – це побічні випромінювання на частотах, які в ціле число разів перевищують частоту основного випромінювання. Випромінювання на гармоніках виникають у випадках, якщо сигнал зазнає нелінійних перетворень, наприклад, у підсилювальних каскадах, які працюють у режимі з відсічкою вихідного струму.

У загальному випадку нелінійну прохідну ВАХ активного елемента функціонального вузла, наприклад, підсилювача потужності РПД, можна подати у вигляді степеневого ряду [1]:

$$i_{\text{в\ddot{u}d}} = \Phi(u_{\text{в\ddot{u}d}}) = \alpha_0 + \alpha_1 u + \alpha_2 u^2 + \dots + \alpha_n u^n + \dots, \quad (2.6)$$

у якому

$u_{\text{в\ddot{u}d}}$ – вхідна напруга;

α_0 – стала складова вихідного струму;

α_n – сталі коефіцієнти розкладання в степеневий ряд;

u – базисні гармонічні функції;
 $n = 1, 2, 3, \dots$ – цілі числа (номера гармонік).

При цьому, як випливає зі співвідношення (2.6), спектральний склад вихідного струму $i_{\text{вих}}$ істотно відрізняється від спектрального складу вхідної напруги $u_{\text{вх}}$. Дійсно, якщо на вхід підсилювача потужності РПД надходить, наприклад, сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{зм}} + U_m \cos \omega t,$$

у якому $U_{\text{зм}}$ – постійна напруга зміщення, то вихідний струм підсилювача $i_{\text{вих}}$ набуває характеру періодичних імпульсів з амплітудою I_{max} (рис. 2.5).

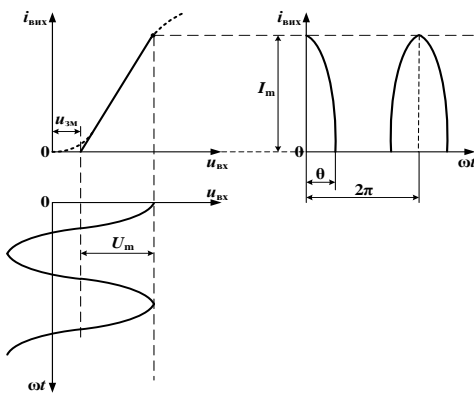


Рис. 2.5. Процедура формування імпульсного сигналу в режимі відсічки вихідного струму активного елемента

У частотному спектрі цих імпульсів, крім першої гармоніки, містяться й гармоніки більш високих порядків – попередники ненавмисних радіозавад на гармоніках частоти основного випромінювання РПД.

Отформатовано: Шрифт: 11 пт, український

Амплітуда I_n n -ї гармоніки вихідного струму підсилювача залежить від положення робочої точки на вольт-амперній характеристиці нелінійного активного елемента. Це положення задається напругою зміщення $U_{зм}$. При цьому значення I_n визначається співвідношенням

$$I_n = I_{\max} \alpha_n(\theta), \quad (2.7)$$

у якому θ – кут відсічки, що визначається половиною тривалості вихідного імпульсу, протягом якої по нелінійному елементу протікає струм із амплітудою I_{\max} ; $\alpha_n(\theta)$ – коефіцієнти гармонік (коефіцієнти Берга), які визначають кількісні співвідношення між амплітудою n -ї гармоніки I_n та максимальною величиною вихідного струму I_{\max} залежно від значень θ :

$$\alpha_n(\theta) = \frac{2(\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}. \quad (2.8)$$

Дослідження (2.8) на екстремуми свідчать про те, що існують кути відсічки θ_n

$$\theta_n = \frac{2\pi}{3n} = \frac{120^\circ}{n}, \quad (2.9)$$

при яких амплітуди відповідних гармонік та значення сталої складової вихідного струму досягають максимальних значень. Зі збільшенням номерів гармонік відповідні значення кутів відсічки зменшуються.

На рис. 2.6 наведені графіки залежностей декількох коефіцієнтів гармонік α_n (2.8) вихідного струму від значень кутів відсічки θ [1, 5]. З цих графіків випливає, що у вихідному спектрі випромінювання РПД при кутах відсічки $90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ амплітуди гармонік вищих порядків у декілька разів менші за амплітуду першої гармоніки. Тому, відповідно до (2.9), можна обрати такий режим формування вихідного сигналу РПД, за якого рівні випромінювань на га-

рмоніках будуть значно зменшені, а коефіцієнт корисної дії РПД залишиться достатньо високим.

Радикальним способом зменшення рівнів гармонік (2.7) є їх фільтрація проміжним та антенним контурами. Найбільш ефективним є використання фільтрів нижніх частот, які підключають безпосередньо перед антеною.

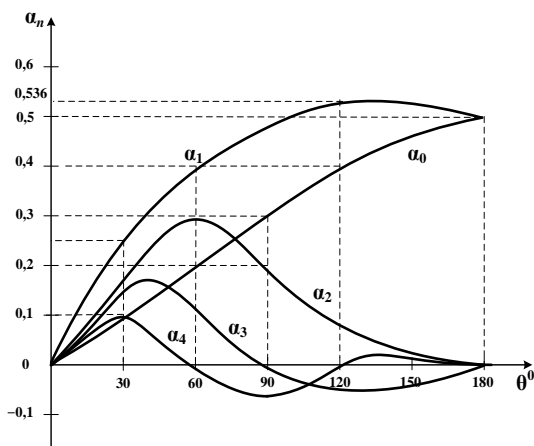


Рис. 2.6. Залежності коефіцієнтів гармонік від значень кутів відсічки вихідного струму

Випромінювання на гармоніках для однотипних РПД мають значний розкид рівнів потужності, який сягає 50 дБ. Статистичні дослідження параметрів випромінювань на гармоніках для РПД різних типів та призначень дозволили розробити методику визначення середнього рівня потужності гармонічних складових [50]. При цьому закон зменшення амплітудних значень гармонік при збільшенні їх номера апроксимують прямою або ламаною лінією. Уважають, що рівні потужності гармонік розподілені за нормальним законом, а середньоквадратичне відхилення є однаковим для

всіх гармонік. У цьому разі усереднена потужність випромінювання на n -й гармоніці ($n \geq 2$) подається рівнянням прямої лінії

$$P_{yc}(nf_0) = P_{yc}^0(f_0) + A \lg n + B, \text{ дБмВт}, \quad (2.10)$$

в якому A – параметр, що характеризує нахил прямої відносно осі n , а B – ордината початкової точки лінії при $n = 1$. Методику визначення коефіцієнтів A та B за даними вимірювань $P_{\text{он}}(nf_0)$ наведено в [50]. Значення A та B для різних частотних діапазонів надані у табл. 2.9.

Таблиця 2.9.

Значення коефіцієнтів A та B

Діапазон частот, МГц	A , дБ/декада	B , дБ відносно рівня основного випромінювання
$f < 30$	– 70	– 20
$f = 30 \div 300$	– 80	– 30
$f > 300$	– 60	– 40
Усереднені дані	– 70	– 30

Випромінювання на субгармоніках – це побічні випромінювання РПД, частоти яких у ціле число разів менші за частоту основного випромінювання. Випромінювання на субгармоніках виникають у тих випадках, коли основне випромінювання РПД формується з низькочастотних коливань, стабілізованих кварцем, шляхом перетворення їх у синтезаторах частоти. Такий спосіб формування високочастотних сигналів широко використовується, наприклад, у радіостанціях метрового діапазону хвиль. Кількість субгармонік у вихідному випромінюванні РПД зростає зі збільшенням кількості перетворювачів частоти. При цьому субгармоніки РПД є вищими гармоніками частоти опорного стабілізованого генератора. Оскільки перетворювачі частоти є нелінійними елементами, коливання на їхньому виході можуть бути промодульованими субгармоніками за амплітудою, частотою та фазою.

Рівень усередненої потужності будь-якої субгармоніки можна оцінити, застосовуючи емпіричне співвідношення [50]

$$P_{yc}\left(\frac{1}{n}f_0\right)=P_{yc}^0(f_0)-A\lg n+B, \text{ дБмВт}, \quad (2.11)$$

у якому коефіцієнти A та B мають такий самий зміст, що й у формулі (2.10) і визначаються на основі експериментальних даних. Якщо проведення експерименту ускладнене, то можна орієнтовно оцінити значення потужності (2.11), уважаючи, що $A = 0$ і обираючи коефіцієнт B з табл. 2.10.

Інтенсивність випромінювань на субгармоніках можна зменшити, застосовуючи високодобротні фільтри у колах перетворювачів частоти та у високочастотних вихідних каскадах.

Таблиця 2.10.

Значення коефіцієнта B у співвідношенні (2.14)

Усереднена потужність РПД, дБмВт	20	50	70	100
B , дБ	-38	-80	-100	-118

Комбінаційні випромінювання. Якщо основна частота формується з декількох гармонічних коливань на частотах f_1, f_2, f_3, \dots , що генеруються внутрішніми допоміжними джерелами, або з їх гармонік, то на виході синтезатора частоти виникають комбінаційні частоти типу $f_k = |mf_1 + nf_2 + \dots|$, де m, n та подібні до них – цілі числа, додатні, від’ємні або рівні нулю. Сума їх модулів $p = |m| + |n| + \dots$ визначає порядок комбінаційного коливання.

Подібна ситуація спостерігається при формуванні сітки частот передавачів декаметрового та метрового діапазонів, призначених для організації безпошукового та безпідстроювального радіозв’язку. Відомі різні способи побудови сітки частот, але при реалізації будь-якого з них формувальний пристрій містить нелінійний елемент з двома входами та смуговий фільтр. Через недосконалість смугових фільтрів комбінаційні складові непередбаченого p -го порядку потрапляють у їхню смугу прозорості. Оскільки вибіркові контури вхідних каскадів РПД не мають високої добротності, то коливання комбінаційних частот разом з основним сигналом надходить до антенно-фідерного тракту та випромінюється в простір,

створюючи завади радіоприйому. Рівень комбінаційних складових залежить від їхнього порядку. Чим вищий порядок коливань, тим нижчий рівень потужності комбінаційних випромінювань. Тому співвідношення між первинними частотами обирають так, щоб у смугу прозорості фільтра не потрапляли комбінаційні складові порядків $p < 5 \dots 7$. Оцінити рівень потужності комбінаційних складових можна за співвідношенням, аналогічним (2.10), із заміною в ньому цілих чисел n значеннями p :

$$P_{yc}(f_k) = P_{yc}^0(f_0) - A \lg p + B, \text{ дБмВт} \quad (2.12)$$

Для зменшення рівня комбінаційних складових використовують вузькосмугові фільтри зі смугою пропускання $2 \div 5$ % відносно частоти носійного коливання на рівні 3 дБ та $(10 \div 20)$ % на рівні 60 дБ. Змішувачі, які використовують у схемах формування сітки частот, виконують за кільцевою схемою, оскільки при цьому пригнічуються парні гармоніки.

Інтермодуляційні випромінювання – побічні радіовипромінювання, що виникають унаслідок одночасного впливу на нелінійні елементи високочастотного тракту РПД коливань, які генеруються, та зовнішнього електромагнітного поля. Інтермодуляційні випромінювання виникають у тому випадку, коли декілька передавачів працюють на одну широкосмугову антену або знаходяться в безпосередній близькості один від одного так, що між ними виникають непередбачені конструкцією електромагнітні зв'язки. Така ситуація спостерігається, якщо багато радіостанцій розташовуються в обмеженому об'ємі (борт літального апарата) або на обмеженій площі (командно-диспетчерський пункт аеропорту).

Під час одночасної роботи кількох РПД високочастотні коливання одного з них через антенно-фідерний тракт або іншими шляхами впливають на нелінійні елементи окремих передавачів, змінюючи їхні параметри відповідно до своєї частоти f_1 . В наслідок цього в другому передавачі, який зазнає впливу з боку першого передавача, окрім основної частоти f_2 виникають складові за спектром інтермодуляційних частот $m f_1 + n f_2 + \dots$, де $m, n, \dots = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Для радіоприймального пристрою, що настросний, на частоту $f_0 = |m f_1 + n f_2|$, створюються

завади, які ускладнюють або унеможливають його нормальне функціонування. Найбільш небезпечними стають різниці інтермодуляційні випромінювання непарних порядків. За одночасної роботи двох РПД найбільш небезпечними виявляються різниці завади третього та п'ятого порядків такої структури:

$$\begin{aligned} f_0 &= \begin{Bmatrix} 2f_1 - f_2 \\ 2f_2 - f_1 \end{Bmatrix}, \\ f_0 &= \begin{Bmatrix} 3f_1 - 2f_2 \\ 3f_2 - 2f_1 \end{Bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Для п'яти РПД, що одночасно працюють та зазнають взаємних впливів один від одного, кількість небезпечних інтермодуляційних складових за структурою (2.13) дорівнює 20, для десяти РПД – 240, для 20 РПД – 2280, для 100 РПД – 323400. Методику розрахунку інтенсивності інтермодуляційних випромінювань наведено в роботі [1]. Так, у разі взаємного впливу двох передавачів на виході нелінійного елемента другого передавача виникають складові третього порядку (2.13), причому випромінювання на частоті $2f_2 - f_1$ за інтенсивністю значно перевищує випромінювання на частоті $2f_1 - f_2$ в будь-якій точці простору. Тому у випромінюванні від кожного передавача доцільно враховувати лише ту складову, яка домінує.

Потужність інтермодуляційної складової третього порядку від другого передавача в точці розміщення антени першого РПД:

$$P_{(2f_2 - f_1)} = P_1 - L_1 - P_{2(p=3)} - L_2, \text{ дБ}$$

де P_1 – потужність випромінювання першого РПД, дБВт; L_1 – ослаблення сигналу на трасі поширення радіохвиль від першого РПД до другого з урахуванням коефіцієнтів підсилення антен обох передавачів. При горизонтально поляризованих антенах на відстанях $r \leq 1$ км і частотному рознесенні Δf МГц ослаблення при поширенні радіохвиль становитимуть:

$$L_1 = 28,2 + 20 \lg \Delta f + 20 \lg r, \text{ дБ};$$

$P_{2(p=3)}$ – потужність складової третього порядку, що виникає у другому передавачі:

$$P_{2(p=3)} = -142 - 3,1 \lg \Delta f + 1438 \lg(1 + \Delta f), \text{ дБ};$$

L_2 – ослаблення потужності сигналу від другого передавача в точці розміщення антени першого передавача:

$$L_2 = 28,2 + 20 \lg f_2 + 20 \lg r, \text{ дБ}.$$

Паразитні випромінювання – побічні радіовипромінювання, що виникають через самозбудження РПД внаслідок виникнення зворотних паразитних зв'язків у генераторних та підсилювальних приладах або в його каскадах. Паразитні складові, що наявні у випромінюваннях РПД, зазвичай, не пов'язані з процесом формування корисного сигналу та є більш високочастотними. Причина їхньої появи – наявність в електронних схемах непередбачених конструкцій паразитних реактивностей, величини яких важко врахувати. Паразитні R -, L -, C -елементи утворюють коливальні системи та кола зворотних зв'язків. За деяких умов у схемах, що містять паразитні резонансні системи, виникає самозбудження на вищих частотах. При цьому, наприклад, в РПД декаметрового діапазону, утворюються паразитні високочастотні коливання, що відповідають метровому та дециметровому діапазонам хвиль. Паразитні коливальні системи утворюються також за наявності міжелектродних ємностей, ємностей p - n – переходів, близько розташованих монтажних дрітків, фільтрів загальних кіл живлення. Непередбачені коливальні контури на частотах, більш високих порівняно з основною частотою, утворюють також схеми нейтралізації. Для зменшення випромінювання на паразитних частотах треба передусім виявити джерело паразитних коливань та шляхом перемонтажу або введенням додаткових реактивностей порушити на цих частотах умови самозбудження РПД.

Ефективним способом гасіння паразитних коливань на частотах, вищих за 1 МГц, є використання одного або кількох феритових кілець, які одягають на провідник у схемі паразитної коливальної системи. Феритове кільце, введене в схему, утворює RC - або LC -фільтр, який гасить паразитні високочастотні коливання.

2.3.4. Потужність побічних випромінювань

Потужність складових побічних випромінювань повинна бути максимально ослабленою вже на виході РПД. Значення коефіціє-

снта ослаблення визначається як відношення середньої потужності випромінювання РПД в межах необхідної ширини смуги частот B_n до середньої потужності відповідної складової побічного випромінювання.

Допустимі рівні потужності побічних випромінювань, які супроводжують основне випромінювання РПД, нормуються відповідними регламентуючими документами. У табл. 2.11 вказано значення відносних ослаблень, які слід застосовувати при розрахунках максимально допустимих рівнів потужності побічних випромінювань, що надходять до фідера антенної системи РПД [36].

Значення $L = 43 + 10 \lg P$, які містяться в табл. 2.11, визначають потрібне ослаблення потужності будь-яких складових побічного випромінювання відносно середньої потужності P основного випромінювання на виході радіопередавача.

Таблиця 2.11.

Норми на допустимі рівні відносних ослаблень побічних випромінювань РПД

№	Категорія радіослужби або тип обладнання	Ослаблення L [дБ] побічних випромінювань відносно рівня середньої P (або пікової P_{pe}) потужності [Вт] на виході РПД
1	Всі радіослужби за винятком нижчевказаних	$43 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 70 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам
2	Космічні служби (земні станції)	$43 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 70 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам
3	Космічні служби (космічні станції)	$43 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 60 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам
4	Радіовизначення	$43 + 10 \lg P_{\text{пик}}$ або альтернативне значення 60 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам

Закінчення таблиці 2.11

№	Категорія радіослужби або тип обладнання	Ослаблення L [дБ] побічних випромінювань відносно рівня середньої P (або пікової P_{pe}) потужності [Вт] на виході РПД
5	Телевізійне мовлення	$43 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 60 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам. Інакше потрібні більш жорсткі умови.
6	ЧМ-радіомовлення	$43 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 70 дБ залежно від того, у залежності від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам. Однак потужність не повинна перевищувати 1 мВт.
7	Радіомовлення на середніх та високих частотах	50 дБ, але потужність не повинна перевищувати рівень середньої потужності 50 мВт
8	Випромінювання рухомих станцій при одній бічній смузі частот (ОБС)	43 дБ нижче значення $D_{\text{зс}}$
9	Радіоаматорські служби на частотах нижчих від 30 МГц	$43 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 50 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам
10	Служби, які працюють на частотах, нижчих за 30 МГц, за винятком космічних, радіомовної, радіоаматорської, рухомої з застосуванням ОБС	$43 + 10 \lg \bar{O}$ або альтернативне значення 60 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам; $X = \begin{cases} P_{\text{пik}} & \text{для ОБС – модуляції} \\ P & \text{для інших видів модуляції} \end{cases}$
11	Малопотужні радіопристрої	$56 + 10 \lg P$ або альтернативне значення 40 дБ залежно від того, який рівень відповідає менш жорстким вимогам
12	Аварійні радіослужби	Без обмеження

При цьому допустимий рівень відносної потужності складових побічного випромінювання визначається на основі очевидного співвідношення:

$$P_{\text{поб}} = 10 \lg P - \begin{cases} L \\ L_{\text{альтернат.}} \end{cases} = \begin{cases} -43 \\ L_{\text{альтернат.}} \end{cases}, \text{ дБВт.} \quad (2.14)$$

Для забезпечення ЕМС РЕЗ усі служби, які використовують РПД різного призначення, повинні обмежувати потужність випромінювання до мінімуму, який є необхідним для нормального функціонування цих служб. Види зв'язку та класи випромінювань слід обирати такими, щоб забезпечити якомога менший рівень ненавмишних завад, що супроводжують основні випромінювання радіопередавачів. При цьому треба прагнути до максимально можливого звужування ширини зайнятої смуги частот.

Питання та завдання для самоконтролю

1. Які компоненти випромінювання РПД належать до основних, позасмугових, побічних, паразитних? Якою є природа кожної з них?
2. Що відрізняє необхідну ширину смуги частот від зайнятої ширини смуги частот? Як вони взаємопов'язані?
3. Яке випромінювання РПД належить до досконалого?
4. Надайте співвідношення для визначення значення середньої потужності РПД у серії.
5. Які обставини визначають клас сигналу, що випромінюється? У чому зміст кожної з них?
6. Як нормуються рівні позасмугових випромінювань РПД?
7. Який зміст закладений у поняття: «обмежувальна лінія» випромінювання РПД? На основі яких даних вона будується? Чим відрізняються значення спектральної густини випромінювання з обох сторін від неї?
8. Який зміст поняття: «спектральна маска РПД»? За яких обставин використовують це поняття?
9. Поясніть причини виникнення побічних випромінювань РПД.

10. За яких обставин виникають випромінювання РПД на гармоніках основного випромінювання? У який спосіб їх можна зменшити?

11. За яких обставин виникають випромінювання РПД на субгармоніках основного випромінювання? У який спосіб їх можна зменшити?

12. За яких обставин виникають випромінювання РПД на комбінаційних частотах? У який спосіб їх можна зменшити?

13. За яких обставин виникають інтермодуляційні випромінювання РПД? У який спосіб їх можна зменшити?

14. За яких обставин виникають паразитні випромінювання РПД? У який спосіб їх можна зменшити?

15. Як можна оцінити допустимий рівень побічних випромінювань РПД?

РОЗДІЛ 3

КАНАЛИ ПРОНИКНЕННЯ РАДІОЗАВАД У РАДІОПРИЙМАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ТИПУ

3.1. Загальні положення

У будь-якій точці простору завжди є множина електромагнітних хвиль природного та штучного походження. Серед них може виявитися й радіохвиля – переносник інформації, призначеної для конкретного адресата. Для отримання інформації з радіохвиль застосовують сукупність двох спеціальних технічних засобів: антени та радіоприймального пристрою, з'єднаних спеціальною високочастотною лінією передачі – фідером приймальної антени. Антена є перетворювачем енергії зовнішнього електромагнітного поля \vec{E} в електричні струми та напруги на виході фідера, для якого РПП є навантаженням. Радіоприймач – це засіб, призначений для виділення корисного сигналу з сумішей електромагнітних полів, які впливають на його антену. У нескінченно малих за довжиною сегментах $\Delta \ell$ окремих елементів приймальної антени, які характеризуються питомою провідністю g , під впливом зовнішніх електромагнітних полів збуджуються елементарні струми провідності із густиною $\Delta j = g E_{\tau}$, де E_{τ} – дотичні до сегмента складові векторів напруженості зовнішнього електричного поля \vec{E} . Ці струми визначають величину загального електричного струму I , що виникає у вхідному колі РПП. Величина цього струму залежить від конструктивних особливостей антенно-фідерного тракту і його частотних характеристик та вхідного опору РПП. Компонентами загального вхідного струму РПП I є корисний сигнал I_c та складові окремих радіозавад I_z , які існують у точці розташування антени РПП. Ці радіозавади маскують слабкий сигнал та спотворюють його форму, тобто спотворюють інформацію, яка з нього повинна бути виділеною. У зв'язку з наведеним вище визначимо основні функції РПП, який знаходиться в реальній електромагнітній обстановці, що формується випромінюваннями радіопередавачів, які належать іншим

радіоелектронним системам і з якими потрібно забезпечити електромагнітну сумісність. До цих функцій РПП віднесемо такі:

- перетворення енергії зовнішнього електромагнітного поля, у якому знаходиться антена, в енергію струмів та напруг у вхідному колі РПП;
- відокремлення струмів та напруг сигналів від струмів й напруг завад;
- підсилення корисних сигналів та відносне ослаблення завад;
- обробка суміші сигналів та завад у тракті РПП, щоб виділити з неї інформацію;
- відтворення інформації, яка містилася в радіосигналі.

Вищенаведені процедури є спільними для РПП аналогових та цифрових інформаційних радіосистем.

Виділення корисної інформації із суміші сигналів та завад, якими визначається ЕМО в точці розміщення антени РПП, ускладнюється чинниками, що зумовлюються нелінійними властивостями приймального тракту, оскільки будь-які нелінійні перетворення вхідних впливів супроводжується розширенням частотних спектрів вихідних реакцій. При значних рівнях завад, що збуджуються в антенному пристрої РПП, виявляються нелінійні особливості вольт-амперних характеристик підсилювачів РПП, крім того, перетворювач частоти в супергетеродинному приймачі є нелінійним пристроєм за принципом дії. Зазначені обставини потрібно аналізувати для виявлення шляхів проникнення радіозавад у високочастотний тракт РПП, а також при аналізі ефектів, якими супроводжується їх поява.

Типова функціональна схема тракту обробки сигналу простішого РПП супергетеродинного типу з однократним перетворенням частоти зображена на рис. 3.1.

До складу цієї схеми входять:

- тракт високої частоти (преселектор), призначений для попереднього підсилювання та забезпечення вибіркової в діапазоні частот вхідного сигналу, містить антенний фільтр та резонансний підсилювач високої частоти;
- тракт проміжної частоти, у якому здійснюється перетворення частот вхідних сигналів у сигнали проміжної частоти, на якій відбувається основне підсилювання вхідного сигналу РПП та реалі-

зується ефективна частотна вибірковість за сусідніми каналами приймання;

– тракт обробки інформації, у якому відбувається демодуляція (декодування) модульованої напруги проміжної частоти та її подальша обробка для виділення і застосування отриманої інформації.

Антенна

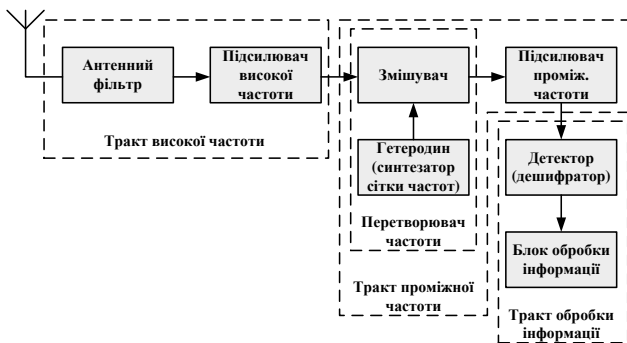


Рис. 3.1. Типова функціональна схема РПП супергетеродина типу

РПП найбільш поширеного супергетеродина типу забезпечує вузьку смугу пропускання та високу вибірковість у широкому діапазоні частот. Ці обставини є визначальними в розв'язуванні проблем, зумовлених необхідністю забезпечення ЕМС сукупності незалежних РЕЗ в умовах дефіциту радіочастотного ресурсу. Однак при цьому слід урахувати й такі недоліки супергетеродина РПП:

– виникнення небажаних каналів приймання радіозавад, наявність яких у тракті РПП може привести до недопустимих спотворень інформації, що приймається;

– можливість проникнення напруги гетеродина в антену РПП та випромінювання її у вигляді своєрідних високочастотних немодульованих радіозавад, які ускладнюють електромагнітну обстановку в точках розміщення антен радіоприймачів інших РЕЗ.

Проникнення на вхід РПП радіозавади відносно великого рівня може привести до виникнення в не змінюють спектрального складу слабкого корисного сигналу, але можуть привести до його повного маскуванню. Нелінійні ефекти супроводжуються спотворенням частотного складу слабкого корисного сигналу та появою небажаних каналів проникнення радіозавад у тракт РПП.

Ступінь спотворення корисного сигналу завадою в тракті РПП залежить не тільки від якості ЕМО у точці розміщення його антени, але й від технічних характеристик радіоприймача, які визначають якість його функціонування.

Характеристики РПП є сукупністю відомостей про його особливості. Подаються вони у вигляді переліку різних параметрів або у вигляді відповідної упорядкованої таблиці з конкретними числовими значеннями. Окрема характеристика РПП або його параметр віддзеркалює фізичну сутність відповідного явища або стану, що нормується спеціальними документами. Конкретне чисельне значення певного параметра – це його кількісна розмірна або безрозмірна оцінка.

До основних якісних та технічних характеристик РПП супергетеродинного типу, що впливають на параметри його ЕМС з іншими незалежними РЕЗ, відносять такі:

- групу технічної складності РПП;
- діапазон робочих частот;
- канали приймання;
- динамічний діапазон;
- вибірковість;
- чутливість до радіосигналу;
- сприйнятливність до радіозавад;
- ступінь подавлювання неосновних каналів приймання;
- завадозахищеність та завадостійкість.

Кількісні значення цих характеристик залежать від конструктивних особливостей і способів технічної реалізації РПП, що визначається групами їхньої технічної складності.

3.2. Групи технічної складності радіоприймальних пристроїв

У сучасних радіоприймальних пристроях професійного або побутового призначення вхідні сигнали різної частоти перетворюються на сигнали фіксованої проміжної частоти за рахунок їх нелінійного змішування з допоміжними високочастотними сигналами, які виробляються внутрішнім малопотужним генератором, що допускає перестроювання за частотою – гетеродином або синтезатором частоти. При цьому забезпечується незалежність коефіцієнта підсилення тракту проміжної частоти від частот носійних коливань і підвищуються селективні можливості радіоприймача у цілому. Дво- або трикратне перетворення частоти вхідного сигналу супроводжується загальним підвищенням завадостійкості РПП. Але процедури багатократного перетворення частоти є доцільними лише за певних обставин.

Професійні РПП (зв'язкові, радіолокаційні, радіонавігаційні, приймання даних, вимірювальні та інші) повинні забезпечувати приймання та обробку телефонних і телеграфних передач, повідомлень, пакетів даних, відбитих радіосигналів, безпошукове входження до режиму радіозв'язку та тривале функціонування без підстроювань, можливість з'єднання з іншою апаратурою.

За призначенням та рівнем складності професійні РПП поділяють на три класи [23]. До РПП першого класу належать радіоприймачі, що входять до складу радіостанцій великої або середньої потужності, які застосовуються на стаціонарних або польових радіоцентрах. За схемною реалізацією – це РПП з двома або трьома перетворювачами частоти. Якісні показники РПП першого класу найвищі. Їх живлення здійснюється від електромережі, тобто є централізованим. РПП першого класу можуть бути розташованими й у спеціальних приміщеннях та в окремих фургонах.

До РПП другого класу відносять радіоприймачі, що входять до складу радіостанцій великої або середньої потужності, які застосовуються на стаціонарних або польових радіоцентрах як допоміжні засоби для приймання звукової та іншої інформації. Їхні якісні показники наближені до показників РПП першого класу, але в них застосовується подвійне перетворення частоти. Електроживлення може бути централізованим або автономним.

До РПП третього класу належать радіоприймачі, які застосовують у складі рухомих або переносних радіоелектронних засобів. Електроживлення їх здебільшого автономне.

РПП різних класів розрізняються за своїми якісними характеристиками, основні з яких наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1.

Порівнювальні характеристики професійних РПП різних класів

№	Характеристика	Клас РПП		
		Перший	Другий	Третій
1	Клас сигналу	A1A, A2A, A3E, H2A, H3E, F3E, F1B, G1B, J3E, J8E, R3E, B8E	A1A, A2A, A3E, H2A, H3E, J3E, R3E	A1A, A2A, A3E
2	Установка частоти	Дискретна автоматична	Дискретна автоматична	Дискретна або плавна, автоматична або ручна
3	Інтервал дискретизації, Гц	1; 10; 100	10; 100; 1000	-
4	Відносна нестабільність частоти гетеродинів, не гірша ніж	10^{-8}	10^{-5}	10^{-4}
5	Ослаблення завад у каналі проміжної частоти не менше ніж, дБ	100	80	60
6	Ослаблення завад у сусідніх каналах приймання не менше ніж, дБ	90	70	60
7	Ослаблення завад у побічних каналах приймання не менше ніж, дБ	80	66	60

Побутові РПП призначені для приймання радіомовних програм:

- у діапазоні ультракоротких хвиль (УКХ) здійснюють приймання та обробку частотно-модульованих (ЧМ) сигналів,
- у діапазонах коротких середніх та довгих хвиль (КХ, СХ та ДХ) здійснюють приймання та обробку амплітудно-модульованих (АМ) сигналів.

Залежно від вимог до якості відтворювання радіомовних програм, побутові РПП за своїми електричними та електроакустичними характеристиками поділяються на три групи:

- вищу (0),
- першу (1),
- другу (2).

Нормативні значення параметрів РПУ, що належать до різних груп, відрізняються. Для РПП вищої та першої груп основні технічні параметри нормовані завжди, а для РПП другої групи деякі з них можуть задаватися розробником у вигляді технічних умов [38]. У табл. 3.2. наведено деякі характеристики побутових РПП різних груп складності.

Таблиця 3.2.

Порівнювальні характеристики побутових РПП різних груп складності

№	Характеристика	Група складності, норма		
		Вища (0)	Перша (1)	Друга (2)
1	Ефективний діапазон частот підсилювача звукової частоти при нерівномірності частотної характеристики 3дБ, не вужчий ніж, Гц	20 ... 20000	40 ... 16000	Відповідно до ТУ
2	Загальні частотні спотворення сигналів на виході підсилювача звукової частоти, не більше ніж, %	0,2	0,7	Відповідно до ТУ

Закінчення таблиці 3.2

№	Характеристика	Група складності, норма		
		Вища (0)	Перша (1)	Друга (2)
3	Чутливість ЧМ-тракту, не гірше ніж, мкВ	50	175	275
4	Чутливість АМ-тракту, не гірше ніж, мкВ: – діапазон ДХ, – діапазон СХ, – діапазон КХ	40 30 30	100 100 100	Відповідно до ТУ
5	Ослаблення завад при ЧМ-сигналах не менше ніж, дБ: – у каналі проміжної частоти – у дзеркальному каналі – у побічних каналах приймання	60 – 70 70 – 85 Відповідно до ТУ	50 – 65 50 50	Відповідно до ТУ
6	Ослаблення завад при АМ-сигналах не менше ніж, дБ: – у сусідніх каналах – у дзеркальному каналі для ДХ для СХ для КХ	60 60 – 70 54 – 60 30	40 40 – 50 36 16	Відповідно до ТУ 25 – 40 20 – 34 10 – 12

З наведених таблиць випливає, що РПП вищих категорій характеризуються більш високою завадостійкістю, під якою будемо розуміти здатність РПП нормально функціонувати (зберігати свої тактико-технічні характеристики в заданих межах) за наявності на його вході електромагнітних завад будь-якого походження.

Завадостійкість РПП тим краща, чим менше в ньому шляхів проникнення радіозавад у тракт обробки інформації, тобто – небажаних каналів приймання радіохвиль.

3.3. Канали приймання в РПП супергетеродинного типу

3.3.1. Види каналів приймання

Каналом приймання радіохвиль вважаємо будь-яку смугу частот, у межах якої електромагнітні коливання надходять до того чи іншого функціонального вузла РПП. Природно, що в реальних РПП є канал приймання корисного сигналу – **основний канал** та **неосновні**, тобто **небажані канали**, поява яких зумовлена застосуванням у РПП частотнозалежної елементної бази та особливостями функціональних перетворювань електромагнітних збурень різного походження, які проникли в його тракт.

Відмінність амплітудно-частотних характеристик реальних селективних ланцюгів, які містяться в тракті РПП, за своєю формою від П-подібних призводить до появи частотних каналів приймання, прилеглих до основного каналу. Такі непередбачені конструкцією приймача небажані канали називаються **позасмуговими каналами приймання**.

Небажані канали приймання в РПП супергетеродинного типу можуть виникнути також як побічний ефект при сумісних нелінійних перетворюваннях високочастотних вхідних коливань або їх гармонік та вихідної напруги гетеродину у перетворювачі частоти. Таки канали відносять до **побічних каналів приймання**. Якщо вхідним коливанням є тільки корисний сигнал, то канали, що при цьому виникають, називають **комбінаційними каналами приймання**. Основний канал приймання знаходиться серед них. Як правило, основний канал є найбільш низькочастотним каналом серед усіх можливих комбінаційних каналів. В основному каналі приймання забезпечують мінімальні ослаблення енергії корисного сигналу. В усіх інших комбінаційних каналах забезпечують максимальні ослаблення можливих у них неавтономних електромагнітних завад.

Якщо серед коливань, наявних на вході РПП, корисний сигнал відсутній, то побічні канали, які виникають як наслідок гетеродинування вхідних високочастотних впливів, називають **інтермодуляційними каналами приймання**. В упорядкованому вигляді зазначені канали приймання наведені на рис. 3.2.

Основний канал приймання – це інтервал значень частот, що містяться в смузі пропускання РПП та призначений для приймання

сигналу. Вхідне коло РПП настраюється на частоту корисного сигналу. Ширина смуги частот B_0 основного каналу РПП повинна збігатися із необхідною шириною смуги частот B_n випромінювання радіопередавача – джерела корисного сигналу визначеного класу. Ураховуючі можливу нестабільність частоти настроювання РПП, значення B_0 збільшують до $B_0 \approx 1,2 B_n$.

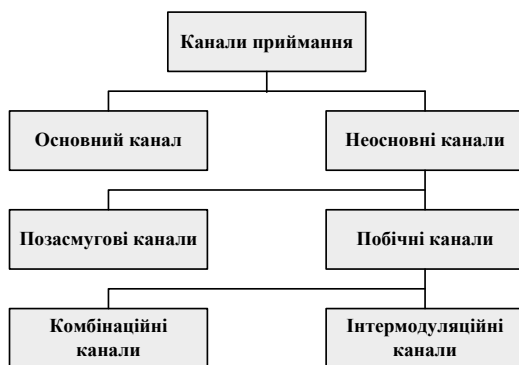


Рис. 3.2. Канали приймання РПП супергетеродина типу

Наявність в РПП супергетеродина типу позасмугових та побічних каналів свідчить про те, що під час його застосування можливе одночасне приймання радіохвиль не лише на частоті настройки, розташованій в центрі смуги пропускання основного каналу, але і на інших частотах, що знаходяться за межами цього каналу – у смугах частот побічних каналів приймання. Ці радіохвилі для конкретного РПП є радіозавадами, які утруднюють або унеможливають приймання та обробку корисного сигналу.

Розглянемо особливості каналів приймання, означених на рис. 3.2, з метою виявлення їх впливу на забезпечення ЕМС РПП із незалежними джерелами радіовипромінювань, які діють на антену радіоприймача, з нормальним функціонуванням якого споживач пов'язує свої інтереси.

3.3.2. Комбінаційні канали приймання

В основі утворення всіх побічних каналів приймання лежить один і той самий ефект розширення спектра частот сигналів, що пройшли через нелінійний елемент. Але деякі з них утворюються при перетворенні лише вхідного сигналу, а інші – при перетворенні, наприклад, двох вхідних напруг, одна з яких є прийнятим сигналом, а друга – напругою гетеродина. Тому механізм утворення всіх побічних каналів приймання слід розглядати з єдиних позицій. Вольт-амперну характеристику нелінійного елемента з двома входами та одним виходом можна представити у вигляді такої залежності вихідного струму $i_{\text{вих}}$ від напруг на входах $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$:

$$i_{\text{вих}} = \varphi(U_{\text{вх1}}, U_{\text{вх2}}). \quad (3.1)$$

Нехай $U_{\text{вх1}} = U$ – напруга сигналу, який надходить на один із входів перетворювача частоти, а $U_{\text{вх2}} = U_r$ – напруга гетеродина, що надходить на другий вхід. Оскільки амплітудне значення напруги гетеродина U_r значно більше за амплітуду сигналу U , вихідний струм перетворювача можна подати у вигляді розкладення в ряд Тейлора за степенями слабкого сигналу навколо робочої точки, положення якої на вольт-амперній характеристиці нелінійного елемента визначається напругою гетеродина. При цьому вихідний струм (3.1):

$$i_{\text{вих}} = \varphi(U, U_r) = \varphi(U_r) + \frac{d\varphi(U_r)}{dU} U + \frac{1}{2!} \frac{d^2\varphi(U_r)}{dU^2} U^2 + \dots + \frac{1}{k!} \frac{d^k\varphi(U_r)}{dU^k} U^k + \dots \quad (3.2)$$

Якщо у співвідношення (3.2) підставити значення U та U_r , які змінюються для спрощення аналізу за гармонічним законом з частотами f та f_r відповідно, то можна виявити спектральний склад вихідного струму та визначити амплітуду кожної його складової. Спектр вихідного сигналу містить нескінченну множину складових частоти гетеродина та його гармонік nf_r , а також складових з сумарними та різницевиими частотами вхідного сигналу та гетеродина типу $|mf + nf_r|$, де $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Амплітуди спектральних складових спадають обернено пропорційно до їхнього по-

рядку: $p = |m| + |n|$, де m та n – номери гармонік сигналу та гетеродина. Якщо комбінація частот $|mf + nf_r|$ виявиться рівною проміжній частоті $f_{\text{пр}}$, визначеній для конкретного РПП

$$mf + nf_r = f_{\text{пр}}, \quad (3.3)$$

то виникає можливість приймання коливань на частотах mf . Тому частоти настроювання каналів, що утворюються в РПП супергетеродинного типу, визначаються співвідношенням (3.3). На рис. 3.3 показаний розподіл за шкалою частот окремих каналів приймання. Якщо $m = -1$, $n = 1$ та $m = 1$, $n = -1$, співвідношення (3.3) перетворюється на рівняння основного перетворення

$$f_n = f_r \mp f_{\text{пр}}. \quad (3.4)$$

Воно визначає частоту настроювання f_n основного каналу приймання. У співвідношенні (3.4) знак «мінус» відповідає $f_n < f_r$, та знак «плюс» відповідає $f_n > f_r$. За інших значень коефіцієнтів m та n частота $f = f_{\text{пк}}$ визначає частоти комбінаційних каналів приймання:

$$f_{\text{пк}} = \frac{1}{m} f_{\text{пр}} - \frac{n}{m} f_r. \quad (3.5)$$

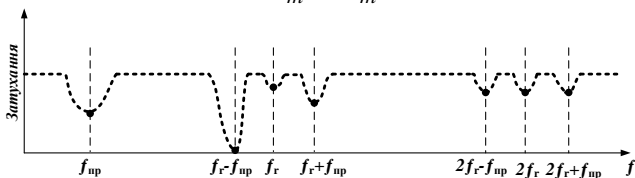


Рис. 3.3. Розподіл каналів приймання РПП за частотою

Із співвідношень (3.4) і (3.5) випливає, що проміжну частоту $f_{\text{пр}} = \text{const}$ можна отримати унаслідок основного перетворення частоти сигналу та гетеродина (3.4), так і внаслідок деяких комбінацій їхніх гармонік (3.5). Частоти, при яких одночасно виконуються ці співвідношення, називаються частотами фокусів f_ϕ [7, 24]. На частотах фокусів відокремити побічні канали від основного неможливо. Але оскільки m та n – цілі числа, то в разі незначної зміни

частоти настройка відносно частоти фокусу частоти цих каналів зсуваються на більш значну величину. Поблизу фокусних частот утворюються зони ослаблення вибіркості за комбінаційними каналами приймання. Тому при вирішенні питань, пов'язаних із забезпеченням ЕМС, необхідно знати фокусні частоти. Визначити їх можна при спільному розв'язанні рівнянь (3.4) та (3.5). Коли виконується умова $f_n < f_r$, частоти фокусів можна знайти із співвідношення

$$f_\phi = \frac{1-n}{m+n} f_{\text{пр}}, \quad (3.6)$$

а якщо $f_n > f_r$

$$f_\phi = \frac{1+n}{m+n} f_{\text{пр}}. \quad (3.7)$$

Для того, щоб за співвідношеннями (3.6) та (3.7) визначити комбінаційні збурення, фокусні частоти яких потрапляють в робочий діапазон РПП, потрібно знайти відповідні значення номерів гармонік m та n з їхніми знаками. При цьому співвідношення (3.6) та (3.7) зводяться до такого вигляду:

$$\frac{f_{\text{пр}}}{f_\phi} = \frac{m+n}{1 \pm n} = \varphi(m). \quad (3.8)$$

Остання формула є рівнянням родини прямих ліній. Оскільки m та n – цілі числа, то співвідношення частот $f_{\text{пр}}/f_\phi$ набувають лише дискретних значень, що належать цій лінії. Графіки залежності $\varphi(m)$ при $n = \text{const}$, коли виконується співвідношення $f_n < f_r$, показано на рис. 3.4 та 3.5. Для визначення за цими графіками різновиду комбінаційних каналів, частоти фокусів яких потрапляють у робочий діапазон приймача, обмежений частотами $f_{\text{н.макс}}$ та $f_{\text{н.мін}}$, на осі ординат графіків відкладають значення $f_{\text{пр}}/f_{\text{н.мін}}$ та $f_{\text{пр}}/f_{\text{н.макс}}$. В інтервалі, обмеженому цими прямими, знаходять точки перетину прямих для $n = \text{const}$ з прямими, паралельними до осі ординат та проведеними з точок, що відповідають цілим значенням m .

Знайдені таким чином точки перетину визначають різновид комбінаційного каналу (m, n), позначеного номерами гармонік та

їхніми знаками, порядок цих каналів $p = |m| + |n|$ та частоту фокусів – через співвідношення f_{np} / f_{ϕ} при $f_{np} = \text{const}$.

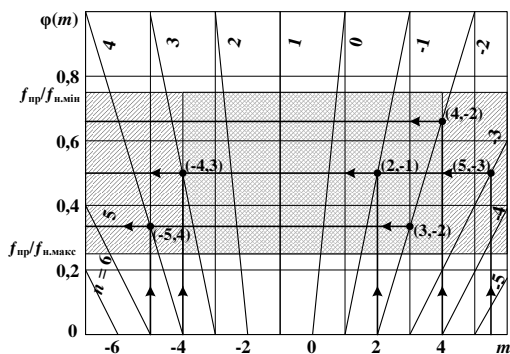


Рис. 3.4. Комбінаційні канали в робочому діапазоні РПП при $f_n < f_r$

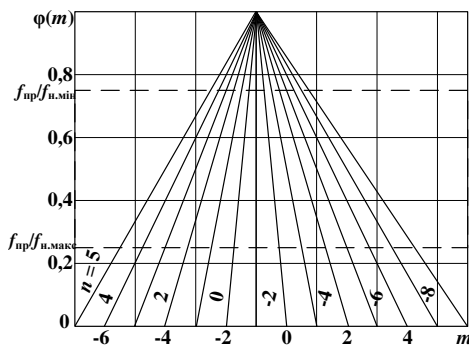


Рис. 3.5. Комбінаційні канали в робочому діапазоні РПП при $f_n > f_r$

Оскільки при оцінюванні ЕМС найбільш небезпечними є побічні канали, порядок яких не перевищує величини $p = 5 \dots 7$, то із знайденої кількості каналів, які потрапляють у відведений діапазон частот, можна виключити ті, порядок яких вищий за вказаний. На рис. 3.4 до них належать канали ($m = -5, n = 4$) та ($5, -3$). На рис. 3.5 побудовані аналогічні графіки залежності $\varphi(m)$, коли виконується співвідношення $f_n > f_r$.

Якщо розглядати гармоніки основної частоти напруги гетеродина, то у співвідношення (3.6) – (3.8) замість цілих значень n потрібно підставити їхні значення, поділені на номер гармоніки, що використовується. Для цих же значень будують і графіки, аналогічні зображеним на рис. 3.4 та 3.5. Слід зазначити, що при цьому кількість побічних каналів приймання зростає. З'являються канали, що визначаються не лише гармоніками, але й субгармоніками основної частоти. Співвідношення (3.3) описує всі можливі в РПП канали приймання, які утворюються внаслідок нелінійного перетворення напруг.

При $n = 0$ співвідношення (3.3) має вигляд

$$mf = f_{\text{пр}} \quad (3.9)$$

та свідчить про те, що гармоніки завади можуть утворювати проміжну частоту без участі напруги гетеродина (аналогічне перетворення можливе також у підсилювальних каскадах РПП). Якщо $f > f_{\text{пр}}$, то виникнення цього каналу можливе лише при $n = 1$. Частота фокусу цього каналу дорівнює проміжній частоті. Оскільки поблизу частоти фокусу утворюється зона зниженої вибірконості, а чутливість каналу першого порядку висока, проміжну частоту вибирають так, щоб вона опинилася за межами робочого діапазону РПП (рис. 3.3).

При частоті сигналу, що дорівнює проміжній частоті, перетворювач працює як підсилювач високої частоти з максимальним коефіцієнтом підсилення: $K_0 = S_0 R_e$, де S_0 – максимальна крутизна вольт-амперної характеристики змішувача-перетворювача частоти; R_e – еквівалентний опір контурів тракту проміжної частоти.

Якщо заваду, що надходить по каналу проміжної частоти, не послабити до перетворювача, то вона не послабиться і в наступних

каскадах, настроєних на цю частоту. Тому для зменшення завад, що надходять по цьому каналу, підвищують вибірковість вхідних кіл та використовують режекторні фільтри, настроєні на проміжну частоту. У сучасних РПП забезпечують ослаблення приймання по каналу проміжної частоти на 80...100 дБ. Якщо $f < f_{\text{пр}}$, то можливе утворення каналів приймання на гармоніках прийнятого сигналу. Частоти побічних каналів (3.9) визначаються співвідношенням

$$f_{\text{пк}} = \frac{1}{m} f_{\text{пр}} \quad (3.10)$$

та збігаються з частотами фокусів цих каналів.

Якщо у формулі (3.3) значення $n \neq 0$, а $m = 0$, утворюються канали з частотою

$$nf_{\text{г}} = f_{\text{пр}}, \quad (3.11)$$

у яких приймач обробляє напругу частоти власного гетеродина як корисний сигнал.

При значеннях $n = -m$ співвідношення (3.3) набуває вигляду

$$mf - mf_{\text{г}} = f_{\text{пр}}, \quad (3.12)$$

що характеризує комбінаційні канали приймання на частоті

$$f_{\text{к}} = f_{\text{н}} + \frac{1}{m} f_{\text{пр}}. \quad (3.13)$$

Оскільки із рівняння (3.4) випливає вираз

$$f_{\text{г}} = \begin{cases} f_{\text{н}} + f_{\text{пр}} & \text{при } f_{\text{н}} < f_{\text{г}} \\ f_{\text{н}} - f_{\text{пр}} & \text{при } f_{\text{н}} > f_{\text{г}} \end{cases}, \quad (3.14)$$

то співвідношення (3.13) можна подати у вигляді

$$f_{\text{к}} = f_{\text{н}} + \frac{m \pm 1}{m} f_{\text{пр}}, \quad (3.15)$$

де знак «плюс» відповідає нерівності $f_{\text{н}} < f_{\text{г}}$, а знак «мінус» – нерівності $f_{\text{н}} > f_{\text{г}}$.

Якщо $m = \pm 1$, співвідношення (3.15) визначає так званий дзеркальний канал приймання, частота якого

$$f_{\text{з.к}} = f_{\text{н}} \pm 2f_{\text{пр}} \quad (3.16)$$

Дзеркальний і основний канали приймання розташовані симетрично відносно частоти гетеродина та характеризуються однаковим коефіцієнтом підсилення

$$K = S_{\Pi} R_{\epsilon}, \quad (3.17)$$

де: S_{Π} – крутизна вольт-амперної характеристики перетворювача частоти; K – коефіцієнт підсилення, менший за коефіцієнт підсилення каналу проміжної частоти.

Для ослаблення завади на частоті дзеркального каналу необхідно використовувати в тракті високої частоти фільтри з підвищеною вибірковістю та збільшувати частотне рознесення основного та дзеркального каналів, тобто підвищувати значення проміжної частоти. У сучасних приймачах забезпечується ослаблення завад, що надходять по дзеркальному каналу, на 70 ... 80 дБ. Серед побічних каналів приймання (3.12) враховують канали, що характеризуються значеннями $m < 3$, тобто канали, віддалені від основної частоти гетеродина, її другої та третьої гармонік на частоту f_{np} :

$$mf = nf_a \pm f_{\text{ю}}. \quad (3.18)$$

При значеннях n та m , які відрізняються від розглянутих раніше, утворюються комбінаційні канали приймання, що в загальному випадку характеризуються співвідношенням (3.3). Структура та порядок цих каналів залежить від обраного значення проміжної частоти f_{np} та частоти сигналу f . Проміжна частота визначається рівнянням основного перетворення (3.4) та при $f < f_r$ вона дорівнює $f_{\text{np}} = f_r - f$, що еквівалентно співвідношенню

$$mf + nf_a = f_a - f. \quad (3.19)$$

Останнє співвідношення з урахуванням рівняння основного перетворення можна подати у вигляді

$$\frac{f}{f + f_{\text{np}}} = \frac{1 - n}{1 + m} < 1. \quad (3.20)$$

Рівняння (3.20) справедливе, коли значення m від'ємні, n додатні та $|m| < |n|$ ($m = -2, -3, -4, \dots$; $n = 2, 3, 4, \dots$). На рис. 3.6, а побудовані графіки залежності $f/(f + f_{\text{np}})$, від коефіцієнту m при $n = \text{const}$. Точками на графіках позначені значення $(1 - n)/(1 + m)$,

які відповідають цілим значенням $m \leq 7$ та $n \leq 6$. Ці точки характеризують вид та порядок комбінаційного каналу, що утворюється при співвідношенні частот типу $f/(f + f_{\text{пр}}) < 1$.

Для того, щоб визначити тип та порядок комбінаційних каналів, що потрапляють у смугу пропускання фільтра проміжної частоти $f_{\text{пр.макс}} - f_{\text{пр.мін}}$, достатньо по осі ординат відкласти значення $f/(f + f_{\text{пр.мін}})$ і $f/(f + f_{\text{пр.макс}})$ та порахувати комбінаційні складові, які опинилися в цьому інтервалі. Якщо проміжна частота вибрана так, що виконується співвідношення $f > f_{\text{пр}}$, тобто $f_{\text{пр}} = f - f_r$, то $mf + nf_r = f - f_r$ і виконується співвідношення

$$\frac{f}{1 - f_{\text{пр}}} = \frac{1 + n}{1 - m} > 1. \quad (3.21)$$

яке є справедливим при додатних значеннях m і від'ємних значеннях n , при $|m| < |n|$ ($m = 2, 3, 4, \dots; n = -3, -4, -5, \dots$). Графіки залежності (3.21) для $m \leq 6$ і $n \leq 7$ зображені на рис. 3.6, б.

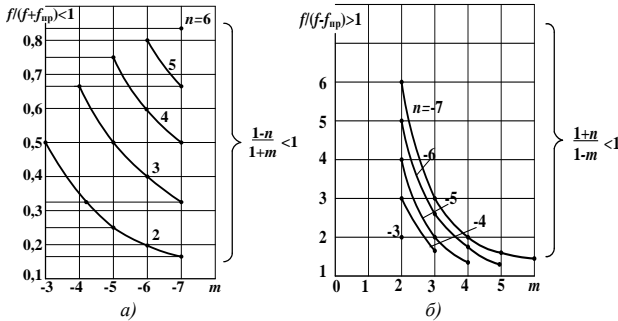


Рис. 3.6. Комбінаційні складові в інтервалі частот:
а) – при $f/(f + f_{\text{пр}}) < 1; f < f_r$; б) – при $f/(f + f_{\text{пр}}) > 1; f > f_r$

Використовуючи наведені графіки, можна так вибрати значення проміжної частоти, смугу пропускання фільтра та частоти настроювання РПП, щоб кількість утворюваних комбінаційних ка-

налів розглянутого типу було зведено до мінімуму. Слід зазначити, що сприйнятливість РПП за комбінаційними каналами погіршується зі збільшенням порядку комбінації $p = |m| + |n|$. Вона на 60...80 дБ нижча за чутливість за основним та дзеркальним каналами приймання. Також сприйнятливість за комбінаційними каналами послаблюється в міру наближення вольт-амперної характеристики нелінійного елемента до квадратичної.

3.3.3. Інтермодуляційні канали приймання

У практиці використання РЕЗ часто виникають ситуації, коли через недостатню вибірковість преселектора на вхід підсилювача високої частоти або першого перетворювача надходять два або більше сигналів на частотах f_1, f_2, \dots , які знаходяться за межами смуги частот основного каналу приймання. У тому разі, коли комбінації частот $mf_1 + nf_2 + \dots$ потрапляють в інтервал частот, що відрізняється від частоти настроювання РПП f_n на величину, яка дорівнює половині смуги пропускання фільтра проміжної частоти Δf_{np} , можлива поява інтермодуляційних каналів приймання. При взаємодії двох сигналів на елементі з нелінійною вольт-амперною характеристикою на його виході утворюються продукти інтермодуляції, частоти яких задовольняють співвідношення

$$|mf_1 + nf_2| = |f_n \pm 0,5 \Delta f_{np}|, \quad (3.22)$$

яке після нормування відносно частоти настроювання РПП можна перетворити до вигляду:

$$\left| m \frac{f_1}{f_n} + n \frac{f_2}{f_n} \right| = 1 \pm 0,5 \frac{\Delta f_{np}}{f_n}. \quad (3.23)$$

Співвідношення (3.23) є рівняннями прямих ліній. На рис. 3.7 наведено діаграму для визначення продуктів інтермодуляції другого та третього порядків, що побудована на основі виразу (3.23), як двопараметрична функція залежності величини відношення f_2 / f_n (вертикальна вісь) від величини відношення f_1 / f_n (горизонтальна вісь) для різних значень m та n [50].

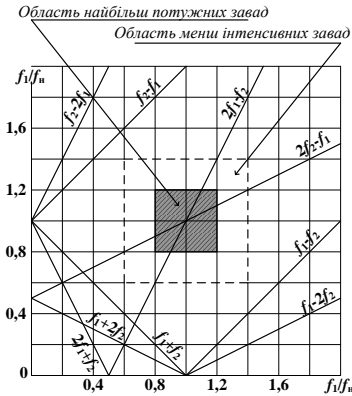


Рис. 3.7. Діаграма частот продуктів інтермодуляції другого та третього порядків

Якщо f_1 – частота, найближча до частоти настроювання f_n РПП, а f_2 – частота максимально віддалена від неї, то найбільш небезпечними є інтермодуляційні складові такого виду:

$$\left\{ \begin{array}{l} |f_1 \pm f_2 - f_n| \\ |2f_1 - f_2 - f_n| \\ |3f_1 - 2f_2 - f_n| \\ |4f_1 - 3f_2 - f_n| \end{array} \right\} \leq \Delta f_n,$$

які можуть з'явитися в смузі частот Δf_n на рівні -60 дБ. На цій номограмі окремо виділена область найбільш потужних завад у межах значень $f_2/f_n = f_1/f_n = 0,8 \dots 1,2$.

3.3.4. Сусідні канали приймання

До сусідніх відносять канали, які примикають до нижньої та верхньої границь смуги пропускання B_0 основного каналу приймання РПП, і дорівнюють йому за шириною. Поява сусідніх каналів приймання зумовлена недосконалістю вибірових характеристик вхідних кіл. Тому, крім першого, можна виділити другий, тре-

тій та інші сусідні канали, що межують між собою і віддалені від межі смуги пропускання основного каналу відповідно на дві, три і більше ширини B_0 . Наприклад, для РПП, який працює в метровому діапазоні хвиль та має смугу пропускання 50 кГц, область, зайнята сусідніми каналами, може становити до 10 МГц з кожного її боку [50]. Через наявність сусідніх каналів сильні завади, які недостатньо ослаблені вхідними колами РПП, разом із слабким корисним сигналом можуть надійти, наприклад, на вхід високочастотного підсилювача, який працює у лінійному режимі, та перевести його в нелінійний режим. При цьому у підсилювачі виникають такі небажані ефекти, як перехресна модуляція, інтермодуляція та блокування, тобто втрата підсилювальних властивостей. Крім того, завади разом із сигналом, пройшовши високочастотний тракт, можуть потрапити на змішувач – перетворювач частоти. При цьому на вході детектора утворюється завада, яка призводить до подавлення та маскування слабого сигналу на його виході. Тому потрібно забезпечувати ослаблення сусідніх каналів приймання на величину не меншу, ніж 80 дБ.

Здатність РПП до функціонування із належною якістю в умовах дії непередбачених завад на його антену залежить від таких його характеристик, як: ширина смуги пропускання (прозорості), вибірковість, ослаблення у неосновних каналах приймання, чутливість та інше.

3.4. Ширина смуги пропускання основного каналу РПП

За визначенням, шириною смуги пропускання РПП називається смуга радіочастот, у межах якої ослаблення сигналу відносно чутливості радіоприймача не перевищує задану величину [10].

Амплітудно-частотні характеристики реальних РПП відрізняються від ідеалізованих П-подібних і характеризуються скінченною крутизною їхніх скатів. Крутизна скатів амплітудно-частотної характеристики визначається як співвідношення різниць загасання на двох різних частотах, які знаходяться за межами смуги пропускання, до різниці цих частот. На практиці вибирають різниці частот, які відповідають загасанням на 3, 30 та 60 дБ.

Смуга пропускання РПП B_0 не повинна перевищувати ширину смуги $B_{\text{ш}}$, яка є необхідною для даного класу випромінювань, і в

кращому випадку повинна їй дорівнювати. Звуження смуги пропускання РПП порівняно з необхідною смугою призводить до спотворень прийнятого сигналу, а її розширення супроводжується погіршенням ЕМС. Але, оскільки радіопередавальні пристрої характеризуються нестабільністю частоти випромінювання, а РПП – нестабільністю частоти настроювання, то ці обставини враховують коли визначають ширину смуги пропускання приймача

$$B_0 = B_i + 2|\delta f_{\text{іден}}|.$$

Організуючи безпошуковий та без підстроювальний зв'язок треба враховувати поправку на максимальну частотну нестабільність радіолінії $2|\delta f_{\text{макс}}|$ в обидва боки від номінальної частоти. Якщо нестабільності частот передавача та приймача незалежні одна від одної, то максимальне розходження частот радіолінії визначається співвідношенням [7]:

$$\delta f_{\text{макс}} = \mu \sqrt{D(\delta f_{\text{рл}})},$$

де μ – коефіцієнт, який характеризує імовірність забезпечення безпошукового та безпідстроюваного зв'язку; $D(\delta f_{\text{рл}})$ – дисперсія частоти радіолінії, що визначається як сума дисперсій незалежних змін частот РПП та РПД $D(\delta f_{\text{рл}}) = D(\delta f_{\text{РПДП}}) + D(\delta f_{\text{РПП}})$. Коефіцієнт μ можна визначити з графіка, зображеного на рис. 3.8, якщо задана імовірність p забезпечення безпошукового та безпідстроюваного зв'язку.

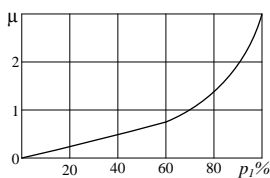


Рис. 3.8. Залежність коефіцієнта μ від імовірності забезпечення безпошукового та безпідстроювального зв'язків

Оскільки амплітудно-частотна характеристика реального РПП не є прямокутною, то на ній, окрім смуги пропускання основ-

ного каналу, можна виділити смуги затримки сигналів. Загасання в смугах затримки, що примикають до смуги пропускання з боку нижніх та верхніх частот, не залишається сталим, а зростає в міру віддалення від смуги пропускання. Тому ослаблення чутливості за сусідніми каналами приймання зростає зі збільшенням їхнього порядкового номера.

3.5. Вибірковість РПП

Електромагнітні коливання сигналу та завади, що діють на антену РПП, відрізняються за низкою ознак. Властивість приймального пристрою виділяти корисний сигнал із сукупності електромагнітних хвиль за певними ознаками характеризує його вибірковість. Ознаки, які відрізняють один сигнал від іншого, класифікують за:

- носійними частотами;
- домінуючим напрямом поширення;
- видом поляризації;
- зміною амплітуди сигналу в місці приймання;
- моментами часу імовірної появи сигналу.

Відповідно до цього розрізняють частотну, просторову, поляризаційну, амплітудну, часову, фазову вибірковості РПП та вибірковість за класом сигналу.

Частотна вибірковість – властивість РПП виділяти задану смугу частот зі спектру електромагнітних коливань, що надходять на його вхід. Частотна вибірковість характерна для всіх типів РПП.

Просторова вибірковість характеризує властивість РПП виділяти корисний сигнал із сукупності електромагнітних хвиль, які сприймаються антенним пристроєм, якщо напрями надходження сигналу та завади відрізняються один від одного.

Поляризаційна вибірковість характеризує властивість РПП виділяти корисний сигнал із сукупності електромагнітних хвиль, які діють на антену, якщо є відмінності в просторовій орієнтації їхніх складових в один і той самий момент часу.

Амплітудна (порогова) вибірковість характеризує властивість РПП розрізняти більший чи менший із сигналів, які діють на його вхід.

Часова вибірковість характеризує властивість РПП виділяти корисний сигнал із сукупності сигналів та завад, якщо орієнтовно відомий час появи корисного сигналу. Цей вид вибірковості здійснюється лише під час дії корисного сигналу.

Сучасні РПП характеризуються наявністю декількох видів вибірковості, наприклад, частотної, поляризаційної та просторової, але основною є частотна вибірковість. Приблизна форма характеристики частотної вибірковості РПП у вигляді залежності загасання від частоти зображена на рис. 3.3 штрихованою лінією. Характерні провали на ній ілюструють основний та окремі побічні канали приймання. Якщо частота завади виявляється близькою до частоти настроювання приймача і потрапляє в смугу пропускання основного каналу, то вона проявляється у вигляді биття носійних частот корисного та заважаючого сигналів. Під час відстроювання заважаючого сигналу починають проявлятися биття між носійною корисного сигналу та боковими частотами модульованої завади, що потрапляють у смугу пропускання основного каналу приймання. При подальшому відстроюванні завади може з тією чи іншою мірою ослаблення потрапити в приймальний тракт через один з побічних каналів приймання, розглянутих вище. Ослаблення сигналу у вибіркових колах визначається таким співвідношенням, дБ:

$$d = 10 \lg \frac{P_{\text{до}}(f)}{P_{\text{до, іаен}}(f_0)} = 20 \lg \frac{U_{\text{до}}(f)}{U_{\text{до, іаен}}(f_0)},$$

у якому $P_{\text{до}}$ і $P_{\text{до, іаен}}$ – потужність (напруга) вхідного сигналу на частоті f і сигналу на резонансній частоті f_0 високочастотного тракту відповідно.

Якщо $f - f_0 = \Delta f$, то характеристика вибірковості виражається залежністю значень d від величини розстроювання Δf (рис. 3.9, а). Ширину смуги пропускання РПП зазвичай визначають за рівнем $d = 3\text{дБ}$, а форму характеристики вибірковості оцінюють за коефіцієнтом прямокутності, тобто за відношенням відповідних смуг на рівні 60 та 3 дБ. Для рис. 3.9 вибірковість РПП оцінювалася лише за одним корисним сигналом. Тому частотну вибірковість такого типу називають односигнальною, або лінійною.

У реальних умовах на вхід РПП крім корисного сигналу діють ще й сигнали сторонніх джерел – небажані радіозавади. Як-

що сигнал, що заважає, сильний, сигналі коефіцієнт передачі приймального тракту, який містить нелінійні елементи, змінюється: для слабого корисного сигналу він зменшується. Очевидно, що при цьому смуга пропускання РПП вже залежить від співвідношення між рівнем завади та корисного сигналу. Тому в реальних умовах селективні властивості РПП оцінюють багатосигнальною (нелінійною) вибірковістю.

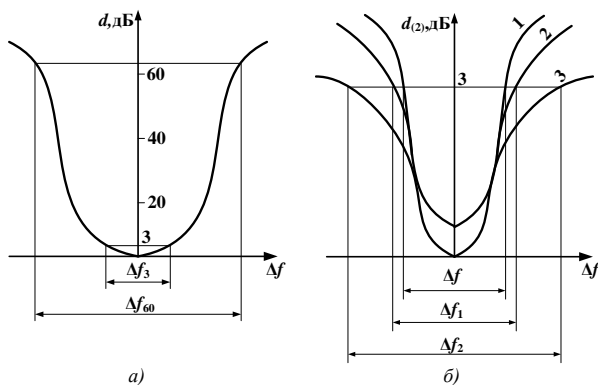


Рис. 3.9. Залежність односигнальної вибіркової від розстроювання (а), родина характеристик двосигнальної вибіркової (б)

Зазвичай використовують оцінку двосигнальної вибіркової, тобто співвідношенням

$$d_2 = 10 \lg \frac{P_{\text{с}}(f_{\text{с}})}{P_{\text{н}}(f_{\text{н}})} = 20 \lg \frac{U_{\text{с}}(f_{\text{с}})}{U_{\text{н}}(f_{\text{н}})},$$

яке залежить від різниці частот $\Delta f = f_{\text{н}} - f_{\text{с}}$ при постійному (заданому) відношенні сигналу до завади на виході РПП, а також від потужності завади $P_{\text{с}}(f_{\text{с}})$ та сигналу $P_{\text{н}}(f_{\text{с}})$ відповідно.

Родина характеристик двосигнальної вибіркової РПП зображена на рис. 3.9, б. Положення точки розходження характеристик односигнальної (крива 1) та двосигнальної (криві 2 і 3) вибіркової залежить від співвідношення рівнів завади / сигнал на

вході РПП. Співвідношення *завада / сигнал* для кривої 3 більше, ніж для кривої 2, оскільки в разі збільшення амплітуди завади погіршуються підсилювальні властивості РПП та розширюється смуга прозорості. Двосигнальна вибіркковість залежить також від динамічного діапазону РПП, який визначається відношенням максимально можливої амплітуди вхідного сигналу до чутливості. Якщо динамічний діапазон РПП дорівнює загасанню його вибіркових систем, то двосигнальна вибіркковість виявляється гіршою за односигнальну на 1,7 дБ. Якщо динамічний діапазон перевищує загасання селективних систем на 3 дБ, то характеристика двосигнальної вибіркковості гірша за односигнальну лише на 0,4 дБ [7]. На сьогодні немає аналітичної форми запису характеристики кривої багатосигнальної вибіркковості. Її знімають експериментальним шляхом за стандартними методиками для кожного виду та типу радіопередавального пристрою.

При малих частотних розстроєннях між корисним та заважаючим сигналами односигнальна та двосигнальна вибіркковість збігаються.

3.6. Розподіл підсилення по приймальному тракту

Нелінійні ефекти (перехресна модуляція, взаємна модуляція, блокування приймача та розширення його смуги пропускання) проявляються тим сильніше, чим вищий рівень завад на вході нелінійного елемента. Тому основну селекцію доцільно здійснювати при малих рівнях сигналів та завад, тобто ближче до входу РПП. У сучасних РПП з однократним перетворенням частоти фільтр основної вибіркковості розташовують за першим перетворювачем частоти, а в схемах з двократним перетворенням – за другим перетворювачем.

Це пояснюється тим, що ефективність вибіркових систем зростає зі зниженням частоти настроювання. Тому підсилення тракту РПП до фільтра основної вибіркковості має бути мінімальним та не перевищувати 20 дБ. Основне підсилення близько 30–40 дБ забезпечують в останньому каскаді підсилювача проміжної частоти (ППЧ). Розподіл коефіцієнта підсилення в тракті РПП до детектора показано на рис. 3.10.

Розподіляючи коефіцієнт підсилення між каскадами радіоприймача слід забезпечити потрібні ослаблення чутливості по комбінаційних каналах: дзеркальному, проміжної частоти та іншим.

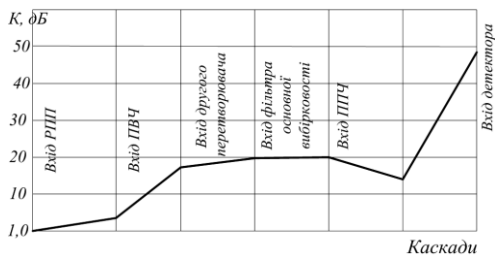


Рис. 3.10. Розподілення коефіцієнта підсилення по тракту РПП

Отже, раціональним розподілом коефіцієнта підсилення за каскадами РПП можна забезпечити потрібне значення чутливості по основному каналу, максимально ослабити чутливість по небажаних каналах, що дозволить забезпечити ЕМС РПП з іншими радіоелектронними пристроями. Тому далі розглянемо основні способи кількісного оцінювання чутливості РПП стосовно корисного сигналу та його сприйнятливості до дії неавтономних радіозавад.

3.7. Чутливість радіоприймача та його сприйнятливість до радіозбурень

Властивість РПП приймати слабкі сигнали характеризує його чутливість, тобто мінімальний рівень сигналу, який може бути виділений РПП із суміші сигналу та завад, що діє на його антену. Чутливість визначається величиною власних шумів радіоприймача та антени, які можна, ослабити, але неможливо усунути в принципі. Рівень корисного сигналу повинен бути достатнім для приведення в дію виконавчих пристроїв, підключених до виходу РПП (акустичних систем, засобів відображення тощо). Нормальне функціонування виконавчих пристроїв можливе при перевищенні рівня сигналу над шумом у задане число разів D . Тому реальна чутливість РПП визначається мінімальною величиною потужності (напруги)

вхідного сигналу $P_{\text{с.вх}}$, яка забезпечує нормальне функціонування виконавчого пристрою при заданому перевищенні сигналу над шумом. Реальна чутливість РПП визначається за співвідношенням:

$$P_{\text{н.дб}} = k T_0 \Delta f_{\phi} D \left(\frac{T_{\text{а}}}{T_0} + N - 1 \right), \quad (3.24)$$

у якому $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана; $T_0 = 293\text{К}$ – температура навколишнього простору, К; $T_{\text{е}}$ – шумова температура еквівалента антени, К; $T_{\text{е}}/T_0$ – відносна температура шуму антени, яка дорівнює співвідношенню між потужністю шуму реальної антени і потужністю шуму її еквівалента; $\Delta f_{\text{ш}}$ – шумова смуга РПП (дорівнює ~~його~~ смузі пропускання приймача ~~пропускання~~ B_0); D – задане співвідношення *сигнал / шум* на виході лінійної частини РПП до детектора; N – коефіцієнт шуму РПП, що характеризує ступінь зменшення відношення сигнал/шум на виході лінійної частини РПП порівняно з цим відношенням на його вході.

Для частот метрового діапазону ($30 \div 12$) МГц значення $T_{\text{е}}/T_0 \approx 1,8 \cdot 10^6 / f^3$ (частота – ~~у~~ мегагерцах). У метровому діапазоні хвиль при використанні напрямлених антен значення $T_{\text{е}}/T_0$ сягають кількох десятків одиниць. Для більш високих частот $T_{\text{е}}/T_0 \approx 1$. Реальна чутливість РПП за напругою визначається на підставі співвідношення (3.24)

$$U_{\text{н.дб}} = \sqrt{4 k T_0 R_{\text{а}} \Delta f_{\phi} D \left(\frac{T_{\text{е}}}{T_0} + N - 1 \right)}, \quad (3.25)$$

у якому $R_{\text{а}}$ – активний опір антени.

За співвідношеннями (3.24) та (3.25) можна визначити і граничну чутливість РПП, якщо параметр $D = 1$, тобто на виході лінійної його частини потужність сигналу дорівнює потужності шумів. Окрім корисного сигналу, який характеризується потужністю $P_{\text{св}} \geq P_{0,\text{св}}$, до входу РПП, що функціонує в реальній ЕМО, надходять і завади, що дорівнюють або перевищують за потужністю значення $P_{\text{с.вх}}$. Оскільки вибіркові властивості реального приймача

Отформатировано: украинский

залежать від співвідношення рівнів сигналу та завади на його вході (двосигнальна вибірковість) та погіршуються в разі збільшення потужності завади, то завада може потрапити у смугу пропускання основного каналу приймача та надійти на вхід перетворювача частоти. При цьому можливе утворення напруги проміжної частоти як комбінації гармонік завади та гармонік гетеродина і, як наслідок, поява відповідного комбінаційного каналу приймання, який відносять до побічних каналів. На вхід перетворювача завади можуть надійти не тільки через антену, але й через екран, корпус, кола живлення, керування, комутації тощо. Властивість РПП реагувати на завади, які впливають через антену та повз неї, зокрема й через екран, по колах живлення, керування, комутації, називається сприйнятливістю до завад. РПП характеризується найбільшою сприйнятливістю до таких завад, які, змішуючись з напругою гетеродина, можуть утворювати напругу проміжної частоти або потрапляти в смугу пропускання фільтра проміжної частоти $\Delta f_{\text{пр}}$. При цьому комбінації гармонік завади на частоті $f_{\text{з}}$ та гармонік гетеродина $f_{\text{г}}$ утворюють комбінації типу $m f_{\text{з}} + n f_{\text{г}} = f_{\text{іо}} \pm 0,5 \Delta f_{\text{іо}}$, де $m, n = \pm 1, \pm 2, \dots$. Останнє співвідношення, переписане відносно частоти завади,

$$f_{\text{з}} = f_{\text{іо}} \left| \frac{1}{m} \left(1 \pm 0,5 \frac{\Delta f_{\text{іо}}}{f_{\text{іо}}} - n \frac{f_{\text{г}}}{f_{\text{іо}}} \right) \right| \quad (3.26)$$

характеризує частоту каналу, який найбільшою мірою визначає сприйнятливість РПП до завад. У співвідношенні (3.26) відносна смуга $\Delta f_{\text{іо}} / f_{\text{іо}}$ є заданою, а значення $f_{\text{г}} / f_{\text{пр}}$ визначається частотою настроювання приймача (3.4). Ураховуючи співвідношення основного перетворення, частоти каналів, які розглядаються, можна визначити з виразів, отриманих на підставі формули (3.26), якщо $f_{\text{и}} < f_{\text{г}}$:

$$f_{\text{з}} = f_{\text{г}} \left| \frac{n \left(\frac{f_{\text{г}}}{f_{\text{іо}}} + 1 \right) \pm 0,5 \frac{\Delta f_{\text{іо}}}{f_{\text{іо}}}}{m} \right|,$$

$$f_{\zeta} = f_{i0} \left| \frac{1}{m} \left[1 \pm 0,5 \frac{\Delta f_{i0}}{f_{i0}} - n \left(\frac{f_i}{f_{i0}} + 1 \right) \right] \right|, \quad (3.27)$$

$$f_{\zeta} = f_{\bar{\alpha}} \left| \frac{n \left(\frac{f_i}{f_{i0}} - 1 \right) \pm 0,5 \frac{\Delta f_{i0}}{f_{i0}}}{m} \right|,$$

$$f_{\zeta} = f_{i0} \left| \frac{1}{m} \left[1 \pm 0,5 \frac{\Delta f_{i0}}{f_{i0}} - n \left(\frac{f_i}{f_{i0}} - 1 \right) \right] \right|. \quad (3.28)$$

$$P_3(f_3) = P_{\text{с.вх.мш}}(f) + I \lg n + J,$$

Осереднені значення сталих наведені в табл. 3.3.

Таблиця 3.3

Значення сталих I та J			
№	Діапазон частот, МГц	I , дБ / декада	J , дБ
1	$f < 30$	25	85
2	$30 - 300$	35	85
3	$f > 300$	40	60

Завади, які за потужністю (амплітудою) значно перевищують сигнал, можуть вивести каскади РПП у режим великих амплітуд, при якому виникають нелінійні ефекти: перехресні [спотворення](#), інтермодуляція, блокування. Далі розглянемо основні прояви таких ефектів та способи їх кількісного оцінювання.

3.8. Нелінійні ефекти в радіоприймальних пристроях

Нелінійними ефектами називають такі, що виникають в РПП внаслідок прояву нелінійних властивостей вольт-амперних характеристик активних елементів схем при впливі на них напруг з великими амплітудами. Уважають, що додетекторна частина приймального тракту лінійна, а перетворювач частоти в супергетеродинному РПП за малого рівня вхідного сигналу характеризується лінійними властивостями. Але насправді ВАХ окремих каскадів, які утворюють тракт підсилення високочастотних сигналів і перетворювача частоти, відрізняється від лінійної. Ця нелінійність проявляється тим сильніше, чим вищий рівень вхідного сигналу. Нелінійні властивості високочастотного тракту РПП особливо помітні, якщо на вході нелінійного елемента одночасно діють два або більше сигналів, один з яких, корисний, значно слабший за інші сигнали, що є завадами. У цих умовах нелінійну ВАХ РПП та окремих його ланок можна апроксимувати рядом Тейлора.

Нехай на вхід нелінійного елемента з ВАХ

$$i_{\text{вих}} = \Phi(U) \quad (3.29)$$

діє сума двох гармонічних напруг: корисного сигналу $U_c(t)$ та завади $U_z(t)$

$$U(t) = U_c \cos \omega_n t + U_z \cos \omega_z t. \quad (3.30)$$

У (3.30) і в інших співвідношеннях колова частота $\omega = 2\pi f$.

Нелінійні ефекти розглядаємо при виконанні умови:

$$U_c \ll U_3. \quad (3.31)$$

Ураховуючи (3.31), ВАХ нелінійного елемента (3.29) у межах його динамічного діапазону можна подати розкладенням у ряд Тейлора за степенями слабого сигналу $U_a(t)$ довкола робочої точки, положення якої визначається сильною завадою $U_c(t)$:

$$i_{\text{ввд}} = \hat{O}(U_c) + U_a \Phi'(U_c) + \frac{U_a^2}{2!} \Phi''(U_c) + \dots \quad (3.32)$$

У співвідношенні (3.32) обмежимося двома першими доданками. Перший доданок $i_s = \Phi(U_3)$ характеризує складову вихідного струму, зумовлену наявністю завади $U_c(t)$. Другий доданок визначає складову вихідного струму, зумовлену одночасною дією слабого сигналу $U_a(t)$ та сильної завади $U_c(t)$, причому $\Phi'(U_3) = S(U_3)$ – крутизна ВАХ нелінійного елемента, яка змінюється під впливом сильної завади. При цьому вихідний струм визначається сумою

$$i_{\text{ввд}} = i_c + i. \quad (3.33)$$

Оскільки крутизна вольт-амперної характеристики нелінійного елемента $S(U_3)$ визначається миттєвими значеннями сильної завади $U_c(t)$, то її можна подати як функцію параметра $\omega_c t$. При цьому складова i у співвідношенні (3.33) визначається другим доданком виразу (3.32):

$$i = U_a S(\omega_c t). \quad (3.34)$$

Залежність (3.34) властива лінійним параметричним колам і свідчить про те, що нелінійний елемент, який знаходиться під одночасним впливом сигналу та завади, поводить себе по відношенню до слабого сигналу як лінійний параметричний елемент, який керується за законом сильної завади, оскільки крутизна його ВАХ залежить від $U_3(t)$. Дійсно, будь-яку невелику ділянку вольт-амперної характеристики нелінійного елемента для слабого сигналу можна вважати лінійною. Розташування цієї ділянки на ВАХ у кожен момент часу визначається амплітудою більш сильної напруги, тобто напруги завади. Тому одночасний вплив на нелінійний

елемент двох або більше напруг супроводжується низкою специфічних ефектів, серед яких слід виділити такі:

- перехресні спотворення, або перехресна модуляція;
- інтермодуляція;
- блокування РПП завадою.

Виявимо сутність цих явищ.

3.8.1. Перехресні спотворення

Перехресні спотворення являють собою зміни структури спектру сигналу на виході радіоприймача за одночасної дії на його вхід сигналу та модульованої радіозавади, частота якої не збігається з частотами основного та побічних каналів приймання. Вона потрапляє в тракт РПП по сусідніх, тобто позасмугових каналах. Цей вид спотворень проявляється у вигляді модуляції слабого сигналу за законом обвідної сильної завади, носійна частота якої знаходиться за межами смуги пропускання основного каналу РПП.

Таке явище виникає за рахунок того, що дія завади викликає періодичне змінювання з частотою амплітудної модуляції завади робочої точки на вольт-амперній характеристичі нелинійного каскаду по чергові в бік меншої, а потім — у бік більшої крутизни. При цьому в спектрі вихідного сигналу крім бічних складових, які визначаються частотою модуляції Ω_c слабого сигналу, утворюються й бічні складові, які визначаються частотою модуляції Ω_z сильної завади. Цей вид спотворень відомий також як явище перехресної модуляції в РПП.

Нехай середнє положення робочої точки на вольт-амперній характеристиці нелинійного елемента задається сталою напругою зміщення U_0 . Сумарна напруга на вході елемента:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_0 + U(t), \quad (3.35)$$

де $U(t)$ – сума слабого сигналу та сильної завади типу (3.30).

Вихідний струм нелинійного елемента, який знаходиться під впливом вхідної напруги (3.35), можна знайти як розкладення в ряд Тейлора за степенями змінної складової вхідного сигналу (3.30) відносно середнього положення робочої точки, що визначається напругою зміщення $U_0 \gg (U_c + U_n)$

$$i_{\text{або}} = \hat{O}(U_{\text{ао}}) = \hat{O}(U_0) + U \hat{O}'(U_0) + \frac{U^2}{2!} \hat{O}''(U_0) + \frac{U^3}{3!} \hat{O}'''(U_0) + \dots \quad (3.36)$$

У співвідношенні (3.36) $\Phi'(U_0) = S$ – крутість вольт-амперної характеристики нелінійного елемента в робочій точці (це-впливає з аналізу розмірності відповідної складової); $\Phi''(U_0) = S'$ і $\Phi'''(U_0) = S''$ – перша та друга похідні крутизни ВАХ відповідно. Уважаючи, що вибірккові кола РПП пропускають лише складові на частоті сигналу ω_n , і враховуючи співвідношення (3.30) та (3.31), вихідний струм нелінійного елемента (3.36) після нескладних перетворень можна подати у вигляді:

$$i_{\text{або}} \approx \left(S U_n + \frac{1}{8} S'' U_n^3 + \frac{1}{4} S' U_n U_c^2 + \dots \right) \cos \omega_n t. \quad (3.37)$$

Припустимо, що сигнал та завада, які діють на вході РПП (3.30), модульовані за амплітудою та характеризуються глибиною модуляції m_c , m_z та частотами модуляції Ω_c , Ω_z відповідно. При цьому їхні обвідні визначатимуться такими виразами:

$$U_n = U_{m_n} (1 + m_c \cos \Omega_c t), \quad (3.38')$$

$$U_z = U_{m_z} (1 + m_z \cos \Omega_z t). \quad (3.38'')$$

Ураховуючи співвідношення (3.38), на підставі формули (3.37) дістанемо такий вираз для вихідного струму нелінійного елемента [7]:

$$i_{\text{або}} \approx S U_{\omega_c} \left(1 + \dots + m_c \cos \Omega_c t + \dots + \frac{1}{2} \frac{S''}{S} U_{m_c}^2 m_c \cos \Omega_c t + \dots \right) \cos \omega_c t. \quad (3.39)$$

Із останнього співвідношення випливає, що в спектрі вихідного сигналу містяться складова носійної частоти ω_c та бічні складові $\omega_c \pm \Omega_c$ та $\omega_z \pm \Omega_z$, які визначаються частотами модуляції корисного сигналу та сильною завади. Відношення рівня спектральних складових сигналу, що виникають унаслідок перехресних ви-

Отформатировано: Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

~~кривлень~~ в РПП, до рівня корисного сигналу на виході радіоприймача називається коефіцієнтом перехресних ~~викривлень~~:

$$K_{\text{тао}} = \frac{1}{2} \frac{m_{\epsilon}}{m_{\epsilon}} \frac{S''}{S} U_{\text{до}\epsilon}^2. \quad (3.40)$$

З розгляду співвідношень (3.40) та (3.39) випливає, що перехресні спотворення не виникають, якщо виконується одна з таких умов: відсутній корисний сигнал, завада не модульована за амплітудою або відсутні нелінійні властивості вольт-амперних характеристик третього та більш високих порядків. Оскільки коефіцієнт перехресних ~~викривлень~~ прямопропорційний квадрату амплітуди завади, то для його зменшення треба забезпечити мінімальний коефіцієнт підсилення преселектора, щоб знизити імовірність виникнення завади на виході підсилювача високої частоти та нелінійного перетворювача. Підвищення вибіркової вхідного кола РПП по сусідньому каналу також сприяє зниженню коефіцієнта перехресних ~~викривлень~~. Коефіцієнт перехресних ~~викривлень~~ в РПП зменшується, якщо підсилювачі високої частоти охоплені негативним зворотним зв'язком, який зумовлює зменшення ~~нелінійних-нелінійності-властивостей-характеристик~~ відповідних каскадів підсилення.

Впливом перехресних спотворень на якість корисного сигналу можна знехтувати, якщо коефіцієнт перехресних спотворень на виході РПП не перевищує величини 0,03. Відповідний рівень завади при цьому вважається допустимим.

3.8.2. Ефект інтермодуляції

Ефект інтермодуляції в РПП виникає при впливі на нелінійний елемент двох або більше різночастотних завад, які надходять до його входу сусідніми каналами за відсутності корисного сигналу, за умовою, що частотна комбінація завад або їх гармонік збігається з частотою настроювання основного каналу РПП або з частотою одного з його побічних каналів, наприклад каналу проміжної частоти або дзеркального каналу. При цьому суміш радіозавад обробляється в тракті РПП як корисний сигнал.

Кількісно явище інтермодуляції оцінюють за коефіцієнтом інтермодуляції, який визначають за відношенням рівня радіозавади, яка виникає внаслідок інтермодуляції, до рівня корисного сиг-

налу, який відповідає чутливості радіоприймача, визначених на виході тракту проміжної частоти. Оскільки амплітуди інтермодуляційних складових оберненопропорційні порядку p їхніх комбінацій, то враховують заважаючий вплив складових, що характеризуються значеннями $p \leq 3 \div 5$.

Розглянемо явище інтермодуляції більш докладно. Обмежимося другим та третім порядками можливих частотних комбінацій. Припустимо, що частоти завад f_1 та f_2 знаходяться поза смугою пропускання РПП, настроєного на частоту f_n . Унаслідок взаємодії завад у нелінійному елементі на його виході утворюються, наприклад, такі комбінаційні складові другого порядку

$$f_1 \pm f_2 = f_n \quad (3.41)$$

та третього порядку

$$\left. \begin{aligned} 2f_1 - f_2 &= f_n; \\ 2f_2 - f_1 &= f_n; \end{aligned} \right\} \quad (3.42)$$

що збігаються з частотою настройки приймача f_n . Рівень цих складових можна визначити на підставі розкладання вольтамперної характеристики нелінійного елемента в ряд Тейлора.

Нехай на вхід нелінійного каскаду, наприклад підсилювача, діє сума двох заважаючих сигналів:

$$U_{\text{вх}}(t) = K d_1 U_1 \cos \omega_1 t + K d_2 U_2 \cos \omega_2 t, \quad (3.43)$$

де: K – резонансний коефіцієнт передачі попередніх кіл; d_1 та d_2 – коефіцієнти ослаблення в них амплітуд різночастотних завад, кругові частоти яких ω_1 та ω_2 не збігаються з частотою ω_i .

Амплітуда вихідного струму нелінійного елемента для інтермодуляційних складових другого порядку визначається співвідношенням [8]:

$$I_{(2)i} = 0,5 K^2 d_1 d_2 U_1 U_2 \left[S'' + \frac{1}{8} S''' (U_1 + U_2) \right]. \quad (3.44)$$

Амплітуда вихідного струму корисного сигналу в резонансному колі:

$$I_c = U_c K S, \quad (3.45)$$

де U_c – амплітуда корисного сигналу; S – крутизна вольт-амперної характеристики нелінійного елемента.

Мінімально можливе значення $U_{c, \min}$ в РПП визначається його чутливістю. Чутливості за напругою, відповідно до (3.25), відповідає чутливість за струмом. На підставі виразів (3.44) та (3.45) з урахуванням формули (3.25) запишемо коефіцієнт інтермодуляції для складових другого порядку:

$$K_{\text{нб}(2)} = \frac{I_{(2)f}}{I_{\text{н.лф}}} = 0,5 K d_1 d_2 \frac{U_1 U_2}{U_{\text{н.лф}}} \left[\frac{S'}{S} + \frac{1}{8} \frac{S'''}{S} (U_1^2 + U_2^2) \right]. \quad (3.46)$$

Якщо у співвідношенні (3.46) знехтувати другим доданком порівняно з першим, що можна зробити без великої похибки, то отримаємо:

$$K_{\text{нт}(2)} = 0,5 K d_1 d_2 \frac{S'}{S} \frac{U_1 U_2}{U_{c, \min}}. \quad (3.47)$$

Амплітуда вихідного струму інтермодуляційних складових третього порядку (3.42), частота якого збігається з частотою настроювання РПП, визначається аналогічно [8].

Для складової третього порядку $2f_1 - f_2 = f_i$ значення струму інтермодуляції:

$$I_{(3)f} = \frac{K_{(3)}}{8} d_1^2 d_2 S'' U_1^2 U_2 \left(1 + \frac{K^2}{8} d_2^2 \frac{S^{(4)}}{S''} U_2^2 + \frac{K^2}{12} d_1^2 \frac{S^{(4)}}{S''} U_1^2 \right), \quad (3.48)$$

де $S^{(4)}$ – четверта похідна крутизни ВАХ нелінійного елемента.

Коефіцієнт інтермодуляції третього порядку визначається з урахуванням формули (3.48) таким співвідношенням:

$$K_{\text{нб}(3)} = \frac{I_{(3)f}}{I_{\text{н.лф}}} = \frac{K^2}{8} d_1^2 d_2 \frac{S''}{S} \frac{U_1^2 U_2}{U_{c, \text{лф}}} \times \left(1 + \frac{K^2}{8} d_2^2 \frac{S^{(4)}}{S''} U_2^2 + \frac{K^2}{12} d_1^2 \frac{S^{(4)}}{S''} U_1^2 \right). \quad (3.49)$$

Якщо в дужках виразу (3.49) другий та третій доданок значно менші за одиницю, то

$$K_{3\omega(3)f} = \frac{K^2}{8} d_1^2 d_2 \frac{S''}{S} \frac{U_1^2 U_2}{U_{\text{н.лф}}} . \quad (3.50)$$

Коефіцієнт інтермодуляції для складової третього порядку вигляду $2f_2 - f_1 = f_{\text{н}}$ визначається співвідношеннями, аналогічними виразам (3.49) та (3.50) при перестановці в них місцями індексів «1» та «2», які відносяться до взаємодійних сигналів.

Припустимо, що комбінація частот двох позасмугових сигналів збігається з проміжною частотою РПП $f_{\text{пр}}$:

$$f_1 \pm f_2 = f_{\text{пр}} . \quad (3.51)$$

Утворення інтермодуляційної складової цього типу можливе лише за участі напруги гетеродина $U_r(t) = U_r \cos \omega_r t$. Рівень вхідного струму інтермодуляційних складових другого порядку (3.51):

$$I_{(2)\omega} = \frac{1}{2} K^2 d_1 d_2 U_1 U_2 \left[\frac{S' + \frac{1}{4} S'' U_{\text{а}}^2 + \frac{1}{8} \hat{E}^2 S''' (U_1^2 d_1^2 + U_2^2 + d_2^2)}{S} \right],$$

$$I_{(2)\omega} = \frac{1}{2} K^2 d_1 d_2 U_1 U_2 \left[S' + \frac{1}{4} S'' U^2 + \frac{1}{8} K^2 S''' (U_1^2 d_1^2 + U_2^2 + d_2^2) \right]. \quad (3.52)$$

Амплітуда струму корисного сигналу на виході перетворювача визначається амплітудою S_1 – першої гармоніки зміни крутизни характеристики перетворювача частоти під дією напруги гетеродина

$$I_c = \frac{1}{2} S_1 U_c K . \quad (3.53)$$

При цьому коефіцієнт інтермодуляції:

$$K_{3\omega(2)\omega} = \frac{I_{(2)\omega}}{I_{\text{нлф}}} = K d_1 d_2 \frac{U_1 U_2}{U_{\text{нлф}}} \left[\frac{S''}{S_1} + \frac{1}{4} \frac{S'''}{S_1} U_{\text{а}} + \frac{1}{8} K^2 \frac{S'''}{S_1} (U_1^2 d_1^2 + U_2^2 d_2^2) \right].$$

Якщо $K U_1 < U_r$ і $K U_2 < U_r$, то

$$K_{\text{нт}(2)\text{пр}} = K d_1 d_2 \frac{U_1 U_2}{U_{\text{с.мін}}} \left(\frac{S''}{S_1} + \frac{1}{4} \frac{S'''}{S_1} U_r \right). \quad (3.54)$$

Отформатовано: Шрифт: 11 пт,
ниже на 13 пт

Позначивши $S'_0 = S' + \frac{1}{4} S''' U_r$, співвідношення (3.54) перепишемо так:

$$K_{\text{нт}(2) \text{ пр}} = K d_1 d_2 \frac{S'_0}{S_1} \frac{U_1 U_2}{U_{\text{с.мін}}}, \quad (3.55)$$

де S'_0 – стала складова першої похідної крутизни характеристики нелінійного елемента за період коливань напруги гетеродина за умови, що $U_1 = U_2 = 0$.

Якщо частота інтермодуляційної складової збігається з частотою дзеркального каналу

$$f_1 \pm f_2 = f_{\text{дз}}, \quad (3.56)$$

то коефіцієнт інтермодуляції визначається співвідношенням [8]:

$$K_{\text{ндо}(2) \text{ дз}} = \frac{1}{2} K d_1 d_2 \frac{S'_1}{S_2} \frac{U_1 U_2}{U_{\text{н до}}}, \quad (3.57)$$

де S'_1 – перша похідна першої гармоніки крутизни характеристики перетворювача $S_1 S_T$, яка змінюється під дією напруги гетеродина.

Із наведених співвідношень випливає, що ефект інтермодуляції в РПП зменшується в разі покращення ~~частотної характеристики~~ вибіркової кін, що містяться перед нелінійним елементом, а також від ступеня нелінійності ВАХ активних елементів радіоприймального тракту.

3.8.3. Ефект блокування

Ефект блокування РПП завадою визначається зменшенням рівня сигналу чи співвідношення *сигнал/шум* на виході радіоприймача за наявності завади на його вході, частота якої не збігається з частотами основного та побічних каналів приймання. Рівень сигналів та завад на вході РПП можуть сягати одиниць і навіть десятків вольт. Тому завади значного рівня, які знаходяться поза смугою основного каналу РПП, через недосконалість його селективних кін все ж проникають на вхід окремих його вузлів, наприклад, на вхід підсилювача високої частоти або перетворювача. При цьому робо-

Отформатировано: Шрифт: 11 пт, ниже на 5 пт

ча точка на ВАХ нелінійного елемента під впливом сильної завади зміщується на її пологу ділянку, яка характеризується низькою крутизною S , що призводить до втрати підсилювальних властивостей відповідного каскаду підсилювача. Коефіцієнт передачі приймального тракту зменшується, що утруднює або робить неможливою ефективну обробку корисного сигналу.

Зменшення коефіцієнта підсилення радіоприймального пристрою, який знаходиться під одночасним впливом слабого сигналу і сильної завади, називається блокуванням РПП.

Ефект блокування оцінюється відповідним коефіцієнтом, який визначається співвідношенням різниці рівнів сигналу на виході РПП за наявності та за відсутності завади на його вході до рівня цього сигналу за відсутності завади. Оскільки рівень вихідних сигналів за наявності та при відсутності завади визначається коефіцієнтом передачі приймального тракту, який залежить від крутизни ВАХ нелінійного елемента, то коефіцієнт блокування можна визначити за формулою

$$K_{\text{бл}} = (S - S_{\Sigma}) / S, \quad (3.58)$$

де S_{Σ} – середня крутизність вольт-амперної характеристики нелінійного елемента при одночасному впливі на його вхід суми сигналу та завади; S – крутизна вольт-амперної характеристики елемента за відсутності завади на його вході.

Значення середньої крутизни S_{Σ} можна визначити, представивши вольт-амперну характеристику нелінійного елемента рядом Тейлора (3.36). При цьому вихідний струм нелінійного елемента на частоті корисного сигналу

$$i_{\text{вих}} = \left(S + \frac{1}{8} S'' U_{\text{с}}^2 + \frac{1}{4} S''' U_{\text{с}}^3 + \frac{1}{32} S^{(4)} U_{\text{с}}^4 + \frac{1}{64} S^{(4)} U_{\text{з}}^4 + \frac{1}{192} S^{(4)} U_{\text{с}}^4 \right) U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{с}} t,$$

$$i_{\text{ào}} \approx \left(S + \frac{1}{8} S'' U_{\text{н}}^2 + \frac{1}{4} S'' U_{\text{с}}^2 + \frac{1}{32} S^{(4)} U_{\text{н}}^2 U_{\text{с}}^2 + \frac{1}{64} S^{(4)} U_{\text{с}}^4 \right) U_{\text{н}} \cos \omega_{\text{н}} t.$$

Вираз у круглих дужках цього співвідношення визначає середню крутизність S_{Σ} характеристики ВАХ нелінійного елемента,

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

який знаходиться під одночасним впливом напруг сигналу U_c та завади U_3 . Якщо виконується співвідношення $U_3 \gg U_c$, то середня крутизна ВАХ:

$$S_{\Sigma} \approx S + \frac{1}{4} S'' U_3^2 + \frac{1}{64} S^{(4)} U_3^4.$$

Підставляючи це значення у співвідношення (3.58), дістанемо:

$$K_{\text{обл}} = \frac{1}{4} \frac{S''}{S} U_3^2 \left(1 + \frac{1}{16} \frac{S^{(4)}}{S''} U_3^2 \right).$$

Із отриманого співвідношення випливає, що блокування в РПП, на відміну від перехресних спотворень, не залежить від того, модульована завада чи ні, а також не залежить від рівня корисного сигналу, проте істотно залежить від рівня завади. Вважають, що блокування слід урахувати в тому випадку, коли під дією завади коефіцієнт передачі нелінійного елемента зменшується більш ніж на 20 % (3 ~~дб~~). Для зменшення ефекту блокування РПП завадою треба покращувати якість вибірових кіл, які містяться перед нелінійним елементом, що знаходиться під впливом слабого сигналу та сильної завади. Ефект блокування не виникає, якщо відсутні нелінійності третього та більш високих порядків.

3.9. Ефект подавлення слабого сигналу сильною завадою на виході детектора

Припустимо, що до входу детектора амплітудно-модульованого (маніпульованого) сигналу одночасно надходять гармонічний сигнал

$$u_n(t) = U_n \cos \omega_n t, \quad (3.56)$$

та завада

$$u_{\zeta}(t) = U_{\zeta} \cos \omega_{\zeta} t, \quad (3.57)$$

причому виконується умова: $U_c \ll U_3$. Подамо вхідні взаємодії (3.56) та (3.57) у вигляді векторів $\overline{U_n} \overline{U_n}$ та $\overline{U_{\zeta}} \overline{U_{\zeta}}$. Якщо зафіксувати положення одного вектора, то другий буде обертатись віднос-

Отформатировано: Шрифт: 11 пт,
ниже на 5 пт

Код поля изменен

Отформатировано: Шрифт: 11 пт,
ниже на 5 пт

но нього з кутовою швидкістю $\Delta\omega = |\omega_3 - \omega_c|$ (рис. 3.8). При цьому кінець результуючого вектора $\vec{U} = \vec{U}_\Sigma + \vec{U}_c$ описує коло навколо кінця вектора \vec{U}_c . Оскільки з плином часу змінюється як величина, так і положення результуючого вектора, то можна зробити висновок про те, що результуюче коливання $u(t)$, яке визначається вектором \vec{U} , відрізняється від гармонічного та характеризується наявністю модуляції за амплітудою та фазою.

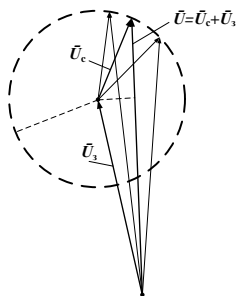


Рис. 3.8. Годограф вектора \vec{U} результуючого сигналу на вході детектора

Різниця частот $\Delta\omega$ називається частотою биття. Якщо радіусом \vec{U}_Σ окреслити дугу кола, то на періоді биття $\Delta T = 2\pi / \Delta\omega$ інтервал часу, протягом якого результуючий вектор \vec{U} перевищує рівень завади \vec{U}_c , виявляється більшим за інтервал часу, протягом якого виконується нерівність $U_c \ll U_\Sigma$. Отже, результуюче коливання містить сталу складову, яка виділяється при детектуванні. У разі зменшенні рівня \vec{U}_Σ порівняно з рівнем U_Σ результуюче коливання наближається до гармонічного. При цьому зменшується і рівень сталої складової, яка виділяється детектором, тобто погіршується ефект детектування. Це свідчить про подавлення слабкого сигналу сильною завадою в детекторі.

Код поля изменен

Код поля изменен

Код поля изменен

Код поля изменен

Код поля изменен

Код поля изменен

Використовуючи перетворення Гільберта, подамо результуюче коливання для одночасної дії сигналу та завади у вигляді:

$$u(t) = u_{\text{н}}(t) + u_{\text{с}}(t) = U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{н}} t + U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{с}} t = \\ = U(t) \cos[\omega_{\text{с}} t + \varphi(t)]$$

$$u(t) = u_{\text{н}}(t) + u_{\text{с}}(t) = U_{\text{н}} \cos \omega_{\text{н}} t + U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{с}} t = U(t) \cos[\Delta \omega t + \varphi(t)],$$

де об'єдна результуючого сигналу

$$U(t) = \sqrt{U_{\text{с}}^2 + U_{\text{н}}^2 + 2U_{\text{с}}U_{\text{н}} \cos \Delta \omega t} = \\ = U_{\text{н}} \sqrt{1 + \frac{U_{\text{с}}^2}{U_{\text{н}}^2} + 2 \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{н}}} \cos \Delta \omega t}, \quad (3.58)$$

а фаза

$$\varphi(t) = \arctg \frac{U_{\text{н}} \sin \Delta \omega t}{U_{\text{н}} + U_{\text{с}} \cos \Delta \omega t}.$$

Оскільки детектор амплітудно-модульованих сигналів не чутливий до їхніх фазових змін, то проаналізуємо лише об'єдну результуючого сигналу. Для виділення постійної складової за формулою (3.58) скористаємось розкладанням у ряд функції типу

$$\sqrt{1-x} \approx 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \dots \quad (3.59)$$

При $x < 1$, обмежившись першими трьома членами ряду (3.59), нехтуючи складовими зі степенями третього та більш високим порядків, після деяких перетворень співвідношення (3.58) подамо в такій формі:

$$U(t) \approx U_{\text{с}} + \frac{1}{4} \frac{U_{\text{с}}^2}{U_{\text{н}}} + U_{\text{н}} \cos \Delta \omega t - \frac{1}{4} \frac{U_{\text{н}}^2}{U_{\text{с}}} \cos \Delta \omega t.$$

У цьому співвідношенні перший [доданок](#) характеризує сталу складову, зумовлену сильною завадою, другий [доданок](#) – сталу складову, зумовлену слабким сигналом, але таку, що залежить від рівня завади. Третій та четвертий [доданки](#) характеризують складові на частоті биття та на її другій гармоніці.

Отформатировано: Отступ: Первая строка: 0 см

Ефект подавлення слабого сигналу сильною завадою на виході детектора можна оцінити за коефіцієнтом, що визначається як відношення другої сталої складової до першої таким виразом:

$$K_{\text{зб}} = 0,25 \left(\frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{с}}} \right)^2. \quad (3.60)$$

Із розгляду (3.60) випливає, що за умови $U_{\text{с}} \ll U_{\text{з}}$ відношення сигналу до завади на виході детектора виявляється гіршим, ніж на його вході. Тому відношення сигналу до завади потрібно збільшувати в колах РПП, які знаходяться перед детектором. Детектування слабого сигналу супроводжується його подавленням складовими завади та маскуванням низькочастотним биттям. Маскування проявляється тим слабше, чим на більшу величину відрізняються частоти сигналу та завади. Якщо сигнал і завада модульовані за амплітудою та характеризуються коефіцієнтами модуляції $m_{\text{с}}$ та $m_{\text{з}}$, то коефіцієнт подавлення можна визначити за співвідношенням

$$K_{\text{зб}} = 0,5 \frac{m_{\text{н}}}{m_{\text{с}}} \left(\frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{с}}} \right)^2.$$

Зменшення ефекту подавлення при використанні амплітудно-модульованих сигналів пояснюється наявністю додаткових ознак, які відрізняють сигнал від завади. Ефект подавлення слабого сигналу сильною завадою проявляється лише в безінерційних детекторах, у яких стала часу наближається до нуля або значно менша (на порядок) за найменший період коливань корисного сигналу.

Питання та завдання для самоконтролю

1. Назвіть основні характеристики РПП, які впливають на забезпечення ЕМС РЕА. Якою є сутність кожної з них? До якої з них належить показник – «коефіцієнт прямокутності»?
2. Як характеристика односигнальної частотної вибіркості РПП співвідноситься зі спектром випромінювання радіопередавача?
3. Дайте визначення понять: «односигнальна вибіркості РПП», «двосигнальна вибіркості РПП». Як дослідити їх у лабораторних умовах?

Формат: Список

4. Дайте визначення понять: «динамічний діапазон РПП при односигнальній вибірковості» і «динамічний діапазон РПП при двосигнальній вибірковості»

5. Від яких обставин залежать чутливість і сприйнятливість РПП? Як вони взаємопов'язані?

6. Дайте у вигляді співвідношення умови виникнення каналів приймання у РПП супергетеродинного типу.

7. Як визначити порядок комбінаційного каналу РПП?

8. Якими є сутність основного, побічного і позасмугового каналів приймання в РПП супергетеродинного типу за визначеннями?

9. Які канали приймання належать до сусідніх каналів? Поясніть причини їх виникнення.

10. За яких умов в РПП виникають інтермодуляційні канали приймання?

11. Які частоти відносять до «фокусних»? Як їх оцінити?

12. Які явища проявляються в нелінійному колі, якщо воно знаходиться під одночасним впливом слабого сигналу і сильної завади?

13. За яких обставин в РПП виникають ефекти блокування, перехресних спотворень, інтермодуляції? У чому полягає сутність кожного з них, від яких чинників вони залежать? Як ці ефекти оцінити кількісно?

14. У чому полягає сутність ефекту подавлення слабого сигналу сильною завадою на виході лінійного детектора? Які обставини на це впливають?

РОЗДІЛ 4

ОСОБЛИВОСТІ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ЦИФРОВОЇ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

4.1. Загальні положення

До цифрової радіоелектронної апаратури (РЕА) належать такі радіоелектронні засоби (РЕЗ), у яких первісний аналоговий сигнал перетворюється в цифровий код, згідно з яким здійснюється цифрова маніпуляція (модуляція) носійного високочастотного коливання. На приймальній стороні відбувається дешифрування сигналу, відновлення його вихідного спектрального складу та подальше відображення. На рис. 4.1 зображені структурні схеми радіопередавального та радіоприймального пристроїв цифрових РЕЗ.

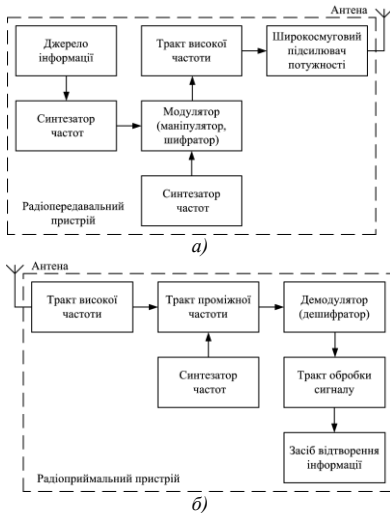


Рис. 4.1. Структурні схеми РПД (а) та РПП (б) цифрових РЕЗ

У передавальному пристрої (рис. 4.1, *а*) вихідний сигнал від джерела інформації перетворюється в цифровий код, який через маніпулятор (модулятор) змінює певні параметри носійного коливання, яке формується синтезатором сітки робочих частот та підсилюється трактом високої частоти і підсилювачем потужності. Після цього сформований сигнал випромінюється антеною. У приймальному пристрої (рис. 4.1, *б*) тракт високої частоти здійснює попередню селекцію та підсилення прийнятого антеною сигналу, далі після перетворення в тракті проміжної частоти відбувається основна частотна селекція, після чого дешифратор і тракт обробки інформації відновлюють необхідну інформацію, яка подається на відповідний засіб відображення або відтворення. Характерною відмінністю цифрових РЕЗ від аналогових є те, що у цифрових значно більша ширина смуги робочих частот та, відповідно, багатший спектральний склад небажаних випромінювань. Але швидкість передавання даних та якість відновлення значно вищі, ніж в аналогових РЕЗ, що й зумовлює широке використання цифрових форматів сигналів. Тому в критеріях та оцінках параметрів ЕМС цифрових РЕЗ є специфічні особливості.

Виходячи з поданих попередніх зауважень, розглянемо далі основні критерії ЕМС цифрових РЕЗ, способи оцінювання відповідних параметрів, фізичний прояв дії завад та технічні засоби захисту від них.

4.2. Спільні характеристики і параметри ЕМС аналогових та цифрових РЕЗ

За структурою параметри ЕМС можна поділити на три групи: прості, групові і узагальнені. До простих відносяться елементарні енергетичні параметри, що визначають показники ЕМО:

- відстань між джерелом завади (заважаюча станція ЗС) і рецептором завади (станція-рецептор, тобто станція, підвладна дії завад) $R_{\text{д}}$;
- кут приходу завади φ_3 , тобто кут між віссю діаграми спрямованості антени станції-рецептора і напрямом від точки її розташування на джерело завади;

– розстроєння носійних частот сигналу f_c і завади f_3 , що визначається як $\Delta f_\delta = |f_c - f_3|$;

– рівень завади на вході приймача станції-рецептора $P_{3\text{вх}}$, дБВт.

До групових параметрів відносяться такі, які являють собою сукупність елементарних енергетичних параметрів або деякий системний показник, що є функцією від такої сукупності [25, 26, 41,44]:

– еквівалентна ізотропно-випромінювана потужність (ЕІВП) заважаючої станції P_{i3} , дБВт;

– щільність потоку потужності (ЩПП) заважаючої станції, W_3 , дБВт/м²;

– відношення сигнал-завада (ВСЗ) q_3 і відсоток його зменшення нижче фіксованого значення T_3 на вході приймача станції-рецептора, дБ;

– коефіцієнт ослаблення завад (КОЗ) γ , дБ;

– потужність завади P_3 і відсоток її появи T_3 на виході станції-рецептора аналогових систем радіозв'язку;

– імовірність помилок $P_{\text{пом}}$ і відсоток їх появи $T_{\text{пом}}$ на виході станції-рецептора цифрових систем радіозв'язку;

– ефективність використання радіоспектру E_f .

Допустимі значення параметрів, що зазначені, є однойменними критеріями ЕМС. У деяких випадках можуть використовуватись специфічні критерії ЕМС, наприклад:

– мінімально-допустима відстань $R_{\text{м,доп}}$ між джерелом завади і станцією-рецептором – територіальне рознесення (ТР) або координатна відстань (КВ);

– мінімально-допустимий кут приходу завади $\varphi_{\text{м,доп}}$ – кутове рознесення (КР);

– мінімально-допустиме розстроєння носійних частот сигналу і завади $\Delta f_{\text{р,доп}}$ – частотне рознесення (ЧР);

– мінімально-допустиме відношення сигнал/завада $q_{\text{здоп}}$ – захисне відношення (ЗВ).

Якщо кількість станцій радіослужб дуже велика – визначити оптимальні умови ЕМС для всіх станцій вельми складно. Зокрема, наприклад, при поєднанні станцій наземної фіксованої служби (НФС) і фіксованої супутникової служби (ФСС), оскільки наземних станцій може бути дуже багато. У такому разі додатково використовуються прості або групові критерії ЕМС, що визначають умови забезпечення виконання основних критеріїв. Такими критеріями, наприклад, є густина потоку потужності космічних станцій (КС) біля поверхні Землі, кутове рознесення між головним напрямом випромінювання станцій НФС і напрямом від неї на точку розташування геостационарної космічної ФСС [41].

4.3. Принципи визначення критеріїв ЕМС цифрових РЕЗ

Під критерієм ЕМС розуміють допустиме значення показників ЕМС, які забезпечують умови виконання ЕМС радіослужб у певній електромагнітній обстановці. Визначаючи види і значення критеріїв ЕМС, треба враховуватися такі особливості сумісного використання смуг радіочастот радіослужбами. Критерії ЕМС не повинні ускладнювати розвиток радіослужб, а повинні бути засновані на компромісі між максимально-допустимим рівнем завади для кожної з цих служб і мінімальної потужності, що забезпечує задану якість їх роботи [25, 26, 27, 41]. Тому значення критеріїв ЕМС вибираються так, щоб забезпечувалась нормальна робота всіх радіослужб у даній смузі частот при допустимих рівнях взаємних завад. При цьому допускається відносно невелике перевищення рівня завад (на 10...20 %) від повного допустимого, як, наприклад, прийнято в наземній фіксованій службі і фіксованій супутниковій службі. Водночас для наземної радіомовної служби і радіомовної супутникової служби (РМС) в якості критеріїв ЕМС нормуються значення захисного відношення q_3 і відсотка часу прояву завади T_3 . Для деяких радіослужб критерієм ЕМС служить рівень завади (на вході станції-рецептора), значення якої обираються на 5...10 дБ нижче рівня сигналу.

Деяке погіршення якості функціонування РЕЗ унаслідок максимально допустимого рівня завади повинно компенсуватися покращенням технічних характеристик систем, підвищенням їхніх енергетичних параметрів, що пов'язане з певними додатковими витратами $C_{\text{АІН}}$ на реалізацію забезпечення умов ЕМС.

Розробляючи критерії ЕМС, слід враховувати дві категорії завад [25, 26, 27, 44]:

- завади, що створюються службами, які спільно використовують смуги частот на первинній основі; ці завади повністю або частково потраплятимуть у смугу пропускання приймача рецептора;
- завади від служб, відмінних від тих, що використовують смуги частот на первинній основі; ці завади можуть бути численними і дуже різноманітними та можуть урахуватися як гаусівський шум.

Унаслідок того, що параметри завад змінюються в часі, одного значення критерію для коректного розрахунку умов ЕМС недостатньо. У [41] наведено два значення критерію ЕМС – довготривале (для 20 % часу) і короткочасне (< 1 % часу). Точне значення відсотка часу дії короткочасної завади пов'язане з показниками якості функціонування розгляданої системи. Методи визначення величин критеріїв ЕМС для сумісного використання смуг частот НФС і ФСС наводяться в [25, 26, 27, 41, 44, 53].

Відомо багато потенційних джерел завад, що спричиняють погіршення показників якості функціонування систем радіозв'язку, та ситуацій, коли одна завада діє на різні частини однієї системи, такий як, наприклад, багатопролітна радіорелейна лінія (РРЛ). У таких випадках необхідно розподілити загальні показники якості між окремими ділянками, а потім у межах ділянки показники якості пропорційно діляться між різними джерелами завад.

Принцип розподілу показників якості і готовності, за якими можна обчислити допустимий рівень довготривалої завади, наведений в [41, 44], де показано, що в разі релеєвських завмирань завад, сумарний рівень яких на 10 дБ нижчий за рівень власних шумів приймача, погіршення показників якості не перевищуватиме 10 %.

Визначення рівнів короточасних завад і відповідних відсотків часу має проводитися з урахуванням впливу на показники якості/готовності характеристик завмирань, зокрема й можливу кореляцію рівнів сигналу і завади на вході приймача станції-рецептора.

Під час визначення критеріїв ЕМС має оцінюватися також імовірність появи завад на вході антени станції-рецептора. У такому оцінюванні слід використовувати сучасні моделі поширення радіохвиль, які розглянуті в розділі 6. Розрахунки втрат поширення радіохвиль повинні включати такі чинники, як поглинання в атмосфері, дифракційні втрати, втрати внаслідок розсіювання метеороутвореннями тропосфери і локальними неоднорідностями місцевості, втрати через деполаризацію, вплив багатопроменевого поширення радіохвиль. Крім того, може знадобитись урахування як сумарного рівня завад загалом, так і рівня однієї завади зокрема.

4.4. Вимоги нормативних документів до параметрів та характеристик ЕМС цифрових РЕЗ

Нормативними документами Міжнародного Союзу Електротехніків передбачені вимоги на характеристики та параметри ЕМС для виробників та експлуатантів аналогових і цифрових РЕЗ із метою забезпечення необхідної якості сумісного функціонування різноманітних незалежних засобів та систем. Нормування характеристик та параметрів полягає в розробці таких конкретних норм на чисельні дані, які б, з одного боку, були практично досяжними в реальній апаратурі та обладнанні, а з іншого, – задовольняли потреби практики розв'язання проблем ЕМС. У сучасних умовах, коли кожного року з'являються нові формати сигналів та відповідне обладнання цифрових РЕЗ, експертам та аналітикам МСЕ доводиться постійно розробляти нові рекомендації. Враховуючи значне обмеження в часі та складні формати сигналів, кількісні характеристики рекомендацій розробляються переважно експериментально-дослідним та емпіричним шляхами. При цьому в одному посібнику неможливо віддзеркалити нормативні вимоги до всіх сучасних та майбутніх цифрових РЕЗ і відповідних форматів сигналів, тому далі в табл. 4.1–4.6 подано основні Рекомендації МСЕ як приклад нормування характеристик і параметрів ЕМС.

Таблиця 4.1

Фіксована супутникова служба (ФСС)

<p><i>Рекомендація SF.356</i></p> <p><i>Корисний сигнал:</i> аналоговий багатоканальний телефонний сигнал з частотним розділенням і з ЧМ носійною. <i>Сумісна служба:</i> НФС.</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> середньохвилинна потужність завад P_3 в телефонному каналі 1000 пВт не більше 20 % місяця; 50000 пВт не більше 0,03 % місяця.</p> <p><i>Умови забезпечення:</i> координація мереж.</p>
<p><i>Рекомендація SF.466</i></p> <p><i>Корисний сигнал:</i> аналоговий багатоканальний телефонний сигнал з частотним розділенням і з ЧМ носійною. <i>Сумісна служба:</i> інші мережі ФСС.</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> середньохвилинна потужність завад у телефонному каналі 2500 пВт не більше 20 % місяця; завада від однієї мережі 800 пВт.</p> <p><i>Умови забезпечення:</i> координація мереж.</p>
<p><i>Рекомендація SF.523</i></p> <p><i>Корисний сигнал:</i> цифровий сигнал з 8-розрядною ІКМ і з цифровою ФМ носійною.</p> <p><i>Сумісна служба:</i> інші мережі ФСС.</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> 25 % повної потужності шуму на виході демодулятора, при якій імовірність помилки $P_{\text{пом}} = 10^{-6}$; завада від однієї мережі 6 % повної потужності шуму.</p> <p><i>Умови забезпечення:</i> координація мереж.</p>
<p><i>Рекомендація SF.558</i></p> <p><i>Корисний сигнал:</i> цифровий сигнал з 8-розрядною ІКМ і з цифровою ФМ носійною.</p> <p><i>Сумісна служба:</i> НФС (Таблиця.1.2).</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> Середня за 10 хв. потужність завади не повинна перевищувати протягом більше 20 % місяця 10 % повної потужності шуму на вході демодулятора, яка зумовлює $P_{\text{пом}} = 10^{-6}$; потужність завади не повинна викликати зменшення готовності більш ніж на 0,03 % часу місяця, протягом якого середньохвилинна $P_{\text{пом}} > 10^{-4}$; потужність завади не повинна викликати зменшення готовності більш ніж на 0,005 % часу місяця, протягом якого середньосекундна $P_{\text{пом}} > 10^{-3}$.</p> <p><i>Умови забезпечення:</i> координація станцій, обмеження еквівалентної ізотропно-випромінюваної потужності (ЕІВП).</p>

<p><i>Рекомендація SF.483</i> <i>Корисний сигнал:</i> аналоговий телевізійний сигнал з ЧМ носійною. <i>Сумісна служба:</i> інші мережі ФСС. <i>Критерій ЕМС:</i> 10 % допустимої потужності шумів у відеоканалі не більше 1 % місяця; завада від однієї мережі 4% допустимої потужності шуму. <i>Умови забезпечення:</i> координація мереж.</p>
<p><i>Рекомендація SF.358</i> <i>Сумісна служба:</i> НФС. <i>Критерій ЕМС:</i> допустима густина потоку потужності сигналу біля поверхні Землі не повинна перевищувати в будь-якій смузі 4 кГц: – у діапазоні 2,5 ГГц...2,69 ГГц: -152 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(-152+0,75[\beta-5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -137 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$; – у діапазоні 3,4 ГГц...7,75 ГГц: -152 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(-152+0,5[\beta-5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -142 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$; – у діапазоні 8,025 ГГц...11,7 ГГц: -150 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(150+0,5[\beta-5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -140 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$; – у діапазоні 12,2 ГГц...12,75 ГГц: -148 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(-148+0,5[\beta-5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -138 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$; – у діапазоні 17,7 ГГц...27,5 ГГц: -115 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(-115+0,5[\beta-5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -105 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$ (в смузі 1 МГц). Примітка: β – кут надходження радіосигналу від джерела.</p>
<p><i>Рекомендація SF.1004</i> <i>Сумісна служба:</i> НФС. <i>Критерій ЕМС:</i> ЕІВП земної станції в будь-якому напрямі до горизонту не повинна перевищувати таких значень: – у смугах частот 1 ГГц...15 ГГц: $+40 \text{ дБВт}$ у будь-якій смузі шириною 4 кГц для $\beta \leq 5^\circ$; $(40+3\beta) \text{ дБВт}$ у будь-якій смузі шириною 4 кГц для $0^\circ < \beta \leq 5^\circ$; – у смугах частот вище 15 ГГц: $+64 \text{ дБВт}$ в будь-якій смузі шириною 1 МГц для $\beta \leq 5^\circ$; $(64+3\beta) \text{ дБВт}$ у будь-якій смузі шириною 1 МГц для $0^\circ < \beta \leq 5^\circ$; ЕІВП не обмежена при $\beta > 5^\circ$.</p>

Таблиця 4.2

Наземна фіксована служба (НФС)

<p><i>Рекомендація SF.357</i></p> <p><i>Корисний сигнал:</i> аналоговий багатоканальний телефонний сигнал з частотним розділенням і з ЧМ носійною. <i>Сумісна служба:</i> ФСС.</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> середньохвилинна потужність завад у телефонному каналі 1000 пВт не більше 20 % місяця; 50000 пВт не більше 0,03 % місяця.</p> <p><i>Умови забезпечення:</i> обмеження ЩПП земних станцій (ЗС) ФСС; координація розташування ЗС.</p>
<p><i>Рекомендація SF.615</i></p> <p><i>Корисний сигнал:</i> цифровий сигнал з 8-розрядною ІКМ і з цифровою ФМ носійною.</p> <p><i>Сумісна служба:</i> ФСС.</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> заважаючі випромінювання не повинні погіршувати якість, викликаючи збільшення більш, ніж 0,0054 % місяця, протягом якого середньосекундна $P_{\text{м}} > 10^{-3}$; заважаючі випромінювання не повинні погіршувати якості, викликаючи збільшення кількості секунд з помилками в каналі зі швидкістю 64 кбіт/с, більш, ніж на 0,032 % місяця.</p> <p><i>Умови забезпечення:</i> обмеження ЩПП земних станцій (ЗС) ФСС; координація розташування ЗС.</p>
<p><i>Рекомендація SF.406</i></p> <p><i>Сумісна служба:</i> ФСС.</p> <p><i>Критерій ЕМС:</i> ЕІВП радіорелейних станцій не повинна перевищувати:</p> <ul style="list-style-type: none"> — у смугах частот 1 ГГц ... 10 ГГц: +55 дБВт за будь-яких умов; +47 дБВт у напрямі геостационарної орбіти (ГСО) в секторі 0...0, 5°; (47...55) дБВт у напрямі ГСО в секторі кутів 0,5°...1,5°; — у смугах частот 10 ГГц...15 ГГц: +55 дБВт за будь-яких умов; +45 дБВт у напрямі ГСО в секторі 0...1,5°; — у смугах частот понад 15 ГГц: +55 дБВт за будь-яких умов; <p>Потужність передавачів радіорелейних станцій, що підводиться до входу антени, не повинна перевищувати таких значень: +13 дБВт у смугах частот 1 ГГц ... 10 ГГц; +10 дБВт понад 10 ГГц.</p>

Закінчення табл. 4.2

<p><i>Рекомендація SF.1338</i> <i>Смуга частот:</i> 1452 МГц...1492 МГц. <i>Сумісна служба:</i> РСС. <i>Критерій ЕМС:</i> допустима густина потоку потужності сигналу біля поверхні Землі не повинна перевищувати:</p> <ul style="list-style-type: none"> – для аналогових систем у будь-якій смузі 4 кГц: -152 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(-152 + 0,5[\beta - 5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -142 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$; – для цифрових систем у будь-якій смузі 1 МГц: -128 дБВт/м^2 для $\beta \leq 5^\circ$; $(-128 + 0,5[\beta - 5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -118 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$.
<p><i>Рекомендація SF.760</i> <i>Смуга частот:</i> 21,4 ГГц...22,0 ГГц. <i>Сумісна служба:</i> РСС. <i>Критерій ЕМС:</i> допустима щільність потоку потужності (ЩПП) сигналу біля поверхні Землі не повинна перевищувати в будь-якій смузі 1 МГц за будь-яких умов: -115 дБВт/м^2 для $0^\circ < \beta \leq 5^\circ$; $(-115 + 0,5[\beta - 5]) \text{ дБВт/м}^2$ для $5^\circ < \beta \leq 25^\circ$; -105 дБВт/м^2 для $25^\circ < \beta \leq 90^\circ$.</p>
<p><i>Рекомендація SF.1334</i> <i>Смуга частот:</i> 1 ГГц...3 ГГц. <i>Сумісна служба:</i> СРС. <i>Критерій ЕМС:</i> максимальна сумарна завада від СРС, зокрема й базові і рухомі станції, повинна бути такою, щоб зниження чутливості приймача НФС не перевищувало 1 дБ за нормальних умов поширення радіохвиль. <i>Умови забезпечення:</i> координація станцій.</p>

Таблиця 4.3

Наземна радіомовна служба (НРС)

<p><i>Рекомендація BT.655</i> <i>Корисний сигнал:</i> аналоговий телевізійний сигнал з АМ носійною з частково пригніченою боковою смугою. <i>Сумісна служба:</i> та ж служба, РСС. <i>Критерій ЕМС:</i> захисне відношення – не менше 36 дБ. <i>Умови забезпечення:</i> частотно-територіальне планування, обмеження ЩПП, координація.</p>

Таблиця 4.4

Радіомовна супутникова служба (РМС)

*Рекомендація BS.634**Корисний сигнал:* аналоговий мовний сигнал з ЧМ носійною.*Сумісна служба:* НРС, РСС, ФСС, НФС.*Критерій ЕМС:* захисне відношення (19...30) дБ.*Умови забезпечення:* частотно-територіальне планування, координація.

Таблиця 4.5

Рухома супутникова служба (РСС)

*Звіт МСЕ 358**Корисний сигнал:* аналоговий сигнал з ЧМ носійною, цифровий сигнал з ФМ носійною.*Сумісна служба:* ФСС, РСС, НРС.*Критерій ЕМС:* захисне відношення 8...17 дБ.*Умови забезпечення:* обмеження ЩПП, частотно-територіальне рознесення.

Таблиця 4.6

Сухопутна рухома служба (СРС)

*Звіт МСЕ 1098**Корисний сигнал:* аналоговий сигнал з ЧМ носійною, діапазон частот 44...960 МГц.*Сумісна служба:* НРС.*Критерій ЕМС:* захисне відношення 16...38 дБмкВ/м.*Умови забезпечення:* частотне планування і координація.

Для забезпечення належних умов ЕМС, експерти відповідних Адміністрацій зв'язку повинні за допомогою вимірювань визначати кількісні показники необхідних параметрів (які позначено в табл. 4.1–4.6 через ЩПП, ЕІВП, P_z , $P_{\text{пом}}$) та в разі необхідності здійснювати процедуру частотно-територіального рознесення, способи оцінювання якої будуть розглянуті далі.

Відомості щодо норм на параметри та характеристики ЕМС постійно поновлюються, оскільки науково-технічний прогрес зумовлює появу все нових й нових форматів сигналів та відповідної

апаратурної реалізації. Тому розглядані нормативні документи подано як практичний приклад у вирішенні проблем ЕМС РЕЗ. Маємо на увазі, що кожен рік фахівці МСЕ будуть пропонувати десятки нових рекомендацій, методик та звітів стосовно методів визначення та кількісних величин критеріїв ЕМС.

Розв'язувати проблеми ЕМС неможливо без розуміння фізичної сутності явищ, які супроводжують дію завад у рецепторах РЕЗ. Тому далі докладно розглянемо процеси, що виникають під час дії завад неприпустимих рівнів у рецепторах цифрових РЕЗ.

4.5. Фізичний прояв дії завад у цифрових РЕЗ

Функціонування цифрових РЕЗ у разі несприятливої електромагнітної обстановки супроводжується всіма явищами, що проаналізовані вище для аналогових РЕЗ. Крім того, для цифрових РЕЗ найбільш поширеним явищем є міжсимвольна інтерференція (МСІ) між радіохвилями корисного сигналу та завади. Це явище відоме при поширенні радіохвилі одного джерела в супроводі відбивання [6, 25, 26, 27, 34, 53]. Але візьмемо до уваги, що зазвичай у сигналах цифрових форматів на один період модулювального коливання припадає 10–15 періодів носійного коливання, що при частотному рознесенні на сусідній канал (порядок відносного розстроєння 10^{-4}) дозволяє вважати сигнал та заваду практично когерентними. У такому разі сутність МСІ полягає в тому, що імпульси в складі корисного сигналу можуть зливатися у фазі або протифазі з імпульсами завад так, що прийом та обробка сигналу будуть утруднені або унеможливлені. *Міжсимвольна інтерференція як явище може виникати в просторі між радіохвилями від джерел сигналу і завад при їх малих частотних розстройках (на сусідніх каналах), а фізично проявлятися у вигляді відповідних струмів та напруг в антені певного рецептора.* Тому виникає потреба аналізу міжсимвольної інтерференції та її прояву в міжсимвольних спотвореннях (МСС), кількісному оцінюванні цих явищ, визначенні відповідних критеріїв електромагнітної сумісності цифрових РЕЗ, а також розробки технічних рішень щодо зменшення зазначених явищ запобігання їм.

4.5.1. Міжсимвольна інтерференція та спотворення

Якщо цифрова система передачі інформації є лінійною й не вносить спотворень на всіх частотах, то вона теоретично має нескінченну смугу частот. Однак реальні системи передачі цифрової інформації мають скінчену смугу частот, у межах якої є певні частотні спотворення. У системі, що має нескінченну смугу частот, переданий імпульс $s(t)$ не буде спотворюватись, оскільки в такому разі система матиме ідеальну частотну характеристику. Наприклад, нехай вхідний сигнал $x(t)$ є послідовністю з N імпульсів:

$$x(t) = \sum_{k=1}^N a_k s(t - k/R), \quad (4.1)$$

де при $k = 1$ величина $1/R$ є періодом проходження імпульсів;
 R – швидкість передачі символів сигналу, що мають форму двійкових імпульсів з амплітудою $a_k = \pm 1$.

Оскільки імпульс $x(t)$ не спотворюється, збільшення швидкості передачі символів може бути досягнуто зменшенням тривалості імпульсів і зменшенням їхнього числа на заданому інтервалі часу. Однак у реальних системах, що мають скінчену смугу частот і неідеальну частотну характеристику, тривалість окремих імпульсів буде збільшуватися, і вони будуть перекриватися один одним. Аналогічна ситуація може відбуватись і під час впливу неавтокорельованих завад від джерела сигналу цифрового формату при їх малих частотних розстроєннях, якщо певний імпульс у складі завади зіллється в злиту пару з імпульсом у складі корисного сигналу.

Іншою причиною міжсимвольної інтерференції й не зв'язаної зі швидкістю передачі сигналів і значенням частоти передачі є ефект розкиду часу запізнення, зумовлений відмінностями в умовах поширення радіохвиль сигналів та завад у системах зв'язку з рухомими об'єктами (РО), а також тим, що завада й сигнал досягають приймальної антени в різні моменти часу. У разі збільшення швидкості передачі символів прояв МСІ посилюється. МСІ може бути значно ослаблена в разі використання сигналів спеціальної форми й коректорів.

Міжсимвольні спотворення сигналу, що виникають унаслідок МСІ, можна поділити на два види [25, 26, 27, 34]: амплітудні та часові (фазові). Амплітудні спотворення сигналу викликаються

спільною дією гаусівського шуму, обмеженням смуги частот, нестабільністю генераторів передавальних пристроїв джерел завад та корисного сигналу, неточністю установлення порогу обчислювального пристрою (дешифратора) й релеевськими завмираннями. *Фазові* спотворення сигналу зумовлені нерівномірністю частотної характеристики, часовим зсувом через неточність тактової частоти, флуктуацією фази, постійною помилкою сигналів синхронізації й розкидом часу запізнення сигналів та завад при поширенні від відповідних джерел то точки розташування рецептора. Останній фактор є найбільш поширеним, тому розглянемо його більш докладно.

Аналіз впливу розкиду часу запізнення на точність синхронізації сигналів ґрунтується на припущенні, що ймовірність помилки, обумовленої дією завади, гаусівським шумом і/або релеевськими завмираннями, визначається тими ж залежностями, як і у випадку відсутності розкиду часу запізнення. Отже, за наявності розкиду часу запізнення відношення потужності носійної до потужності шуму повинне бути збільшене на таку величину:

$$\Delta(S/N) = 20\lg(A/a), \quad (4.2)$$

де A – ширина діаграми спрямованості у вертикальній площині в разі відсутності розкиду часу запізнювання. Параметр A є амплітудою сигналу, спотвореною через вплив одного гаусівського шуму або спільної дії гаусівського шуму й релеевських завмирань. Параметр a – ширина діаграми спрямованості антени у вертикальній площині за наявності істотного розкиду часу запізнення.

Для зменшення впливу МСІ на якість функціонування цифрових радіоелектронних систем треба враховувати таке:

- 1) форма сигналів, які використовуються, може ефективно послабляти вплив МСІ при низькій швидкості передачі символів, як це випливає з розглянутого прикладу;
- 2) при великій швидкості передачі символів і наявності істотного розкиду часу запізнення форма сигналу, створеного в передавачі, не робить істотного впливу на МСІ в приймачі;
- 3) якщо при дії тільки гаусівського шуму використання кодера дозволяє послабити МСІ, то при релеевських завмираннях (залежно від ступеня розкиду часу запізнення) це рішення може призводити до істотних спотворень сигналів [22].

Міжсимвольна інтерференція є головною завадою на шляху підвищення швидкості й вірогідності передачі даних по каналах навіть при малих рівнях завад або шуму. Оскільки конкретним проявом міжсимвольної інтерференції є явище міжсимвольних спотворень, то розглянемо його докладніше.

4.5.2. Кількісна оцінка міжсимвольних спотворень

Міжсимвольні спотворення (МСС) виникають у всіх цифрових системах з дискретною модуляцією, включаючи частотну маніпуляцію (ЧМ), фазову маніпуляцію (ФМ) і квадратурну амплітудну модуляцію (КАМ). Однак її вплив зручніше описати для системи з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ) в основній смузі частот [25, 26, 27, 34, 53]. Візьмемо такі позначення: $H(f)$ – частотна характеристика каналу, зумовлена фільтром передавача, радіо-каналом і фільтром приймача, $h(t)$ – імпульсна реакція каналу. Нехай у момент mT , де T – тривалість символу, передається символ x_m (один з L -дискретних амплітудних рівнів). Прийнятий сигнал $r(t)$ є сумою імпульсних реакцій на кожний переданий символ і відліків адитивного білого гаусівського шуму $n(t)$:

$$r(t) = \sum_j x_j \cdot h(t - jT) + n(t) . \quad (4.3)$$

Якщо відлік часу проводиться в моменти $(kT+t)$, де величина t враховує затримку в каналі й фазу дискретизації, то

$$r(kT+t) = x_k \cdot h(t) + \sum_{j \neq k} h_j \cdot h[(k-j)T+t] + n(kT+t) . \quad (4.4)$$

Перший член у правій частині відповідає корисному сигналу та дозволяє визначити амплітуду переданого сигналу в точці прийому та обробки. Останній член описує адитивну заваду або шум, а сума в середньому члені виражає інтерференцію із сусідніми символами сигналу і завади та, як наслідок, явище МСС. Кожний інтерференційний член пропорційний i -тому відліку імпульсної характеристики каналу $h(iT+t)$, зміщеної відносно t на величину iT , кратну тривалості символу. Явище МСІ зникне тоді й тільки тоді, коли $h(iT+t) = 0$, тобто коли імпульсна характеристика перетинає нульовий рівень у точках, що запізнюються одна від одної на величину T . Якщо імпульсна характеристика перетинає нульовий рівень у таких рівновіддалених точках, то вважають, що вона задовольняє перший

критерій Найквіста. У частотній області при $|f| \leq 0,5 T$ це еквівалентно умові

$$H'(f) = \sum_n H(t - n/T) = \text{const}. \quad (4.5)$$

У розгляданому випадку $H'(f)$ - спектральна характеристика каналу при дискретизації із частотою проходження символів. Сму-гу частот від $-0,5T$ до $0,5T$ прийнято називати смугою Найквіста. Якщо $H(f)=0$ за межами подвоєної смуги Найквіста, то вираз для результуючого спектру набуває простого вигляду:

$$H' = H(f) + H(f - 1/T), \quad 0 \leq f \leq 1. \quad (4.6)$$

Прикладом фільтрів, що задовольняють першій критерій Найквіста (4.6), є ідеальний фільтр (фільтр із прямокутною амплі-тудно-частотною характеристикою) зі смугою прозорості, що дорів-нює смузі Найквіста, а також фільтри з непарною симетрією від-носно точки $0,5T$ [Гц] (фазочастотна характеристика цих фільтрів – лінійна). Широко застосовують на практиці фільтри з характерис-тикою у формі «піднятого косинуса» (косинусоїдний спад відносно точки $0,5T$).

Утілення нових форматів цифрових сигналів потребує опера-тивного розв'язання задач забезпечення умов ЕМС, зокрема й но-вих технічних засобів для зменшення впливу розглянутих явищ. Важливу роль відіграє розробка критеріїв ЕМС РЕЗ в умовах пос-тійного поновлення форматів сигналів і класів випромінювань. Для розв'язання задач ЕМС потрібно знати величину захисного відно-шення для конкретного РЕЗ, тому далі розглянемо оцінювання за-хисного відношення для аналогових та цифрових РЕЗ.

4.6. Визначення величини захисного відношення для аналогових та цифрових РЕЗ

Захисне відношення по високій частоті визначається як міні-мально-допустиме (порогове) відношення потужності корисного сигналу до потужності завади ($Q_{\text{зап}}^{\text{ан}}$) на вході приймача, яке до-зволяє отримати на його виході задану якість сигналу [44]:

$$Q_{\text{зап}}^{\text{ан}} = (P_{\text{Н.АД}}/P_{\text{З.АД}})_{\text{ан}}, \quad (4.7)$$

де $P_{\text{Н.АД}}$, $P_{\text{З.АД}}$ – потужності сигналу та завади на вході приймача відповідно.

Зазвичай захисні відношення (ЗВ) виражаються в логарифмічному масштабі:

$$q_{\text{заг}} = 10 \cdot \lg(P_{\text{N.АО}}/P_{\text{С.АО}})_{\text{заг}}. \quad (4.8)$$

Захисні відношення найчастіше використовуються в ролі критерію ЕМС аналогових та цифрових систем радіозв'язку. Вибір такого критерію пояснюється тим, що якість сигналу на виході приймача монотонно залежить від величини вхідного відношення сигнал/завада ($Q_{\text{ВХ}} = P_{\text{С.ВХ}}/P_{\text{З.ВХ}}$). Вплив завад призводить до погіршення характеристик корисного сигналу на виході приймача, наприклад до збільшення коефіцієнтів похибок цифрових систем, погіршення якості зображення та (або) розбірливості мови.

На значення захисного відношення впливають багато чинників, такі, як частотна різниця між носійними частотами сигналу та завади, вид та глибина їхньої модуляції, спосіб обробки сигналу та його кодування, характеристики приймача (чутливість, вибірковість) та ін. Задана якість прийому корисного сигналу за наявності завад забезпечується, якщо виконується критерій ЕМС у вигляді:

$$q_{\text{ВХ}} \geq q_{\text{з доп}}, \quad (4.9)$$

де $q_{\text{ВХ}} \cdot q_{\text{з доп}}$ – відношення сигнал/завада на вході приймача та необхідне захисне відношення, дБ, відповідно.

Рівні сигналу та завад на вході приймача та їх відношення ($q_{\text{ВХ}}$) змінюються в часі випадково, унаслідок чого умова ЕМС (4.6) – (4.9) у визначеному відсотку часу ($T\%$) роботи каналу зв'язку може не виконуватись та, відповідно, якість вихідного корисного сигналу в деякому інтервалі часу (при $q_{\text{ВХ}} < q_{\text{з доп}}$), буде гірша порівняно з заданим. У цифрових системах передачі в цьому випадку коефіцієнт помилок буде перевищувати допустиме значення протягом $T\%$ часу. Тому для сумісних радіослужб нормується процент часу будь-якого місяця ($T\%$), протягом якого коефіцієнт помилок може бути більшим від припустимого значення на заздалегідь встановлену величину (див. таблиці 4.1 – 4.6). Наприклад, у цифрових радіорелейних ліній прямої видимості, при завадах з боку фіксованої супутникової служби, дозволяється збільшення тривалості періоду часу, коли коефіцієнт помилок переви-

щує встановлене значення, яке дорівнює 10^{-6} , не більше, ніж у 0,04 % часу будь-якого місяця [37].

Необхідне значення захисного відношення залежить від характеристик модуляції корисних сигналів та завад, а також різниці їх носійних частот. Зазвичай під час передачі аудіо- або відеоінформації захисні відношення для систем радіозв'язку визначають за допомогою суб'єктивного оцінювання якості сигналів на їх виході. Умови вимірювання захисного відношення визначені рекомендаціями Міжнародного союзу електрозв'язку (таблиці 4.1–4.6), а якість прийому оцінюється за п'ятибальною шкалою. У телевізійних каналах якість вихідного сигналу з оцінкою у 4,5 бала відповідає появі ледве помітної завади на зображенні.

Втрати якості вихідного корисного сигналу під дією завад та залежність цих втрат від вхідного відношення сигнал/завада оцінюють безпосередньо одержувачі повідомлень або група кваліфікованих експертів. Результати їхніх суб'єктивних оцінювань після статистичної обробки й подаються у вигляді таблиці чи графіка.

Необхідна величина захисного відношення на вході приймача може бути визначена аналітичним (розрахунковим) шляхом, якщо відомі максимально допустимі значення рівня завад на виході приймача (у каналі зв'язку) або на вході демодулятора (для цифрових систем). Норми на гранично допустимі рівні взаємних завад для забезпечення ЕМС різних космічних і наземних радіослужб, що відповідають рекомендаціям МСЕ, наведені в табл. 4.1 – 4.6. У разі спільного використання смуг частот понад 1 ГГц фіксованими наземними (РРЛ) і фіксованими супутниковими службами, що передають телефонні повідомлення в аналоговій формі, допустима середньо-хвилинна псофометрична потужність шумів на виході телефонного каналу дорівнює одному мкВт, і може бути перевищена не більш ніж у 20 % часу будь-якого місяця. При суміщенні цифрових фіксованої супутникової й фіксованої рухомої служб, максимальна потужність завади на вході приймача не повинна перевищувати такого значення, за якого частка завади становить не більше 10% від загальної потужності шумів на вході демодулятора, що викликають появу помилок на його виході з імовірністю 10^{-6} . Допускається збільшення коефіцієнта помилок до 10^{-4} , але не більше, ніж у 0,03 % місяця.

Наведені приклади норм визначають критерії ЕМС різних космічних і наземних радіослужб і дозволяють розрахувати допустимі рівні взаємних завад та необхідні захисні відношення при їхній спільній роботі в смугах частот, що перекриваються. Розглянемо докладно прояв дії завад для найбільш поширених типів аналогових і цифрових РЕЗ [41].

4.7. Вплив завад цифрового формату на приймач аналогової системи радіозв'язку

Корисний сигнал являє собою коливання носійної частоти, що модульований по частоті багатоканальним телефонним повідомленням із частотним поділом каналів (сигнал виду ЧРК-ЧМ). Завадою може бути довільний сигнал – аналоговий або цифровий. На виході приймача, у точці з нульовим відносним рівнем корисного сигналу ($p_c=1$ мВт), психофотметрична зважена потужність завади p_z (у пВт) визначається таким співвідношенням:

$$p_z = [p_{z\text{ вх}} \Delta F_k k_{\Pi}^2 10^9 F_k^2 D(b, \delta)] / [p_{c\text{ вх}} F_{cв} B^2(F_k) \Delta f_k^2], \quad (4.9)$$

де $p_{z\text{ вх}}$ – завади на вході приймача; $p_{c\text{ вх}}$ – потужність корисного сигналу; $\Delta F_k = 3,1$ кГц – ширина смуги пропускання каналу ТЧ; $k_{\Pi} = 0,75$ – психофотметричний коефіцієнт; F_k – середня частота каналу в лінійному спектрі; $F_{cв}$ – верхня гранична частота спектра корисного повідомлення; $B(F_k)$ – коефіцієнт передспотворень; Δf_k – ефективна девіація частоти, що відповідає одному каналу.

Функція $D(b, \delta)$ являє собою згортку енергетичних спектрів сигналу й завади і визначається співвідношенням

$$D(b, \delta) = (v/2) \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} g_c(\xi) g_z[v(b - \delta + \xi)] d\xi + \int_{-\infty}^{\infty} g_c(\xi) g_z[v(b + \delta - \xi)] d\xi \right\}, \quad (4.10)$$

де $g_c(\xi)$, $g_z(\xi)$ – нормалізовані енергетичні спектри сигналу і завади;

$$\xi = (\omega - \omega_0) / \Omega_{\text{НА}} = F / F_{\text{НА}}, b = \Omega / \Omega_{\text{НА}}, v = \Omega_{\text{НА}} / \Omega_{\text{СВ}};$$

$$\delta = -\delta\omega / \Omega_{\text{НА}} = (\omega_N - \omega_C) / \Omega_{\text{НА}}, \Omega_{\text{НА}}, \Omega_{\text{СВ}}$$

верхні граничні частоти спектрів сигналу і завади.

Величини функцій $g_c(\xi)$ та $g_3(\xi)$, що входять у формулу (4.10), можуть бути визначені за графіками нормалізованих енергетичних спектрів, наведених у [41, 53]. Одна з родин таких графіків, що характеризують спектри ЧМ радіосигналів залежно від значень ефективного індексу модуляції $M_{\dot{A}} = \Delta f_{\dot{E}} / F_B$, показано на рис. 4.2. По осі ординат відкладена величина $10 \lg g(\xi)$, а по осі абсцис – відносна частота ξ .

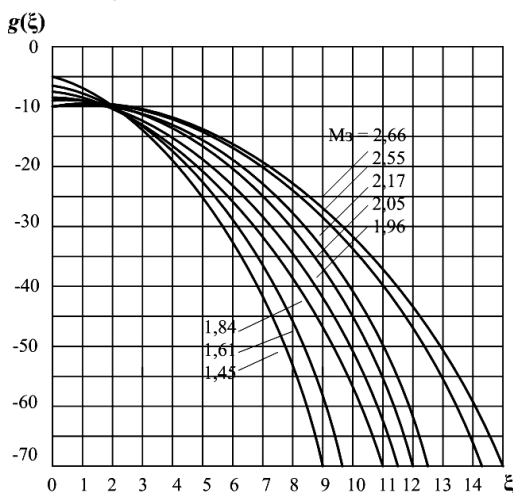


Рис. 4.2. Графіки нормалізованих енергетичних спектрів радіосигналів виду ЧРК-ЧМ

Найбільшу потужність завади мають у верхньому телефонному каналі при $F_k = F_{CB}$, $b = 1$. У цьому разі з урахуванням (4.9) – (4.10) захисне відношення виражається у вигляді:

$$q_{M \dot{A} \ddot{H}} = 88,43 - 10 \lg P_{\zeta \dot{A} \ddot{H}} + 20 \lg (F_{\dot{N} \dot{A}} / \Delta f_k) - 10 \lg F_{\dot{N} \dot{A}} + 10 \lg D(1, \delta), \quad (4.11)$$

де $P_{з доп}$ – максимально допустима величина потужності завади від одного джерела на виході каналу ТЧ, що дорівнює 800 пВт та перевищує не більше 20 % часу місяця [37].

Формула (4.11) придатна для будь-яких видів сигналів, що заважають, які будуть розрізнятися тільки своїм внеском у співвідношення для функції $D(1, \delta)$.

4.8. Завада у вигляді ЧРК-ЧМ

Якщо спектр сигналу, що заважає, значно ширший від спектра корисного сигналу, то функція $g_M[v(b \pm \delta \pm \xi)]$ приблизно стала в межах більшої частини спектра корисного сигналу і її можна винести за знак інтеграла у виразі (4.11). Для функції, що залишилась під знаком інтеграла, нормалізований спектр корисного сигналу визначається рівністю

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_C(\xi) d\xi = 1,$$

унаслідок чого вираз (4.11) при $b=1$ перетвориться до такого вигляду:

$$D(1, \delta) \approx 0,5v\{g_M[(\delta-1)v] + g_M[(\delta+1)v]\}. \quad (4.12)$$

У разі рівності носійних частот сигналу та завади $\delta = 0$ з (4.12) впливає такий вираз:

$$D(1, 0) \approx (F_{CB}/F_{MB}) g_M(F_{CB}/F_{MB}). \quad (4.13)$$

Якщо заважаюча система характеризується такою ж смістю, що й корисна, тобто $F_{ЗВ} = F_{CB}$, то з (4.13) впливає

$$D(1, 0) = g_{скв}(1), \quad (4.14)$$

де величина $g_{скв}(1)$ визначається за графіками нормалізованих енергетичних спектрів при індексі модуляції $\dot{I}_{\dot{A}} = (\dot{I}_{\dot{N}}^2 + \dot{I}_{\dot{C}}^2)^{0.5}$.

В іншому разі, коли спектр корисного сигналу значно ширший від спектра завади, функція $D(1, \delta)$ обчислюється за формулами (4.10) – (4.12) після заміни в них $g_3(\xi)$ на $g_C(\xi)$. Обчислення за цими наближеними формулами забезпечують достатню точність, якщо в межах ширини спектра одного із взаємодійних радіосигналів, вимірюваного на рівні (–25... –30) дБ, спектральна густина по-

тужності іншого радіосигналу зменшується відносно максимальної не більше ніж на 3...5 дБ.

4.9. Завада – цифровий багатоканальний телефонний сигнал з часовим розподілом каналів і ФМ носійною

Якщо спектр завади цифрового формату значно ширший від спектра сигналу ЧРК-ЧМ, а їхні носійні частоти збігаються ($\delta=0$), то можна використати такий вираз:

$$D(1,0) = (F_{\text{св}} / \beta R)(\sin x / x)^2, \quad (4.15)$$

де R – швидкість передачі, біт/с; $\beta=1$ при двопозиційній ФМ; $\beta=0,5$ при чотирипозиційній ФМ; $x = \pi F_{\text{св}} / \beta R$. Величина дробу $F_{\text{св}} / \beta R$ визначає частку потужності завади, що потрапляє на вихід каналу корисного сигналу.

4.10. Завада – цифровий сигнал типу «один канал на одній носійній»

Можливе виникнення радіозавади, яка складається з множини носійних, кожна з яких модулюється цифровим сигналом одного каналу. Такий сигнал відносять до типу «один канал на одній носійній (ОКН)». Спектр такого сигналу є рівномірним з верхньою частотою $F_{\text{зв}} = \beta \cdot R$. Якщо в смугу частот корисного сигналу ЧРК-ЧМ потрапляють N радіозавад ОКН, вираз (4.15) набуде вигляду

$$D(1,\delta) = 0.5 \sum_{C=1}^N [g_C(\delta_i - 1) + g_C(\delta_i + 1)], \quad (4.16)$$

де $\delta_i = \delta f_i / F_{\text{св}}$ – відносна різниця частоти носійного корисного сигналу й частоти i -ої носійної сигналу ОКН.

4.11. Вплив завад на приймач цифрової системи радіозв'язку

У космічних системах цифрового радіозв'язку корисним сигналом здебільшого є сигнал з M -позиційною ФМ (М-ФМ). Завади, що надходять на вхід приймача разом з сигналом, призводять до збільшення кількості помилково прийнятих символів на виході демодулятора. Відповідно до критерію ЕМС (табл. 4.1), потужність завади від одного джерела не повинна перевищувати a (%) від пов-

ної потужності шумів ($P_{\text{ш}}$) на вході демодулятора приймача, при якій забезпечується задана якість зв'язку, що відповідає коефіцієнту помилок 10^{-6} . Якщо номінальне відношення потужності сигналу до потужності шуму $C/\text{Ш} = C_{\text{ном}} = 10 \lg(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}$ на вході демодулятора забезпечує величину коефіцієнта помилок 10^{-6} , то, відповідно до цього критерію ЕМС, мінімально-допустиме відношення потужності корисного сигналу до потужності завади від одного джерела (тобто захисне відношення) набуде значення

$$q_{1 \text{ дж}} = \tilde{N}_{\text{ш}} + 20 - 10 \lg a.$$

Якщо в смузі пропускання приймача корисного сигналу розміщується N завад однакової потужності, то захисне відношення повинне бути збільшене в N разів:

$$q_{\text{м дж}} = \tilde{N}_{\text{ш}} + 20 - 10 \lg a + 10 \lg N. \quad (4.17)$$

В ідеальній системі цифрового радіозв'язку з 4-ФМ, у якій може бути реалізована теоретична (потенційна) завадостійкість, імовірність появи помилок $P_{\text{ном}} = 10^{-6}$ у вихідному сигналі демодулятора приймача забезпечується при номінальному відношенні потужності сигналу до потужності теплового шуму на вході демодулятора $C_{\text{ном}} \approx 14$ дБ. Якщо на вході приймача крім теплових шумів діє одиночна завада, то необхідне значення $C_{\text{ном}}$ у цьому разі можна визначити отриманим розрахунковим шляхом та за номограмою, зображеною на рис. 4.3 [37].

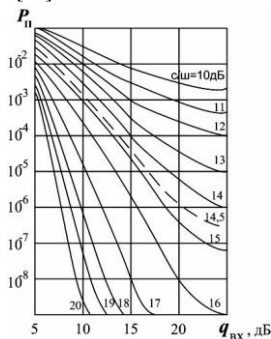


Рис. 4.3. Номограма визначення ймовірності помилки для модуляції 4-ФМ

Наведені графіки характеризують залежність ймовірності появи помилок ($P_{\text{пом}}$) на виході демодулятора радіосигналів із чотирьохпозиційною фазовою модуляцією (4-ФМ) від відношення корисного сигналу до завади $C/3 = q_{\text{вх}} = 10 \lg(P_{\text{свх}} / P_{\text{звх}})$ на вході приймача. Параметром сімейства є відношення сигнал/шум (С/Ш) на вході демодулятора. З графіків (рис.4.5) випливає, що при $C/Ш \approx 14$ дБ задана якість прийому цифрового сигналу з ймовірністю помилок $P_{\text{пом}}=10^{-6}$ забезпечується, якщо на вході приймача відношення корисного сигналу до завади (С/З) не менш ніж 25 дБ.

Вирази (4.14) – (4.17) і дані графіків (рис. 4.3) справедливі для ідеального каналу зв'язку. У реальних каналах завжди є певні енергетичні втрати, що погіршують їхню завадостійкість порівняно з потенційною (теоретично можливою). Причинами появи втрат є спотворення амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик сигналів у трасі передачі, похибки синхронізації, нестабільність частоти гетеродинів, коливання рівнів сигналів і ін. На основі досвідних даних і відповідно до рекомендацій МСЕ, ці втрати можуть бути враховані за допомогою таких співвідношень [23]:

$$\Delta_{\text{чр}} = 2,5 + 0,57 \log_2 M, \quad \Delta_{\text{вр}} = 3 + 0,7 \log_2 M, \quad (4.18)$$

де $\Delta_{\text{чр}}$, $\Delta_{\text{вр}}$ – енергетичні втрати при амплітудно-частотних та фазочастотних спотвореннях відповідно; M – число рівнів маніпуляції фази радіосигналу.

Енергетичні втрати показують, на яку величину потрібно збільшити відношення сигнал/шум на вході демодулятора приймача в реальному каналі зв'язку порівняно з ідеальним, щоб одержати на його виході таку ж саме якість цифрового сигналу, тобто таку ж ймовірність появи помилок (10^{-6} у цьому випадку). Тому, з урахуванням (4.18) і даних (рис.4.2), величина відношення сигнал/шум на вході демодулятора приймача реального каналу зв'язку з 4-ФМ повинна бути не меншою за таку:

$$C'_{\text{ном}} = C_{\text{ном}} + \Delta_{\text{вр}} = 14 + 0,7 \cdot \log_2 M = 14 + 3 + 1,4 = 18,4 \text{ дБ.}$$

Тоді з (4.17) для необхідного захисного відношення при $a = 6\%$, дістанемо:

$$q_{\text{м\ddot{a}л\ddot{a}}} = 18,4 + 20 - 10 \lg 6 + 10 \lg N = 30,6 + 10 \lg N. \quad (4.19)$$

Формула (4.19) придатна для завад будь-якого виду модуляції цифрового формату.

4.12. Корисний цифровий сигнал типу ОКН

Практично всі види радіозавад мають спектри, істотно більш широкі, ніж спектр сигналу типу ОКН. Тому можна вважати, що спектральна щільність потужності завади постійна в межах смуги пропускання одного каналу системи ОКН. При аналоговій заваді виду ЧРК-ЧМ захисне відношення дорівнює [41, 37]:

$$q_{\text{МАН}} = \tilde{N}'_{\text{ш}} + g_{\text{М}}(0) + 10 \cdot \lg(\Delta f_{\text{ш}} / F_{\text{МВ}}) - 10 \cdot \lg a, \quad (4.20)$$

де $g_{\text{М}}(0)$ – максимальна величина нормалізованої спектральної густини потужності завади; $\Delta f_{\text{ОКН}}$ – ширина смуги частот одного каналу в системі передачі ОКН.

Для цифрової завади типу ІКМ-ФМ необхідне захисне відношення дорівнює:

$$q_{\text{МАН}} = 30,6 + 10 \cdot \lg(\Delta f_{\text{ш}} / \beta R), \quad (4.21)$$

де $1/\beta R$ – максимальна відносна величина спектральної густини потужності цифрової завади.

Величина відношення $\Delta f_{\text{ОКН}}/\beta R$ в (4.21) визначає частку потужності завади, що потрапляє в смугу пропускання каналу ОКН. Якщо завада, як і сигнал, є різновидом ОКН, і їхні носійні частоти співпадають, то вся потужність завади потрапляє на вхід демодулятора приймача корисного сигналу. У цьому разі захисне відношення дорівнює:

$$q_{\text{МАН}} = 30,6 \text{ дБ.}$$

Отже, у даному розділі розглянуто основні існуючі методики оцінювання параметрів ЕМС цифрових РЕЗ. Виявляється, що цифрові системи більш критичні до забезпечення умов ЕМС ніж аналогові, оскільки втрата принаймні одного символу (або поява принаймні одного зайвого) унеможливить правильне функціонування дешифратора цифрового приймача. Щодо аналогових РЕЗ, то допустимою вважається втрата, наприклад, коефіцієнта підсилення на 20 % при найбільш поширеному явищі блокування в приймачі.

Питання та завдання для самоконтролю

1. Поясніть відмінності між спектрами випромінювання аналогових та цифрових РЕЗ.

2. Як відмінності спектрів випромінювання цифрових РЕЗ впливають на умови забезпечення ЕМС?

3. Назвіть спільні та відмінні характеристики ЕМС цифрових і аналогових РЕЗ.

4. Наведіть приклад узагальненої функціональної схеми передавального пристрою цифрового РЕЗ.

5. Як параметри функціональних вузлів передавального пристрою визначають якість забезпечення ЕМС угруповання цифрових РЕЗ?

6. Наведіть приклад функціональної схеми приймального пристрою цифрового РЕЗ.

7. Укажіть основні параметри функціональних вузлів приймального пристрою, які визначають якість забезпечення ЕМС угруповання цифрових РЕЗ.

8. Як визначаються критерії ЕМС цифрових РЕЗ?

9. У чому полягає сутність критеріїв ЕМС, які містяться в міжнародних нормативних документах для різних форматів сигналів та призначення РЕЗ?

10. Укажіть причини та поясніть фізичну сутність явищ міжсимвольної інтерференції.

11. Що називають міжсимвольними спотвореннями, поясніть причини їх виникнення.

12. Назвіть способи кількісного оцінювання міжсимвольних спотворень.

Формат: Список

РОЗДІЛ 5

ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕН, ЯКІ ВПЛИВАЮТЬ НА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕМС

5.1. Загальні положення

Істотний вплив на забезпечення ЕМС РЕЗ створюють антени. Досить вказати на те, що з 30 параметрів РЕЗ, які забезпечують заданий рівень ЕМС, 12 параметрів належать до антен. Основними з них є параметри, що характеризують спрямовані властивості на робочих і побічних частотах, поляризаційні властивості, ефективність випромінювання поза робочим діапазоном частот. За цими параметрами для оцінювання ЕМС антен розраховуються коефіцієнти зв'язку чи розв'язки між приймальною і передавальною антенами, що функціонують у різних радіотехнічних системах. Під коефіцієнтом зв'язку мають на увазі відношення потужності завади, яка виділяється в навантаженні прийомної антени, до потужності випромінювання радіохвиль, що створюють завадову обстановку, передавальної антени. Якщо позначити потужність завади в навантаженні приймальної антени як P_3 , а потужність випромінювання передавальної антени як $P_{\text{випр}}$, то коефіцієнт зв'язку між антенами визначається виразом:

$$K_{\text{зв}} = \frac{P_3}{P_{\text{випр}}},$$

або в логарифмічних одиницях:

$$K_{\text{зв}} = 10 \lg K_{\text{зв}} = 10 \lg (P_3 / P_{\text{випр}}), \text{ дБ} \quad (5.1)$$

Коефіцієнт розв'язки є оберненим коефіцієнту зв'язку:

$$K_{\text{р}} = 10 \lg (P_{\text{випр}} / P_3) = -K_{\text{зв}}, \text{ дБ} \quad (5.2)$$

Відносно просто розв'язка розраховується для антен, які функціонують в одній і тій же смузі частот, і відстань між якими r перевищує мінімальний радіус дальньої зони $r_{\text{мін}}$. Для гостроспрямованих антен

$$r_{\text{мін}} > \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (5.3)$$

де L – максимальний розмір випромінювальної частини антени (роз-
криву апертурної антени, довжини лінійних або площинних антен),
 λ – довжина хвилі.

Для слабоспрямованих антен беруть

$$r_{\min} > 3\lambda. \quad (5.4)$$

У цьому разі використовуються параметри та характеристики, які зазвичай визначаються в діапазоні робочих частот антени з розподілу поля випромінювання в дальній зоні.

У сферичній системі координат, початок якої збігається з центром передавальної антени, вираз для комплексної амплітуди вектора напруженості електричного поля в дальній зоні має вигляд добутку чотирьох множників [19]:

$$\vec{E} = \vec{p}_0(\theta, \varphi) \dot{E}_{\max} F(\theta, \varphi) e^{-i[kr - \psi(\theta, \varphi)]}, \quad (5.5)$$

де $\vec{p}_0(\theta, \varphi)$ – одиничний поляризаційний вектор, який визначає орієнтацію вектора напруженості електричного поля та залежить лише від меридіонального кута θ і азимутального кута φ ; \dot{E}_{\max} – амплітудний множник, значення якого залежить від конструкції антени, інтенсивності її живлення та від відстані r від антени передавача до точки спостереження; $F(\theta, \varphi)$ – характеристика спрямованості антени, яка представляє залежність напруженості поля від координатних кутів при $r = \text{const}$; $k = 2\pi/\lambda$ – коефіцієнт фази радіохвилі; $\psi(\theta, \varphi)$ – фазова характеристика спрямованості (залежність зміни фази вектора напруженості електричного поля від координатних кутів).

5.2. Поляризаційна характеристика

Поляризаційний вектор $\vec{p}_0(\theta, \varphi)$, як впливає з назви, визначає поляризацію електромагнітних хвиль, випромінюваних антеною. Якщо відомо поляризаційний вектор передавальної (випромінюючої) антени $\vec{p}_0^{\text{вип}}(\theta, \varphi)$ і поляризаційний вектор приймальної антени $\vec{p}_0^{\text{пр}}(\theta, \varphi)$, то коефіцієнт поляризаційного узгодження знаходиться як квадрат скалярного добутку цих векторів

$$a_{\text{пол}} = [\vec{p}_0^{\text{випр}}(\theta, \varphi) \vec{p}_0^{\text{пр}}(\theta, \varphi)]^2, \quad (5.6)$$

а поляризаційна розв'язка є оберненою величиною від значення коефіцієнта поляризаційного узгодження:

$$L_{\text{пол}} = \frac{1}{a_{\text{пол}}}, \text{ або } L_{\text{пол}} = -10 \lg a_{\text{пол}}, \text{ дБ} \quad (5.7)$$

На практиці найчастіше користуються не поляризаційними векторами, а параметрами поляризаційних еліпсів (рис. 5.1) передавальної та приймальної антен, що являють собою замкнені криві, які описують вектори напруженості електричного поля в площині, перпендикулярній напрямку поширення хвилі [19].

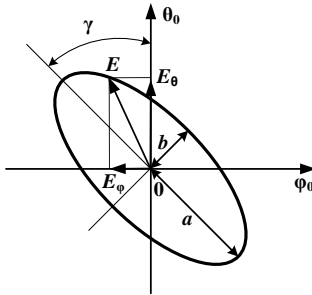


Рис. 5.1. Поляризаційний еліпс

Поляризаційний еліпс характеризується коефіцієнтом еліптичності

$$\hat{E}_{\hat{a}} = b/a, \quad (5.8)$$

де b – довжина малої півосі; a – довжина великої півосі; кутом нахилу еліпса щодо обраної системи координат γ і напрямом обходу еліпса вектором напруженості електричного поля \vec{E} .

У разі обертання вектора \vec{E} проти годинникової стрілки при поширенні хвилі назустріч спостерігачеві вважають, що обхід еліпса правий і коефіцієнту еліптичності приписують знак плюс, у разі обертання за годинниковою стрілкою – приписують знак мінус.

Таким чином, коефіцієнт еліптичності може набувати значення в межах від -1 до +1.

Еліптичну поляризацію можна розглядати як результат інтерференції двох лінійно-поляризованих хвиль E_θ і E_φ , в яких площини поляризації взаємно перпендикулярні, а їх напруженості однакові за частотою, але зсунуті за фазою.

Діаграми спрямованості антен еліптичної поляризації визначаються за розподілом полів лінійно-поляризованих хвиль взаємно перпендикулярних компонентів E_θ і E_φ . Миттєві значення напруженостей електричного поля перпендикулярних компонентів записують у вигляді

$$\begin{aligned} E_\theta(t) &= E_\theta \cos \omega t \\ E_\varphi(t) &= E_\varphi \cos(\omega t + \psi) \end{aligned} \quad (5.9)$$

де E_θ і E_φ – амплітуди напруженостей; ψ – фазовий зсув між значеннями напруженостей поля.

Вирази (5.9) дають можливість побудувати поляризаційний еліпс і визначити всі його параметри.

Після додаткових перетворень отримуємо коефіцієнт еліптичності поля:

$$K_e = \pm \sqrt{\frac{m \sin^2 \gamma - \sin 2\gamma \cos \psi + (1/m) \cos^2 \gamma}{m \cos^2 \gamma + \sin 2\gamma \cos \psi + (1/m) \sin^2 \gamma}}, \quad (5.10)$$

де $m = E_\theta / E_\varphi$ – відношення амплітуд взаємно перпендикулярних компонент.

Поляризаційні властивості однієї й тієї самої антени, яка працює в режимі випромінювання і режимі прийому, однакові. У зв'язку з цим експериментальне дослідження поляризаційних властивостей можна проводити, використовуючи антену або в режимі передачі, або в режимі прийому. Відповідно до поляризаційних характеристик випромінюваних хвиль антени поділяють на антени лінійної поляризації і антени обертової поляризації, у класі яких можна виділити антени еліптичної поляризації і антени колової поляризації.

На практиці часто використовують поняття поляризаційної характеристики. Поляризаційна характеристика – це геометричне

місце точок у полярній системі координат, відстань яких від початку координат пропорційна довжині проекції вектора напруженості електричного поля, що обертається в площині, перпендикулярній до напрямку поширення, на вісь приймальної антени лінійної поляризації, яка також обертається в тій самій площині.

Окрім поляризаційної характеристики, в антенній техніці використовують поняття «поляризаційна діаграма», під якою розуміють залежність коефіцієнта еліптичності від координатних кутів $K_e(\theta, \varphi)$.

Формула (5.6) при використанні параметрів поляризаційного еліпса набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{a}_{\text{пе}} = & \left[\left(1 + \hat{E}_{\text{а.всв}}^2 \hat{E}_{\text{а.гд}}^2 \right) \cos^2(\gamma_{\text{всв}} - \gamma_{\text{гд}}) + \right. \\ & + \left(\hat{E}_{\text{а.всв}}^2 + \hat{E}_{\text{а.гд}}^2 \right) \sin^2(\gamma_{\text{всв}} - \gamma_{\text{гд}}) + \\ & \left. + 2\hat{E}_{\text{а.всв}} \hat{E}_{\text{а.гд}} \right] / \left(1 + \hat{E}_{\text{а.всв}}^2 \right) \left(1 + \hat{E}_{\text{а.гд}}^2 \right), \end{aligned} \quad (5.11)$$

де $K_{\text{е.випр}}$, $K_{\text{е.пр}}$ – коефіцієнти еліптичності випромінювальної та приймальної антени відповідно; $\gamma_{\text{випр}}$, $\gamma_{\text{пр}}$ – кути нахилу поляризаційних еліпсів відповідно випромінювальної та приймальної антен.

З формули (5.11) випливає, що максимальне значення поляризаційної розв'язки (5.7) буде за умови, що випромінювач та приймальна антена мають однакові, але взаємно протилежні за знаком коефіцієнти еліптичності із різницею кутів $\gamma_{\text{взд}} - \gamma_{\text{пр}} = 90^\circ$.

Коефіцієнт поляризаційного узгодження (5.11) визначений з припущенням, що антена випромінює радіохвилі однієї поляризації з точно встановленими параметрами, які не змінюються в процесі поширення.

Реальні антени, поряд з хвилями основної поляризації, можуть випромінювати і хвилі, поляризація яких може відрізнятися від основної поляризації. У процесі поширення також спостерігаються процеси тієї чи іншої деполаризації (поляризації, яка не збігається з основною), тому досягти більшої розв'язки, ніж 40 дБ практично дуже важко.

5.3. Діаграма спрямованості антени

Графічне зображення характеристики спрямованості $F(\theta, \varphi)$ називається діаграмою спрямованості (ДС). Характеристика спрямованості є функція двох аргументів – меридіонального кута θ і азимутального кута φ . Оскільки зображення такої функції у вигляді плоского малюнка незручне для практичного використання, то один з кутів сферичної системи координат фіксують. Зазвичай використовують розрізи просторової діаграми спрямованості у двох площинах: площині E і площині H . При цьому найчастіше кут φ набуває значення 0° та 90° і антени характеризують двома діаграмами спрямованості, побудованими (або виміряними) у двох взаємно перпендикулярних площинах. Осесиметричні діаграми спрямованості часто зображують в одному квадранті, як це показано на рис. 5.2 на прикладі діаграми спрямованості рупорної антени в площинах E і H .

Діаграми спрямованості (ДС) слабоспрямованих антен для більшої наочності зображують у полярній системі координат. Як приклад на рис. 5.3 показано ДС диполя Надененка.

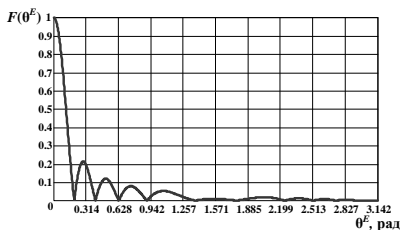
Для оцінювання спрямованості антен вводиться поняття ширини ДС, під яким розуміють кут між двома напрямками з однаковою інтенсивністю випромінювання в межах головної пелюстки, тобто пелюстки з максимальним значенням напруженості поля випромінювання.

Для визначення ширини ДС переважно використовують рівень випромінювання, який дорівнює половині густини потужності від максимального значення. Така ширина ДС позначається як $2\theta_{0,5}$. Іноді характеризують ДС шириною за нулями випромінювання $2\theta_0$, яка дорівнює куту між двома напрямками з нульовим випромінюванням і обмежує головну пелюстку.

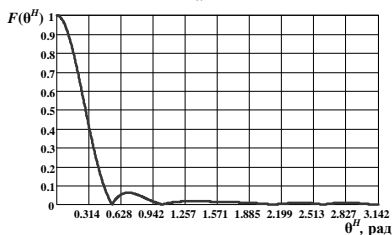
За ДС оцінюють рівень бічних пелюсток. Якщо ДС багатопелюстковий, то пелюстки нумерують від 1 до n , причому 1-а пелюстка прилягає до головної пелюстки. Відносний рівень p -ї бічної пелюстки у логарифмічних одиницях дорівнює

$$\nu_p = 20 \lg \frac{E_{\max p}}{E_{\max}}, \quad \text{дБ}, \quad (5.12)$$

де: $E_{\max p}$ – напруженість електричного поля в напрямі p -ї бічної пелюстки; E_{\max} – напруженість електричного поля в напрямі максимуму головної пелюстки.

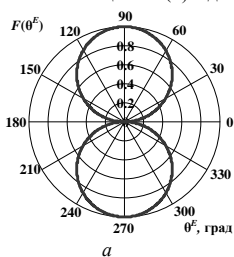


a

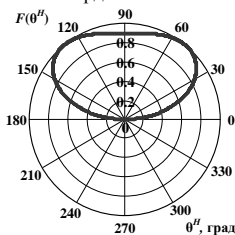


б

Рис.5.2. Діаграми спрямованості рупорної антени в площині E (*a*) та площині H (*б*) в декартовій системі координат



a



б

Рис. 5.3. Діаграми спрямованості диполя Наденко в площині E (*a*) та площині H (*б*) в полярній системі координат

5.4. Коефіцієнт підсилення антени

Досліджуючи взаємодію між антенами неможливо обійтися без коефіцієнта підсилення антени, під яким мають на увазі відношення потужності живлення еталонної ізотропної антени P_e до потужності живлення досліджуваної антени P_A за умови, що обидві антени створюють поля випромінювання з однаковою напруженістю в заданій точці простору. Зазвичай обирають точку спостереження, розташовану на напрямі максимальної густини потоку потужності випромінюваних хвиль. Тоді

$$G = \left(\frac{P_e}{P_A} \right)_{E_0 = E_{\max}}, \quad (5.13)$$

де E_0 – напруженість поля випромінювання еталонної антени, наприклад ізотропного випромінювача або півхвильового вібратора; E_{\max} – напруженість поля випромінювання досліджуваної антени.

Коефіцієнт підсилення однозначно визначається через характеристику спрямованості

$$G = \eta_A \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (5.14)$$

де η_A – коефіцієнт корисної дії антени.

Вираз (5.14) розраховано на припущенні, що еталонна антена є ізотропною та її ККД дорівнює одиниці.

Для практичних розрахунків і експериментального вимірювання коефіцієнта підсилення використовують формулу, яка легко виводиться зі співвідношення (5.14)

$$G = \frac{E_{\max}^2 r_2}{60 P_A}, \quad (5.15)$$

де r – відстань від антени до точки в просторі з напруженістю електричного поля E_{\max} .

Значення напруженості поля хвилі, що поширюється в напрямі максимуму ДС у вільному просторі, знаходиться за формулою (5.15):

$$E = \frac{\sqrt{60 P_A G}}{r}. \quad (5.16)$$

Це значення напруженості електричного поля є другим множителем формули (5.5).

Якщо потрібно знайти напруженості поля хвилі, що поширюється в реальних умовах у напрямі, який не збігається з напрямом максимального випромінювання, то вираз (12) набуває вигляду

$$E = \frac{\sqrt{60P_A G}}{r} F(\theta, \varphi) V, \quad (5.17)$$

де V – множник, що враховує вплив середовища на поширення радіохвиль.

У найпростішому випадку поширення хвиль над гладкою поверхнею Землі при високо піднятих передавальній та приймальній антенах множник V являє собою вираз, який урахує інтерференцію прямої і відбитої від поверхні Землі хвиль. Для більш складних ситуацій розрахунок множника ослаблення V розглядається в розділі 6.

Потужність, яка виділяється в узгодженому навантаженні приймальної антени, розраховується за формулою

$$P_{\text{пр}} = \frac{E^2 \lambda^2}{960\pi^2} G_{\text{пр}} F_{\text{пр}}^2(\theta, \varphi) a_{\text{пол}}, \quad (5.18)$$

де $G_{\text{пр}}$ – коефіцієнт підсилення приймальної антени; $F_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$ – значення характеристики спрямованості приймальної антени в напрямі приходу радіохвилі.

Використовуючи вирази (5.17), (5.18), (5.2) знаходимо розв'язку між передавальною антеною з коефіцієнтом підсилення $G_{\text{випр}}$ і характеристикою спрямованості $F_{\text{випр}}(\theta, \varphi)$ та приймальною антеною:

$$K_p = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) - G_{\text{випр}} - G_{\text{пр}} - 20 \lg F_{\text{випр}}(\theta, \varphi) - 20 \lg F_{\text{пр}}(\theta, \varphi) + L_{\text{пол}} - 20 \lg V, \text{ дБ}. \quad (5.19)$$

Формула (5.19) дає можливість теоретично визначити розв'язку між парою будь-яких антен і на будь-яких частотах. Але на частотах, які знаходяться в смузі пропускання приймальної антени, практичне використання формули (5.19) зіштовхується з труднощами, пов'язаними з визначенням останніх чотирьох складових.

Якщо антени гостроспрямовані, то значення функцій $F_{\text{випр}}(\theta, \varphi)$ і $F_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$ за межами головної пелюстки в області бічних пелюсток ДС не є стабільним.

Для одного і того ж виду антен ДС в областях бічних пелюсток змінюється від одного екземпляра до іншого. Можна сказати, що в ДС є помітною випадковою складовою. Ця обставина не дозволяє користуватися детермінованими значеннями ДС в області бічних пелюсток. У зв'язку з цим ДС гостроспрямованих антен з коефіцієнтом підсилення $G > 20\text{дБ}$ описується обвідними:

$$G(\theta) = 20 \lg G(\theta),$$

де $G(\theta) = GF^2(\theta, \varphi)$ – підсилення в напрямі, що визначається меридіональним кутом θ ; G – максимальний коефіцієнт підсилення при $\theta = 0$.

Значення обвідних, залежно від галузі застосування антен, нормуються спеціальними документами. Так, наприклад, стандартом для наземних станцій Intelsat (Dokument IESS-101) значення обвідних коефіцієнтів підсилення антен за бічними напрямками обмежується такими значеннями:

$$G(\theta) = 29 - 25 \lg \theta \quad \text{при } 1^\circ < \theta < 20^\circ;$$

$$G(\theta) = -3,5 \quad \text{при } 20^\circ < \theta < 26,3^\circ;$$

$$G(\theta) = 32 - 25 \lg \theta \quad \text{при } 26,3^\circ < \theta < 48^\circ;$$

$$G(\theta) = -10 \quad \text{при } \theta > 48^\circ.$$

Наведені вимоги повинні задовольняти принаймні 90 % бічних пелюсток, тобто 10 % пелюсток в ДС можуть перевищувати встановлені обмеження.

Ці ж вимоги в системі Intelsat висуваються і до кросполяризаційної ДС.

Аналогічно нормуються діаграми спрямованості антен радіорелейних ліній зв'язку. Так, за російськими національними стандартами, залежно від значення кута θ коефіцієнт підсилення антен G у діапазоні частот 1,4 ... 2,7 ГГц набуває значень, наведених у табл. 5.1 [28].

Таблиця 5.1

Коефіцієнти підсилення антени

№	Кут θ , град	$G(\theta)$, дБ
При основній поляризації		
1	10	18
2	30	3
3	80	2
4	110	– 18
5	180	–20
При кросполяризації		
6	20	0
7	30	0
8	100	–20
9	180	–20

Максимальне значення коефіцієнта підсилення антени має задовольняти нерівність

$$G > 20 \lg \frac{D}{\lambda} + 7 \text{ , дБ,}$$

де D – діаметр розкриття апертури антени.

Діаграма спрямованості $F(\varphi)$ антени (рис. 5.4, а) з діаметром дзеркала $D = 3,7$ м і призначеної для роботи на частоті 2,1 ГГц, наведена на рис. 5.4, б. Її коефіцієнт підсилення дорівнює 34,7 дБ. Як видно з рис. 5.4, б ДС, побудована за нормами на обвідну, являє собою лінійно-кусову залежність.

Використання таких ДС для розрахунку розв'язки (5.20) не вимагає яких-небудь попередніх досліджень і не нашкоджується на будь-які труднощі.

При дослідженні взаємних впливів між антенами на частотах, які знаходяться за межами робочого діапазону, логарифмічний коефіцієнт підсилення можна розрахувати за формулою:

$$G(f) = G(f_0) + C \lg \left(\frac{f}{f_0} \right) + D, \text{ дБ,}$$

де C і D – коефіцієнти, значення яких для конкретного типу антен

знаходять експериментально; f_0 – середня частота робочого діапазону; f – частота побічного випромінювання.

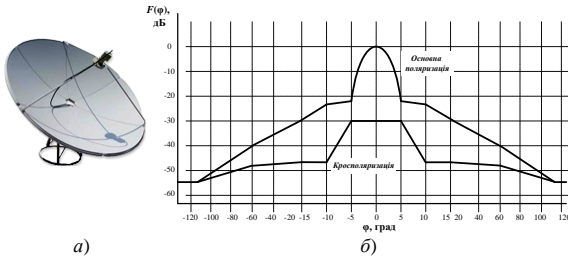


Рис. 5.4. Параболічна антена (а) і її діаграми спрямованості (б) на основній поляризації і кросполяризації.

Оскільки побічні випромінювання передавачів повинні відповідати певним нормам на ЕМС, то інтенсивність випромінювання на побічних частотах здебільшого на кілька порядків менша від інтенсивності випромінювання на частотах робочого діапазону. Унаслідок цього, розрахунок впливу між антенами на побічних частотах виконують у рідкісних випадках.

Для гостроспрямованих антен при $G > 20$ дБ іноді використовують для оцінки коефіцієнта підсилення формулу, що пов'язує ширину діаграми спрямованості з параметром G

$$G = 45 - 10 \lg \left[(2\theta_{0,5}^E)(2\theta_{0,5}^H) \right], \text{ дБ},$$

де $2\theta_{0,5}^E$ – ширина ДС антени в площині вектора напруженості електричного поля \vec{E} на рівні 0,5; $2\theta_{0,5}^H$ – ширина ДС в площині вектора напруженості магнітного поля \vec{H} .

Діаграми спрямованості антен з коефіцієнтом підсилення $G < 20$ дБ мало залежать від діапазону зміни конструктивних розмірів антени. Значно більшою мірою форма ДС залежить від способу встановлення антени і наявності відбиваючих об'єктів, розташованих поблизу антени. У зв'язку з цим ДС відносно стабільні і для однотипних антен в області бічних пелюсток форму їх у якіс-

них і кількісних вимірах з точністю, достатньою для практичних розрахунків, можна брати однаковою. З огляду на це, а також на обставину, що клас таких антен надзвичайно широкий, нормування їх ДС використовують вибірково, у разі застосування їх у радіоелектронних системах особливого призначення. До того ж слід зазначити, що сучасні комп'ютерні технології дозволяють розраховувати ДС будь-яких антен, експлуатованих в будь-яких умовах з урахуванням особливостей розташування випромінювачів.

Незважаючи на це, у формулі (5.17) доцільно застосовувати не характеристики спрямованості $F(\theta, \varphi)$, а обвідні коефіцієнта підсилення $G(\theta, \varphi)$, які знаходяться безпосередньо за відомою ДС.

5.5. Проміжна і ближня зони випромінювання антен

Формула (5.19) з відомими застереженнями й уточненнями може застосовуватися для розрахунку розв'язки між антенами, розташованими в проміжній зоні (зона Френеля), у межах якої $\lambda / r \sim 1$. Границі зони Френеля визначаються співвідношеннями [24]:

$$\left. \begin{aligned} r_{\min} &>> \sqrt{\frac{1}{2\lambda} \left(\frac{L}{2}\right)^3}; \\ r_{\max} &< 2 \frac{L^2}{\lambda}. \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

З формул (5.20) випливає, що перехід від зони Френеля до зони Фраунгофера (дальня зона антени, зона випромінювання) не має чіткої межі. Поле в зоні Френеля ще не сформоване, тому й характеристика спрямованості, і коефіцієнт підсилення відрізняються від характеристики спрямованості і коефіцієнта підсилення в дальній зоні. Але для орієнтовних розрахунків можна використовувати значення $F(\theta, \varphi)$ і G , знайдені для дальньої зони. Для більш точних розрахунків потрібно користуватися експериментально виміряними величинами.

У разі більш близького розташування антен, на відстанях, які задовольняють нерівність

$$r_{\max} < \sqrt{\frac{1}{2\lambda} \left(\frac{L}{2}\right)^3} \quad (5.21)$$

– для гостроспрямованих антен і

$$r_{\text{max}} < 3\lambda \quad (5.22)$$

– для слабоспрямованих антен, вважається, що антени знаходяться в ближній зоні (зоні Релея).

Гостроспрямовані антени, що працюють на частотах, які потрапляють у їх робочі діапазони переважно розміщуються одна від одної досить далеко. Тому поля в ближній та проміжній зонах являють більшою мірою інтерес для забезпечення внутрішньоапаратурної ЕМС, біологічної ЕМС, електромагнітної екології. Розрахунків напруженості поля в цих зонах можна виконувати за формулою (5.17). Однак доцільно враховувати, що коефіцієнт підсилення в ближній зоні набуває менших значень, ніж коефіцієнт підсилення цієї ж антени в дальній зоні. Так, наприклад, коефіцієнт підсилення параболічної антени в ближній зоні можна розрахувати за приблизною формулою:

$$G \cong 10 \lg \frac{4\pi r^2}{S_A},$$

де r – відстань від антени до точки спостереження, яка розташована в перетині головної пелюстки діаграми спрямованості параболічної дзеркальної антени і віддалена від антени на величину, що задовольняє нерівність (5.22); S_A – площа апертури антени. Кутова зона ДС при цьому визначається кутом $\theta_{\text{пр}}$, який дорівнює

$$\theta_{\text{пр}} = \frac{2}{\pi} \frac{\lambda}{D},$$

де D – розмір діаметра антени.

Кут $\theta_{\text{пр}}$ відраховується від центру апертури до границі ДС. У межах вузької ДС флуктуації коефіцієнта підсилення можуть досягати значень $\Delta G_0 = 6$ дБ. Для побудови обвідної коефіцієнта підсилення дзеркальної антени з круглим розхилом запропоновані такі наближені вирази [45]:

$$G(\theta) = 12 + 20 \lg \left(\frac{r}{D} \right) + \Delta G \quad \text{при } 0^\circ < \theta < \theta_{\text{пр}};$$

$$G(\theta) = 52 - 10 \lg \left(\frac{D}{\lambda} \right) - 25 \lg \theta + w(\theta) \quad \text{при } \theta_{\text{пр}} < \theta < 48^\circ;$$

$$G(\theta) = 10 - 10 \lg \left(\frac{D}{\lambda} \right) + w(\theta) \text{ при } 48^\circ < \theta < 90^\circ;$$

$$G(\theta) = 10 - 10 \lg \left(\frac{D}{\lambda} \right) \text{ при } 90^\circ < \theta < 180^\circ,$$

де

$$w(\theta) = \frac{17,37}{\left[\frac{8r}{D} \sin \theta - 3 \right]}.$$

Як впливає з рис. 5.5 та рис. 5.6, побудовані за цими формулами залежності добре збігаються з експериментальними даними, отриманими для антени діаметром $D = 66$ см и кутом розхилу $2\psi_0 = 140^\circ$ на частоті 36,6 Гц.

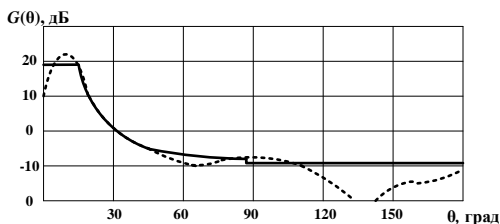


Рис. 5.5. Розподіл випромінювання параболічної антени в ближній зоні при $r = 2D$

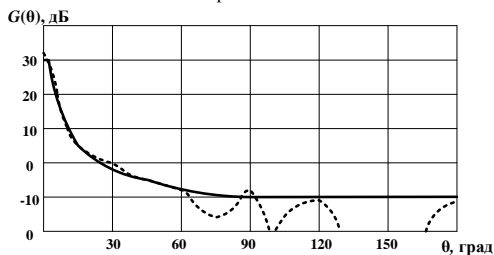


Рис. 5.6. Розподіл випромінювання параболічної антени в ближній зоні при $r = 8D$

Безперервна лінія являє собою обвідну, що відповідає наведеним формулам, а штрихова лінія являє собою залежність, побудовану за експериментально знятими даними. На рис. 5.5 зображено розподіл випромінювання в ближній зоні на відстані $r = 2D$, а на рис. 5.6 – на відстані $r = 8D$.

Для вібраторних антен, відстані між якими задовольняють нерівність (5.22), і навіть якщо вони складають кілька довжин хвиль, розв'язку можна розрахувати, користуючись власними і взаємними опорами. Виводячи формули для розрахунку взаємних опорів [52] передбачають, що дві антени знаходяться у вільному просторі. У реальних умовах антени розташовуються на деяких поверхнях і поряд з ними можуть перебувати об'єкти, які будуть впливати на формування поля випромінювання. Електромагнітна обстановка в зоні розташування приймальної антени формується як унаслідок поширення прямих хвиль, так і унаслідок відбиття і дифракції на деяких об'єктах. При відстанях між передавальною і приймальною антенами, що не перевищує кількох довжин хвиль, можна обмежитися врахуванням лише тих променів, які наближуються за інтенсивністю до напруженості поля прямого променя. Практично таких променів буде небагато і їхній вплив можна врахувати за допомогою дзеркальних зображень випромінювача.

Методику обчислення розв'язки між вібраторними антенами в загальному випадку можна подати так: нехай передавальна антена 1 живиться струмом I_1 і має власний опір випромінювання Z_{11} . Приймальна антена 2 характеризується власним опором випромінювання Z_{22} і взаємним опором Z_{12} між антенами 1 і 2. Оскільки приймальна антена навантажується вхідним опором приймача, то її струм живлення дорівнює нулю ($I_2 = 0$). Практично струм антени 2 на кілька порядків менший від струму I_1 . Отже, можемо записати

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= I_1 Z_{11}; \\ \dot{U}_2 &= I_1 Z_{12}. \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

Дійсна складова потужності живлення передавальної антени дорівнює

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1^2 R_{11}.$$

Потужність, яка виділятиметься в узгодженому навантаженні

приймальної антени, за рахунок приймання радіохвиль, що випромінюються антенною 2, визначається як

$$P_{12} = \frac{I_1^2 Z_{12} Z_{12}^*}{2R_{22}},$$

де Z_{12}^* – комплексно-спряжене значення взаємного опору. Згідно з формулою (5.2) розв'язка дорівнює

$$K_p = \frac{R_{11} R_{22}}{Z_{12} Z_{12}^*}. \quad (5.24)$$

Значення взаємних опорів ураховують взаємне розташування вібраторів: відстань між ними і їх орієнтацію. Отже, формула (5.24) визначає розв'язку з урахуванням відстані між вібраторами, напрямлених властивостей і поляризаційних характеристик.

5.6. Показники антенних пристроїв, що впливають на забезпечення EMC РЕА

Узагальнюючи розглянуте, можна навести основні характеристики антенних пристроїв, які впливають на забезпечення EMC РЕА, що розміщуються на обмеженій території. Отже, це такі показники:

- характеристика (діаграма) спрямованості антенного пристрою в межах ширини робочої смуги частот;
- ширина головної пелюстки діаграми спрямованості за половинною потужністю і за нульовим випромінюванням;
- коефіцієнт підсилення антени в межах ширини робочої смуги частот;
- коефіцієнт корисної дії,
- поляризаційні особливості в межах ширини робочої смуги частот, у заданій системі координат;
- шумова температура антени;
- обвідна ДС в межах робочої смуги частот;
- вхідний опір антени;
- взаємні або вношувані опори при близькому розташуванні декількох антен;
- границі зон Релея, Френеля і Фраунгофера для кожної антени території локального розташування;

- максимально можливий рівень бічних пелюсток;
- залежності коефіцієнта підсилення від частоти за межами робочої смуги частот;
- обвідна ДС за межами робочої смуги частот тощо.

Ці показники належать до тих, що визначають коефіцієнт непередбаченого взаємозв'язку між незалежними радіоелектронними засобами і якість електромагнітної обстановки в точці розміщення антени радіоприймального пристрою.

5.7. Специфічні методи забезпечення ЕМС

5.7.1. Захисні екрани

В деяких випадках треба запобігти опромінюванню окремої антени радіозаводою. Задачу можна розв'язати, застосовуючи спеціальний кільцевий захисний екран.

Суть екранування зображено на рис. 5.7, *а*. У пункті *A* знаходиться антена джерела радіозаводи, яка поширюється в бік антени, що розташована в точці *B*, і яку необхідно захистити. Перпендикулярно прямій, що з'єднує точки *A* і *B*, розташуємо площину *S*, у якій міститься кільцевий екран з провідного матеріалу. Положення і розміри екрана наведено на рис. 5.7, *б*.

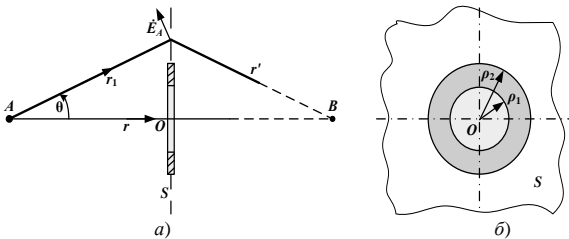


Рис. 5.7. Траєкторія поширення радіозаводи за наявності екрана

Внутрішній радіус кільцевого екрана дорівнює ρ_1 , а зовнішній – ρ_2 . Центр кільцевого екрана знаходиться на прямій *AB*. Будемо вважати, що відстань від будь-якої точки на площині *S* до точки *B* дуже велика. Вважатимемо, що антена *A* створює однорідну сфе-

ричну хвилю, фазовий центр якої збігається з точкою A . Завдяки таким допущенням істотно спрощується математичний аналіз ефекту екранування. При цьому вважають, що відстань r значно перевищує довжину хвилі λ .

У точку спостереження B надходять три когерентні хвилі з однаковими амплітудами: одна з них має напруженість поля, що створюється в разі відсутності екрана, два інші поля створюються хвилями, що дифрагують на кромках екрана з радіусами ρ_1 і ρ_2 . На основі математичного аналізу результуючого поля, яке створюється в точці B , виявлені умови взаємоослаблення його складових. Ці умови реалізуються, якщо радіуси екрана задовольняють співвідношення:

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{1}{3} r \lambda}, \quad \rho_2 = \sqrt{\frac{2}{3} r \lambda}.$$

Екранування використовують для забезпечення ЕМС гостронаправлених антен, тобто антен, що працюють у діапазонах хвиль, коротших за один метр. За допомогою такого екрана можна досягти зменшення інтенсивності випромінювання на 15–20 дБ у відносній смузі частот до 20 %.

Конструкція захисного екрана може бути не тільки кільцевою. Якщо екран секторний (рис. 5.8), треба врахувати залежність радіуса $\rho(\varphi)$ профілю екрана від кута його обводу φ .

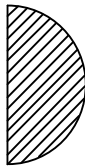


Рис. 5.8. Профіль простішого секторного екрана

Секторний екран затінює половину першої зони Френеля. При цьому напруженість поля в точках спостереження, що лежать на прямій AB , дорівнюватиме нулю [45]. Цей результат є очікуваним оскільки напруженість поля в точці спостереження, яке створюється лише першою зоною, дорівнює $E_0 = 2E'_0$, де \dot{A}'_0 – напру-

женість електричного поля, яке створюється в точці B іншими зонами Френеля. Тому радіус перерізу секторного екрана простішого типу дорівнює радіусу першої зони Френеля

$$\rho_1 = R_{01} = \sqrt{\lambda r}.$$

Щоб розширити смугу частот, у якій потрібно придушити випромінювання антени, розміщеної в точці A , та збільшити сектор придушення, використовують екрани зі складнішими профілями.

Графічні зображення деяких екранів, для профілів яких створені коректні математичні моделі, наведені на рис. 5.9.

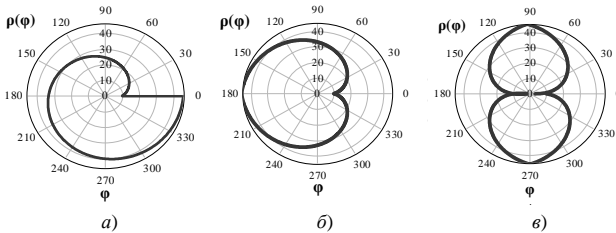


Рис. 5.9. Профілі екранів

На рис. 5.9, б, наприклад, зображений профіль екрана, який описується системою рівнянь

$$\rho(\varphi) = \begin{cases} \sqrt{\rho_0^2 + \xi\varphi}, & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \pi, \\ \sqrt{\rho_0^2 + \xi(2\pi + \varphi)}, & \text{при } \pi \leq \varphi \leq 2\pi, \end{cases}$$

у яких $\xi = 2r\lambda / \pi$ – мінімальне значення параметра ξ , що задовольняє вимоги $E = 0$ у точці B .

Вимоги до точності виготовлення профілю секторного екрана не жорсткі. Тому в реальних екранах профіль може дещо відхилитися від теоретично обґрунтованого.

Для усунення відбиття від освітленої сторони екрана, його поверхню покривають радіопоглинальним матеріалом.

Інший спосіб усунення відбиття від екрана можна пояснити за допомогою рис. 5.10.

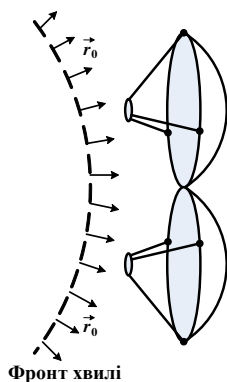


Рис. 5.10. Спосіб екранування з застосуванням поглинального матеріалу

Захисний екран, за формою профілю близький до зображеного на рис. 5.9, в, виконують на основі двох параболічних осесиметричних дзеркал з діаметром апертури $d = \sqrt{2\pi r\lambda}$. У фокусах параболоїдів розміщують радіопоглинальний матеріал. Отже, хвилі, які падають на захисний екран, фокусуються на поверхні цього матеріалу і поглинаються ним. Тому захисний екран не створює додаткових полів відбитих від нього радіохвиль.

5.7.2. Компенсаційні методи захисту від завад

Компенсаційні методи, як і екранування, використовують у разі, коли завадова ситуація детермінована. При цьому треба мати на увазі таку позитивну рису компенсаційних методів: вони можуть захищати радіостанцію від завад не тільки в разі фіксованого розташування джерел завад, але від впливу джерел випромінювання, що змінюють своє положення в просторі.

Основою компенсаційних методів є використання багатоканальних антенних пристроїв. Завдяки багатоканальності можна створювати такі діаграми спрямованості, які матимуть нулі в напрямку приходу завадових радіохвиль. За принципом дії компенсаційні методи поділяють на амплітудні, фазові і амплітудно-фазові.

Амплітудні методи. Компенсація завади здійснюється при використанні, як мінімум, двох каналів приймання радіохвиль антенною системою. У кожному з каналів приймання напруга являє собою суміш корисного сигналу і завади. Антенна система орієнтується так, щоб напруга корисного сигналу була синфазною в кожному з каналів. Оскільки джерело завади має кутове рознесення в просторі з джерелом корисного сигналу, то напруги завад різних каналів матимуть фазовий зсув, який залежить від кута приходу хвиль завади. Наявність такого фазового зсуву дає можливість регулюванням амплітуд напруг в каналах (за допомогою установлення певних коефіцієнтів передач) в результаті сумування отримати лише корисний сигнал без завади.

Для того, щоб пояснити основи амплітудного методу компенсації завади, розглянемо антенну решітку, що складається з двох антен A і B за малої бази d (рис. 5.11).

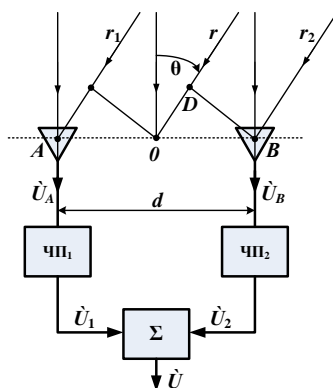


Рис. 5.11. Компенсаційна антенна решітка

Вихідні напруги \dot{U}_A і \dot{U}_B елементів антенної решітки обробляються спеціальними чотириполосниками ЧП_1 і ЧП_2 з комплексними коефіцієнтами передачі \dot{W}_1 та \dot{W}_2 , що регулюються. Вихідні

напруги \dot{U}_1 і \dot{U}_2 чотириполосників додаються. Їх сума

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{W}_1 \dot{U}_A + \dot{W}_2 \dot{U}_B \quad (5.26)$$

надходить до блоку обробки сигналів (рис. 5.11), у якому, у разі потреби, здійснюється масштабування коефіцієнтів передачі чотириполосників залежно від значень кутів $\theta > 0$.

Антенна решітка орієнтована так, щоб напрям поширення фронту корисного радіосигналу був перпендикулярним до її апертури. Нехай радіохвиля завади надходить під кутом θ відносно напрямку приходу хвилі з корисним сигналом. Частоти обох радіохвиль у найгіршому разі можуть бути однаковими. Після досягнення сигналом і завадою апертури антенної решітки між ними виникає фазовий зсув

$$\Psi = \pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin \theta . \quad (5.27)$$

Можна показати, що в режимі компенсації завади дійсні складові коефіцієнтів передачі чотириполосників $\text{Re } \dot{W}_1 = \text{Re } \dot{W}_2 = 0,5$, а уявні складові $\text{Im } \dot{W}_1 = -\text{Im } \dot{W}_2 = 0,5 \text{ctg } \Psi$. Тому з урахуванням (5.27) модулі коефіцієнтів передачі чотириполосників

$$|\dot{W}_1| = |\dot{W}_2| = \frac{1}{2 \sin \Psi} = \frac{1}{2 \sin \left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right)} \quad (5.28)$$

З цього виразу випливає, що завада в сумарному вихідному сигналі антенного блоку буде відсутньою, якщо модулі коефіцієнтів передачі чотириполосників ЧП₁ і ЧП₂ відповідають вимогам (5.28).

Якщо виконується співвідношення $\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \ll 1$, то

$$|\dot{W}_1| = |\dot{W}_2| \approx \frac{1}{2\pi} \frac{\lambda}{d} \csc \theta .$$

Проілюструємо на прикладах, як змінюється коефіцієнт передачі чотириполосників зі зміною напрямку приходу хвилі завади. Дійсна складова коефіцієнту передачі не залежить від напрямку приходу завади. Уявна складова залежить від кута θ і відстані між вібраторами d (5.27). У табл. 5.2 наведені значення уявної складо-

вої коефіцієнтів передачі для різних напрямів приходу хвилі з завадою і двох відстаней між елементами решітки.

Як випливає з результатів обчислень уявна складова коефіцієнтів передачі зростає у разі зменшення кутового рознесення джерел корисного сигналу і завади. Зменшення уявної складової можна досягти, збільшивши відстані між елементами решітки.

Таблиця 5.2

Значення уявної складової коефіцієнтів передачі для різних напрямів приходу хвилі з завадою і двох відстаней між елементами решітки

Кут θ , град.	Відносна відстань між елементами решітки d/λ	Узагальнена кутова координата Ψ , град	Значення уявної складової $\text{Im}\hat{W}$
10	0,5	14,1	2,224
	1,0	28,2	1,056
20	0,5	27,8	1,071
	1,0	55,6	0,419
30	0,5	45	0,5
	1,0	90	0

Наведений приклад ілюструє можливості антенної решітки за допомогою зміни коефіцієнта передачі каналів відокремити корисний сигнал у разі, коли джерело завад випромінює на тій же частоті, що і джерело корисного сигналу, і коли навіть кутове рознесення цих джерел невелике.

Якщо треба усунути вплив декількох джерел завади, то використовують антенну решітку, що складається з декількох двоелементних антен, сигнали з виходів яких надходять до схем обробки наступного ряду. Такий спосіб можна застосовувати для компенсації завад двох і більшої кількості джерел випромінювання.

Структурну схему двоканальної антенної решітки з автоматичним регулюванням передач каналів наведено в роботах [46, 28].

Фазові методи. Найпростіший спосіб фазової компенсації можна реалізувати в лінійній еквідистанційній рівноамплітудній антенній решітці. Суть цього способу полягає в тому, що для синфазно збуджених елементів решітки слід ввести певні фазові зсуви

в струмі живлення, за рахунок яких формується «нуль» діаграми спрямованості у потрібному напрямі.

Уважаючи, що елементи антенної системи слабонапрявлені, характеристику спрямованості при синфазному збудженні подамо у вигляді суми експоненціальних членів [45]

$$f(\theta) = \sum_{s=1}^n e^{-i(s-1)kd \sin \theta}, \quad (5.29)$$

де n – кількість елементів в антенній решітці; d – відстань між елементами антенної решітки; θ – кут між напрямом у точку спостереження і перпендикуляром до лінії розташування елементів антенної системи; $k = 2\pi/\lambda$ – коефіцієнт фази хвилі, яка поширюється у вільному просторі.

Нехай кількість елементів антенної решітки є парним числом, тобто $n = 2m$, а s є порядковим номером елемента. В канали живлення всіх непарних елементів увімкнемо фазообертач, який буде зсувати фазу струмів живлення всіх непарних випромінювачів на один і той саме кут ψ . Тоді вираз (5.29) набуває вигляду

$$f(\theta) = \sum_{s=1}^m e^{-i(-\psi + (2s-1)kd \sin \theta)} + \sum_{s=1}^m e^{-i(\psi + 2skd \sin \theta)}. \quad (5.30)$$

З другої складової характеристики спрямованості винесемо множник $e^{-i\psi}$, а з першої складової множник $e^{i(\psi + kd \sin \theta)}$, тоді вираз (5.30) набуває вигляду

$$f(\theta) = [e^{-i\psi} + e^{i(\psi + kd \sin \theta)}] f_{\bar{n}}(\theta), \quad (5.31)$$

де $f_{\bar{n}}(\theta) = \sum_{s=1}^m e^{-i2skd \sin \theta}$ – інтерференційний множник антенної реші-

тки з подвійною відстанню між елементами.

З виразу (5.31) випливає, що перший множник дає можливість змінити положення напрямку нульового випромінювання регулюванням кута ψ . Щоб визначити значення фазового зсуву ψ , задаємо кут θ_0 , у якому треба забезпечити нуль випромінювання

$$e^{-i\psi} + e^{i(\psi + kd \sin \theta_0)} = 0.$$

Винесемо експоненту $e^{-i\psi}$ за дужки і знайдемо модуль такого виразу $\left| 1 + e^{i(2\psi + kd \sin \theta_0)} \right| = \cos \left(\psi + \frac{1}{2} kd \sin \theta_0 \right)$.

Очевидно, косинусоїдна функція набуває нульового значення за умови, що $\psi + \frac{1}{2} kd \sin \theta_0 = \frac{2q-1}{2} \pi$, де $q \in N$.

При заданому куті θ_0 мінімальне значення фазового зсуву ψ_{\min} обчислюється зі співвідношення:

$$\psi_{\min} = \frac{1}{2} (\pi - kd \sin \theta_0).$$

При $d = \lambda/2$, $q=1$ і відомому зсуві ψ кут θ_0 визначається як

$$\theta_0 = \arcsin \left(1 - \frac{2\psi}{\pi} \right).$$

Використовуючи більш складні способи модуляції фаз струмів живлення, можна створити такі діаграми спрямованості антен, у яких буде декілька нульових напрямів випромінювання в заданих кутах [19].

Методи амплітудно-фазової компенсації. Метод ґрунтується на залежності розподілу поля випромінювання антенної решітки у просторі від амплітуд і фаз струмів живлення елементів решітки. Використовуючи цю залежність, можна дібрати такі значення амплітуд і фаз струмів живлення елементів, за яких будуть забезпечені нульові значення характеристики спрямованості антени в заданих напрямках.

В [19] показано, що для будь-якої лінійної еквідистанційної решітки інтерференційний множник характеристики спрямованості представляє собою суму експоненціальних функцій

$$f(\theta) = \sum_{s=1}^n i_s e^{ik(s-1)d \sin \theta},$$

де n – кількість випромінювачів антенної решітки; s – порядковий номер випромінювача; $i_s = I_s e^{i\psi_s}$ – відносна амплітуда і фаза струму живлення s -го випромінювача; d – відстань між двома суміжними випромінювачами; θ – кут у площині, проведений через лінію

розташування випромінювачів, між напрямом у точку спостереження і перпендикуляром до лінії розташування випромінювачів.

Характеристика спрямованості антенної решітки, зображеної на рис. 5.12, яка складається, наприклад, з трьох неспрямованих випромінювачів, забезпечує два напрями нульового випромінювання (приймання) і описується виразом

$$f(\theta) = 1 - 2 \cos \left[\frac{kd}{2} (\sin \theta_1 - \sin \theta_2) \right] e^{i \frac{kd}{2} (\sin \theta_1 + \sin \theta_2)} e^{-ikd \sin \theta} + e^{ikd (\sin \theta_1 + \sin \theta_2)} e^{-i2kd \sin \theta}.$$

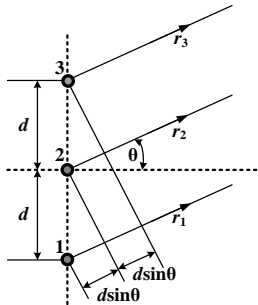


Рис. 5.12. Приклад трьохелементної антенної решітки

Антенну решітку з характеристикою спрямованості подібного типу можна застосовувати в стаціонарних радіоприймальних пристроях для забезпечення їх ЕМС з радіопередавачами – джерелами неавтономних радіозавад.

5.7.3. Адаптивні антени

Адаптивні антени являють собою багатоеlementну антенну решітку і приймально-обчислювальний пристрій, який автоматично настраює діаграму спрямованості для підвищення ефективності прийому корисного сигналу. Адаптивна антена дає можливість забезпечувати високу якість прийнятого сигналу в умовах невизначеної електромагнітної обстановки, в умовах швидкої зміни зава-

дової ситуації, в умовах розміщення приймальних терміналів на рухомих об'єктах. Критерієм якості прийому найчастіше слугує відношення напруги сигналу до напруги шуму або відхилення певних параметрів прийнятого сигналу від відомого еталона.

Щоб пояснити принцип адаптації, розглянемо найпростішу двоелементну антенну решітку (рис. 5.13). Елементи решітки 1 і 2 через чотириполосники ЧП₁ і ЧП₂ приєднуються до суматора.

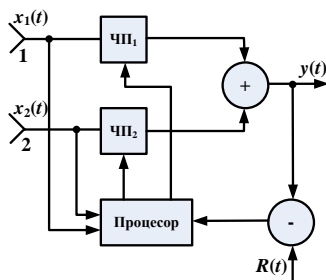


Рис. 5.13. Двоелементна антенна решітка

Коефіцієнти передач чотириполосників автоматично встановлюються процесором, який виконує порівняння вихідного сигналу антени з певним еталонним сигналом і згідно з заданим критерієм виробляє сигнали керування чотириполосниками двохелементної адаптивної антенної решітки [44]. Орієнтація антенної решітки відносно напрямку приходу хвилі не має значення. Напруга на затискачах елемента 1 являє собою суму напруги корисного сигналу і напруг завад. Позначимо її як $x_1(t)$. Напруга на затискачах елемента 2 позначена як $x_2(t)$. Вихідний сигнал антени $y(t)$ знімається з виходу суматора. Схема має у своєму складі порівнювальний пристрій та процесор. До входів порівнювального пристрою підведені вихідна напруга антени $y(t)$ і еталонна напруга $R(t)$.

Якщо коефіцієнти передачі напруг чотириполосниками ЧП₁ і ЧП₂ позначити як W_1 і W_2 , то вихідна напруга антени дорівнюватиме

$$y(t) = W_1 x_1(t) + W_2 x_2(t). \quad (5.32)$$

Для того, щоб узагальнити аналіз процесів в адаптивній антенній решітці на будь-яку кількість елементів, запишемо вираз (5.32) у матричній формі

$$y = [W]^T [x],$$

де $[W] = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix}$ – матриця-стовпець коефіцієнтів передачі чотириполюсників;

$[W]^T = \begin{bmatrix} W_1 & W_2 \end{bmatrix}$ – транспонована матриця коефіцієнтів передачі;

$[x] = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ – матриця-стовпець напруг на затискачах елементів антенної решітки.

У порівняльному пристрої визначається різниця між еталонною напругою і вихідною напругою антени

$$\varepsilon(t) = R(t) - y(t). \quad (5.33)$$

Порівнюються окремі параметри сигналів. Це може бути частота, кодована послідовність імпульсів, певні параметри самих імпульсів та ін.

У матричній формі вираз (5.33) набуває вигляду

$$\varepsilon(t) = R(t) - [W]^T [x]. \quad (5.34)$$

Нехай антена працює так, щоб середнє квадратичне відхилення $y(t)$ від $R(t)$ було мінімальним.

Квадратична похибка з виразу (5.34) знаходиться як

$$\varepsilon^2(t) = R^2(t) - 2R(t)[W]^T [x] + [W]^T [x][x]^T [W].$$

Усереднивши, отримуємо середню квадратичну похибку (математичне очікування)

$$M\{\varepsilon^2(t)\} = \bar{R}^2(t) - 2[W]^T [R_{XR}] + [W]^T [R_{XX}][W], \quad (5.35)$$

де $\bar{R}^2(t)$ – усереднене значення еталонної напруги. Оскільки еталонна напруга $R(t)$ задана, тобто є детермінованою величиною, то можемо вважати, що

$$\bar{R}^{-2}(t) = S$$

сталого величиною.

У виразі (5.35) кореляційні матриці обчислюються як

$$[R_{XR}] = M\{R(t)[x]\}$$

і

$$[R_{XX}] = M\{[x][x]^T\}.$$

Для двоелементної решітки матимемо

$$[R_{XR}] = \begin{bmatrix} \overline{x_1(t)R(t)} \\ \overline{x_2(t)R(t)} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

і

$$[R_{XX}] = \begin{bmatrix} \overline{x_1^2} & \overline{x_1 x_2} \\ \overline{x_1 x_2} & \overline{x_2^2} \end{bmatrix}. \quad (5.37)$$

Знаходимо градієнт середньої квадратичної похибки при зміні коефіцієнтів передачі W і визначаємо мінімум похибки з рівняння

$$\text{grad}(\bar{\varepsilon}^2) = 0. \quad (5.38)$$

Оскільки

$$\text{grad}(\bar{\varepsilon}^2) = -2[R_{XR}] + 2[R_{XX}][W], \quad (5.39)$$

то, враховуючи (5.38), визначаємо ваговий вектор як

$$[W_{\text{опт}}] = [R_{XX}]^{-1}[R_{XR}]. \quad (5.40)$$

Рівняння (5.39) для визначення оптимальних вагових коефіцієнтів є рівнянням Вінера-Хопфа в матричній формі, тому при обчисленні коефіцієнти $W_{\text{опт}}$ матимуть вінерівські оптимальні значення.

Для двоелементної антени обернена кореляційна матриця має вигляд:

$$[R_{XX}]^{-1} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}^T,$$

де $D = \overline{x_1^2} \overline{x_2^2} - \overline{(x_1 x_2)}$ – детермінант матриці $[R_{XX}]$; $A_{11} = \overline{x_2^2}$;

$A_{12} = A_{21} = -\overline{x_1 x_2}$;

$A_{22} = \overline{x_1^2}$ – алгебраїчні доповнення визначника матриці $[R_{XX}]$.

Підставляємо матриці (5.36), (37) і (5.40) у рівняння (5.39):

$$\begin{bmatrix} W_{1\text{опт}} \\ W_{2\text{опт}} \end{bmatrix} = \frac{1}{x_1^2 x_2^2 - (\overline{x_1 x_2})^2} \begin{bmatrix} \overline{x_2^2} & -\overline{x_1 x_2} \\ -\overline{x_1 x_2} & \overline{x_1^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{x_1 R} \\ \overline{x_2 R} \end{bmatrix}.$$

і після перемноження дістанемо матрицю-стовпець:

$$\begin{bmatrix} W_{1\text{опт}} \\ W_{2\text{опт}} \end{bmatrix} = \frac{1}{x_1^2 x_2^2 - (\overline{x_1 x_2})^2} \begin{bmatrix} \overline{x_2^2 x_1 R} - \overline{x_1 x_2 x_2 R} \\ \overline{x_1^2 x_2 R} - \overline{x_1 x_2 x_1 R} \end{bmatrix}. \quad (5.41)$$

Отже, якщо процесор в результаті обробки сигналів за формулою (5.41) визначить і встановить значення коефіцієнтів передачі чотириполюсників ЧП₁ і ЧП₂, що дорівнюють $W_{1\text{опт}}$ і $W_{2\text{опт}}$, то отриманий сигнал $y(t)$ матиме з мінімальними відхиленнями ті параметри, які задані еталонною напругою $R(t)$.

Питання та завдання для самоконтролю

1. За яким критерієм у загальному випадку можна оцінити взаємовплив між парою антен незалежних радіоелектронних засобів? Як його записати? Від яких чинників залежать значення цього критерію?

2. Якими у загальному випадку є граничні значення коефіцієнтів зв'язку та розв'язку між парою незалежних антен? Як ці коефіцієнти взаємопов'язані?

3. Чому основні характеристики антени доцільно подавати в логарифмічних одиницях вимірювання? Подайте в логарифмічних одиницях (дБВт) співвідношення, які пов'язують:

- вихідну потужність i -го джерела сигналу P_{0i} і потужність сигналу P_{0ii} на вході i -го РПП;
- вихідну потужність j -го джерела завади P_{0j} і потужність завади P_{0ij} на вході i -го РПП.

4. Яким є фізичний зміст кожного співмножника у формулі, що визначає значення електрорушійних сил на вході радіоприймального пристрою, які виникають під впливом випромінювань джерела корисного сигналу та джерела невинної радіозавади?

5. Якими є заходи, що сприяють зменшенню електрорушійної сили радіозавади на вході радіоприймача?

6. Як пов'язані між собою обвідна коефіцієнта підсилення антени та її характеристика спрямованості?

7. Яку складову поля випромінювання антени слід вважати кросполяризаційною?
8. У чому полягає зміст кросполяризаційного захисту антени при забезпеченні EMC PEA?
9. Які характеристики антенних пристроїв впливають на забезпечення EMC між парою незалежних РЕЗ ?
10. Від чого залежить взаємний опір між двома вібраторами?
11. Коли використовують екранування випромінювання антени?
12. Яку частину першої зони Френеля перекриває секторний екран?
13. У чому полягає суть методу амплітудної компенсації завад?
14. Як формується напрям нульового випромінювання при фазовій компенсації впливу завад?
15. У чому полягає принцип дії амплітудно-фазової компенсації завад?
16. Які характеристики електромагнітної обстановки необхідно знати, щоб підвищити ефективність приймання адаптивною антеною?
17. Навіщо в адаптивній антені використовується процесор?

РОЗДІЛ 6

ВПЛИВ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ НА ЕМС РЕА

6.1. Залежність параметрів радіолінії від способу поширення радіохвиль

Під радіолінією розуміють лінію передачі, у якій використовують електромагнітні хвилі, що вільно поширюються в навколишньому просторі, тобто радіохвилі. Прикінцевими елементами радіолінії є антени, вхідними затискачами радіолінії є затискачі передавальної антени, а вихідними затискачами – затискачі приймальної антени.

Радіолінію створюють переважно для здійснення зв'язку між певними операторами або для поширення тієї чи іншої інформації широкому колу споживачів. Оскільки радіохвилі вільно поширюються в атмосфері Землі, космосі та інших середовищах, то поруч з радіолініями, якими передаються корисні сигнали, утворюються радіолінії, якими до приймальних антен надходитимуть завади.

Але не залежно від того, яку розглядаємо радіолінію (корисну чи з завадами), аналітично напруженість у місці розташування приймальної антени визначається за формулою (5.17), а значення розв'язки між передавальною і приймальною антенами визначається за формулою (5.19).

Для радіолінії з корисним сигналом антени орієнтуються так, щоб характеристики спрямованості набували значень, близьких до одиниці. Для радіоліній з завадовим сигналом за рахунок властивостей антен намагаються досягти якомога менших значень $F_{\text{випр}}(\theta, \varphi)$ і $F_{\text{пр}}(\theta, \varphi)$. При цьому у виразі для передачі корисного сигналу і у виразі для передачі завади залишатимуться множники, що позначені символом V . Це множник ослаблення, яке зазнають радіохвилі під час поширення від джерела випромінювання до приймальної антени.

У загальному випадку множник ослаблення є комплексною величиною, тому що характер середовища, яким поширюються хвилі, впливає на амплітуду коливальних, їх фазу і поляризацію. Значною мірою множник ослаблення залежить від способу поширення

радіохвилі і її радіотраси. Під радіотрасою розуміють шлях поширення радіохвилі. Зрозуміло, що радіотраса охоплює простір, який вважають істотним для поширення радіохвиль. Найчастіше цей простір обмежують першою зоною Френеля.

Окрім множника ослаблення, в теорії поширення радіохвиль використовують ще й таку величину, як втрати при поширенні радіохвиль або втрати передачі. Під цією величиною розуміють відношення потужності на вході лінії передачі до потужності в навантаженні радіолінії, прикінцевими елементами якої є ізотропні антени. Втрати при передачі досить просто визначаються з формули (5.19) за умови, що $F_{\text{випр}}(\theta, \varphi) = 1$ і $F_{\text{пр}}(\theta, \varphi) = 1$. Отже, втрати при поширенні радіохвиль дорівнюють

$$L[\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) - 20 \lg V. \quad (6.1)$$

Як впливає з формули (6.1), основною складовою втрат, яка залежить від електричних параметрів середовища, є множник ослаблення. Перша складова в правій частині (6.1) враховує зменшення інтенсивності сферичних електромагнітних хвиль від відстані r і довжини хвилі λ . Для вільного простору, тобто для однорідного безутратного середовища, провідність якого дорівнює нулю, множник ослаблення V набуває значення одиниці. Радіохвилі поширюються по прямих траєкторіях і втрати при поширенні радіохвиль визначається як

$$L_0[\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right). \quad (6.2)$$

Такі радіохвилі називаються прямими.

Можна вважати, що прямі хвилі поширюються і в реальних середовищах, якщо поглинання радіохвиль незначне, а неоднорідність призводить лише до деяких викривлень траєкторії унаслідок рефракції.

Радіохвилі, радіотраси яких пролягають поблизу поверхні Землі і які зазнають істотного впливу Землі, належать до земних хвиль. Найчастіше розглядають чотири способи поширення радіохвиль, схематичні моделі радіотрас яких зображені на рис. 6.1.

Еліпси обмежують область простору, яка істотна при поширенні радіохвиль. При антенах А і В, піднятих над плоскою повер-

хнею Землі, хвилі поширюються як прямолінійними траєкторіями (АВ на рис. 6.1, а), так і ламаною траєкторією, якщо відбиваються від поверхні Землі (промінь АСВ).

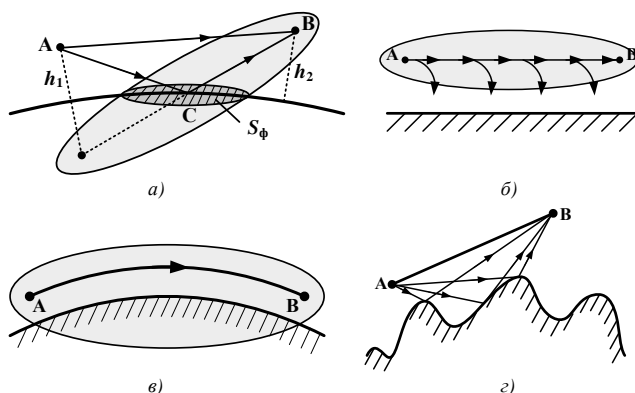


Рис. 6.1. Основні моделі радіотрас земних радіохвиль:

а – поширення в межах прямої видимості; б – поширення над плоскою землею; в – поширення за рахунок дифракції; г – поширення над нерівною поверхнею Землі.

Якщо антени розміщені низько над Землею або їхні фазові центри розташовані на поверхні Землі (рис. 6.1, б), то траєкторія пролягає близько до поверхні Землі і радіохвилі зазнають поглинання в Землі. Траєкторія поширення радіохвиль може перекидатися випуклістю Землі (рис. 6.1, в). У цьому разі спостерігається дифракція радіохвиль і в приймальній антені В напруга наводиться завдяки дифрагованим хвилям. Якщо поверхня Землі має складний рельєф (рис. 6.1, г) – покрита пагорбами або різними спорудами, то радіохвилі розсіюються на неоднорідностях рельєфу.

Вплив атмосфери на земні хвилі зводиться до викривлення траєкторії поширення радіохвилі внаслідок рефракції та поглинання в водяних парах та молекулах кисню на частотах вищих 10 ГГц.

До тропосферних хвиль відносять радіохвилі, які поширюються за рахунок розсіювання на неоднорідностях тропосфери (рис.

6.2, а) або внаслідок утворення тропосферного хвильоводу (рис. 6.2, б).

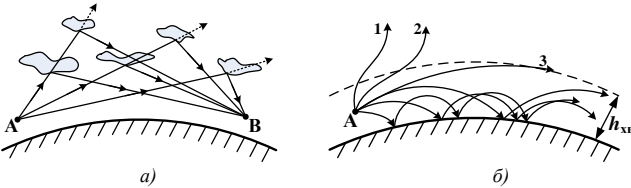


Рис.6.2. Поширення тропосферних радіохвиль: а – розсіяння в тропосфері; б – тропосферний хвильовід.

Розсіяння хвиль у тропосфері зумовлене наявністю неоднорідних за діелектричною проникністю локальних утворень. Коефіцієнт заломлення в неоднорідностях відрізняється від середнього значення на 10^{-6} , що призводить до виникнення розсіяних хвиль. При певних значеннях розмірів неоднорідностей і їх висотах розташування розсіяної хвилі надходять до приймальної антени В і дають можливість установити зв'язок на відстанях до 700 – 800 км у сантиметровому або дециметровому діапазонах [49].

Оскільки рівень напруженості розсіяних радіохвиль на 50 – 80 дБ нижчий, ніж при поширенні у вільному просторі [51], то при забезпеченні ЕМС радіоліній, що використовують земні хвилі, вплив поля тропосферних хвиль урахувують лише в зонах дифракції (рис.6.1, е).

Вплив тропосферних хвиль оцінюють статистичними методами на основі експериментальних даних.

Тропосферний хвильовід (рис. 6.2, б) утворюється епізодично і його появу передбачити важко. Суть його полягає в тому, що в деякому шарі тропосфери, товщиною h_{xb} , градієнт індексу заломлення dN/dh (dh – приріст висоти в тропосфері) стає меншим від критичного значення

$$dN/dh \leq -0,157 \text{ 1/м.}$$

Таке явище в тропосфері називається надрефракцією. Тропосферний хвильовід розглядають як своєрідну лінію передачі, у якій верхня стінка – напівпрозора верхня границя шару тропосфери,

охопленого надрефракцією, а нижня стінка – непрозора поверхня Землі. Тому через верхню стінку промені, які падають на неї під невеликим кутом (промені 1, 2, 3 рис. 6.2, б), проходять і поширюються за звичними траєкторіями. Решта променів поширюються за траєкторіями з малим радіусом, що призводить до їх відбиття від поверхні Землі.

Вплив різних видів рефракції в тропосфері наочно ілюструється на рис. 6.3 зображеними діаграмами спрямованості гостронаправленої антени [51].

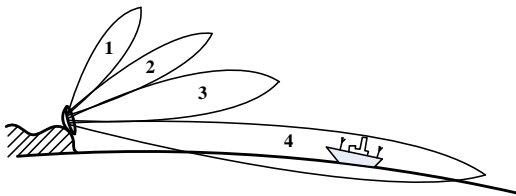


Рис. 6.3. Зони освітленості залежно від рефракції: 1 – від’ємна; 2 – занижена; 3 – нормальна; 4 – надрефракція або критична рефракція

З рис. 6.3 випливає, що утворення хвильоводного каналу порушує повністю функціонування радіосистеми. У випадку радіолокаційної станції спостереження за повітряним простором на екрані можуть з’явитися відмітки про наявність рухомого об’єкта, хоча відбиття хвиль відбувається від наземного об’єкта (пелюстка 4 на рис. 6.3). Отже, незважаючи на те, що теоретично особливості тропосферного хвильового каналу описані аналітично досить докладно [49, 51], прогнозувати його вплив на електромагнітну обстановку дуже важко.

Нарешті, хвилі, на траєкторію поширення яких і на їхню структуру впливає іонізований газ верхніх шарів атмосфери відносять до іоносферних хвиль. З-поміж них передусім виокремлюють радіохвилі, що відбиваються від шарів іоносфери. Це найчастіше хвилі, довжина яких перевищує десять метрів. Виокремлюють також іоносферні радіохвилі, що розсіюються неоднорідностями в іоносфері.

Завдяки розсіянню радіохвиль метрового діапазону на висотах 75–90 км можна здійснити зв'язок на відстанях до 2000–2300 км [21]. Утрати в таких лініях зростають з наростанням частоти електромагнітних коливань.

Третім різновидом іоносферних радіохвиль є радіохвилі, що відбиваються від метеорних слідів. Для регулярної роботи радіоліній використовують спорадичні метеори, які згоряють на висоті 80–120 км. Лінійна електронна густина в метеорному сліді пропорційна масі метеора і знаходиться приблизно від 10^{10} до 10^{18} електронів на метр. Існує слід декілька часток секунди, тому для систем зв'язку обов'язковим є використання накопичувачів інформації.

Втрати передачі досить великі, але менші ніж у радіолініях з розсіянням радіохвиль в іоносфері. Так, наприклад, у радіолінії, яка працює на частоті 50 МГц, з протяжністю радіотраси 130 км втрати передачі досягають приблизно 170 дБ.

6.2. Множник ослаблення при поширенні радіохвиль над гладкою поверхнею Землі

У природних середовищах гладка поверхня Землі спостерігається дуже рідко. Якщо не розглядати пересічену місцевість, то поверхня Землі найчастіше має шорсткий характер. Такі поверхні в моделях радіотрас можуть розглядатися як гладкі за умови, що нерівності поверхні задовольняють критерій Релея.

Для виведення критерію Релея виходять з того, що фронт хвилі, відбитої від шорсткої поверхні, може відхилятися від площини, перпендикулярній напрямку поширення хвилі, не більше чим на чверть довжини хвилі. З цього допущення випливає обмеження на величину нерівності поверхні

$$h_{\text{доп}} \leq \frac{\lambda}{8 \cos \Theta}, \quad (6.3)$$

де $h_{\text{доп}}$ – відстань між площиною, проведеною над шорсткою поверхнею так, щоб вона торкалась верхівок найвищих нерівностей, і площиною, проведеною через найнижчі впадини нерівностей; λ – довжина хвилі; Θ – кут падіння хвилі на шорстку поверхню.

Критерію Релея повинні задовольняти всі нерівності, що знаходяться в межах ділянки поверхні, істотної при відбитті радіохви-

лі (площа S_ϕ на рис. 6.1, а). Уважають, що відбиття радіохвиль від такої поверхні буде дзеркальним.

Якщо шорсткий характер поверхні не задовольняє умови (6.3), то відбиття буде дифузним – розсіяним або напіврозсіяним. Якщо відбиття дифузне, густину потужності відбитої хвилі розраховують за законом Ламберта [33]

$$\Pi = \Pi_0 \cos \varphi, \quad (6.4)$$

де Π_0 – густина потужності при куті $\varphi = 0$; φ – кут між перпендикуляром до поверхні і напрямом у точку спостереження.

У цьому разі густина потужності відбитої хвилі не залежить від кута падіння променя Θ . Якщо відбиття напіврозсіяне, напруженість відбитої хвилі залежить і від кута падіння, і від кута φ між вертикаллю і напрямом у точку спостереження. Коефіцієнт напіврозсіяного відбиття найпростіше визначати за допомогою експерименту.

Моделі радіотрас, які пролягають над гладкою поверхнею Землі за висотою розташування антен, поділяються на дві групи. До першої відносять радіотраси, передавальна і приймальна антени яких знаходяться на значних відносно довжини хвилі висотах. До другої групи віднесені методи розрахунку множника ослаблення для моделей радіотрас, у яких антени розміщені безпосередньо на поверхні Землі.

Варіант розрахунку множника ослаблення в радіотрасах першої групи [11, 21, 33, 49, 51] обирають, виходячи з порівняння протяжності радіотраси r з відстанню прямої видимості r_0 . Моделі радіотрас залежно від значення r і r_0 зображені на рис. 6.4.

Під відстанню прямої видимості розуміють довжину прямої, проведеної дотично до поверхні Землі між двома точками, які розміщуються на заданих висотах. Поняття відстані прямої видимості ілюструється зображенням поданим на рис. 6.5. Висота підвісу точки А дорівнює h_1 , а висота підвісу точки В – h_2 . У точці С пряма АВ торкається поверхні Землі. Використовуючи радіус Землі R_0 , можемо показати, що

$$r_0 = 2R_0 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right).$$

Якщо підставити висоти h_1 і h_2 в метрах, відстань r_0 обчислюється в кілометрах, то в разі відсутності рефракції

$$r_0 = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (6.5, a)$$

і за наявності нормальної рефракції

$$r_0 = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \quad (6.5, б)$$

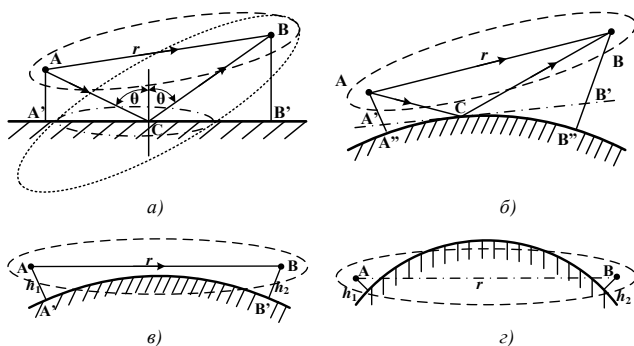


Рис. 6.4. Моделі поширення радіохвиль над гладкою поверхнею Землі: а – поверхня Землі плоска; б – радіотраса над сферичною поверхнею Землі; в – прикінцеві елементи радіолінії знаходяться в зоні півтіні; г – прикінцеві елементи радіолінії знаходяться в зоні тіні

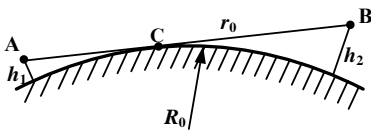


Рис. 6.5. Геометричне визначення відстані прямої видимості

У формулах, наведених нижче, для урахування рефракції використовують еквівалентний радіус Землі. Для нормальної рефракції $R_0 = 8,5 \cdot 10^6$ м.

Модель радіотраси вибирають згідно з такими умовами:

1) якщо $r \leq 0,2r_0$, то радіотраса пролягає над плоскою поверхнею Землі (рис. 6.4, а);

2) якщо $0,2r_0 < r < 0,8r_0$, то поширення радіохвиль не затінюється випуклістю Землі, але необхідно враховувати сферичність Землі (рис. 6.4, б);

3) якщо $0,8r_0 < r < 1,2r_0$, то точка приймання радіохвиль B знаходиться в зоні напівтіні (рис. 6.4, в);

4) якщо $1,2r_0 < r$, то точка спостереження B знаходиться в зоні тіні (рис. 6.4, г) і прийом здійснюється лише дифрагованих хвиль.

Якщо поверхня Землі плоска (модель радіотраси 1) а антени слабо напрямлених або не напрямлені, множник ослаблення визначається як [28, 48]

$$V = \sqrt{1 + R^2 + 2R \cos(\Phi + k\Delta r)}, \quad (6.6)$$

де $\tilde{R} = Re^{-i\Phi}$ – модуль і фаза коефіцієнта відбиття; $k = 2\pi/\lambda$ – хвильове число; $\Delta r = 2h_1h_2/r$ – різниця ходу відбитого і прямого променів.

Комплексний коефіцієнт відбиття \tilde{R} залежить від електричних параметрів середовища (відносної діелектричної проникності, питомої провідності), кута падіння хвилі на поверхню Землі і поляризації хвилі. Вирази для обчислення коефіцієнтів відбиття наводяться в підручниках з електродинаміки [33], поширення радіохвиль [11, 21, 28, 48, 51] та монографіях [49].

Формула (6.6) має дещо інший вигляд у разі напрямленої передавальної антени. На рис. 6.6 зображено промені, які падають на приймальну антену в точці B .

Прямий промінь AB випромінюється під кутом ϑ_1 до напрямку максимального випромінювання ($\vartheta = 0$). Відбитий від поверхні Землі промінь випромінюється під кутом ϑ_2 . Така ситуація характерна для поширення завади від передавальної антени A до приймальної антени B . Очевидно, що діаграма спрямованості антени A своїм максимумом напрямлена на кореспондента під кутом $\vartheta = 0$. Цей випадок з погляду забезпечення ЕМС є типовим.

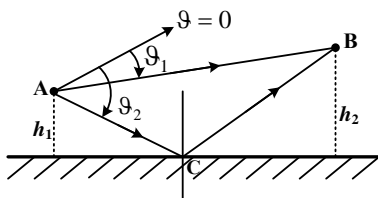


Рис. 6.6. Схема поширення променів при напрямленій передавальній антені (випромінювачі)

Ураховуючи схему поширення променів, множник ослаблення запишемо так

$$V = \sqrt{1 + m^2 R^2 + 2mR \cos(\Phi + k\Delta r)}, \quad (6.7)$$

де $m = F_{\text{випр}}(\theta_2) / F_{\text{випр}}(\theta_1)$ – відношення значень характеристик спрямованості передавальної антени при кутах θ_1 і θ_2 .

У моделі радіотраси 2 множник ослаблення розраховується за формулами (6.6) і (6.7). Але в цих формулах використовують не геометричні висоти підвісу h_1 і h_2 , а їх наведені значення. З рис. 6.4, б видно, що сферичну поверхню можна замінити площиною $A'B'$, проведеною дотично до поверхні Землі в точці відбиття променів C . Приведені висоти являють собою висоти підвісу антен над площиною $A'B'$ і обчислюються за формулами [21, 28, 33, 48]

$$\left. \begin{aligned} h'_1 &= h_1 - \frac{r_1^2}{2R_0}; \\ h'_2 &= h_2 - \frac{r_2^2}{2R_0}, \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

де $r_1 = A'C$ – відстань від точки A' до точки відбиття променя C ;

$r_2 = CB'$ – відстань від точки відбиття променя C до точки B' .

Положення точки C залежно від величин h_1 , h_2 і r знаходять, розв'язуючи кубічне рівняння [20, 21, 28].

У моделі радіотраси 2 потрібно відкоригувати модуль коефіцієнта відбиття, щоб урахувати розходження радіохвиль після відбиття від сферичної поверхні Землі. Тому

$$R_{\text{сф}} = D_{\text{сф}} R_{\text{пл}}, \quad (6.9)$$

де $D_{\text{сф}}$ – коефіцієнт розходження; $R_{\text{пл}}$ – коефіцієнт відбиття від плоскої поверхні.

З геометричних співвідношень випливає [21, 28], що

$$D_{\text{сф}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2r^2 h'_1 h'_2}{R_0 (h'_1 + h'_2)^3}}}. \quad (6.10)$$

Найбільш складні з погляду математичного аналізу моделі радіотрас 3 і 4 (рис. 6.4, в, з). Докладне викладення такого аналізу подано в підручниках [9, 21, 51]. Множник ослаблення, отриманий в результаті розв'язання хвильових рівнянь має вигляд

$$V = 2\sqrt{\pi x} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{e^{ixt_s}}{t_s + q^2} \cdot \frac{w_1(t_s - y_1)}{w_1(t_s)} \cdot \frac{w_1(t_s - y_2)}{w_1(t_s)}, \quad (6.11)$$

де $x = r \left(\frac{\lambda R_0^2}{\pi} \right)^{-1/3}$ – чисельна відстань між антенами А і В;

$y_{1,2} = 2h_{1,2} \left(\frac{\lambda^2 R_0}{\pi^2} \right)^{-1/3}$ – чисельна відстань підвісу антен;

$q = i\sqrt{\frac{\pi R_0}{\lambda}} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon - i60\lambda\sigma}}$ – параметр, значення якого впливає на хара-

ктер дифракції радіохвиль на сферичній поверхні Землі; ε , σ – діелектрична проникність і питома провідність Землі вздовж радіотраси;

$w_1(t) = \sqrt{\frac{\pi}{3}} e^{-i\frac{2\pi}{3}} (-t)^{\frac{1}{2}} H_{1/3}^{(1)} \left[\frac{2}{3} (-t)^{\frac{3}{2}} \right]$ – перша функція Ері, яка може

обчислюватися за допомогою функції Ганкеля першого роду порядку 1/3 або визначена за допомогою таблиць;

t_s – корені рівняння $\frac{dw_1(t)}{dt} - qw_1(t) = 0$.

Вираз (6.11) для множника ослаблення справедливий не тільки для моделі радіотрас 3 і 4, але і для моделей 1 і 2. Значення множника ослаблення (6.11) при $r \leq 0,2r_0$ і при $0,2r_0 < r < 0,8r_0$ збігаються із значеннями, які можна отримати з формул (6.6) і (6.7), хоча останні отримані з використанням геометро-променевого трактування поширення радіохвиль. Особливістю виразу (6.11) є те, що для моделей радіотрас 4 (рис. 6.4, з) перший член нескінченного ряду дає значення для множника ослаблення з достатньою для практики точністю. Це стосується передусім випадків, коли $h_1, h_2 = 0$, тобто для діапазонів середніх і більш низьких частот (див. додаток 1). Коли висоти підвісу антен перевищують довжину хвилі, то множник ослаблення повинен ураховувати вплив атмосфери, який може бути для такої моделі радіотраси визначальним.

Друга група методик розрахунку множника ослаблення стосується випадку, коли приймальна і передавальна антени знаходяться безпосередньо на поверхні Землі. Незалежно від значення відстані r множник ослаблення може бути обчислений за формулою (6.11). Лише для випадку, коли можна нехтувати сферичністю Землі, тобто для радіотраси над плоскою поверхнею Землі (рис. 6.7) доцільно користуватися більш простими виразами, а саме формулою Шулейкіна-Ван-дер-Поля і формулами Фейнберга Е. Л.

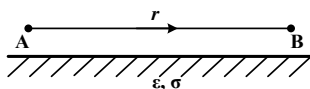


Рис. 6.7. Поширення хвиль над однорідною плоскою поверхнею Землі

Ці формули використовують за умови, що

$$r \leq r_{\text{пмх пл}} = 7\sqrt[3]{\lambda}. \quad (6.12)$$

Похибка обчислення множника ослаблення при моделі радіотраси над плоскою Землею не перевищує 10 %, якщо виконується умова (6.12). Якщо умова (6.12) не виконується, треба використовувати формулу (6.11).

Множник ослаблення за формулою Шулейкіна-Ван-дер-Поля визначається так [48]:

$$V = \frac{2 + 0,3x}{2 + x + 0,6x^2}, \quad (6.13)$$

де $x = \frac{\pi r \sqrt{(\varepsilon - 1)^2 + (60\lambda\sigma)^2}}{\lambda \varepsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2}$ – чисельна відстань між антенами;

ε , σ – усереднені значення діелектричної проникності і питомої провідності Землі вздовж радіотраси.

Зрозуміло, що формула (6.13) дає задовільні результати тоді, коли немає різких змін електричних параметрів ґрунту. Але радіотраси нерідко пролягають над поверхнею Землі, електричні параметри якої зазнають різних змін. Тоді модель радіотраси створюють з підстильної поверхнею, яка складається з двох, а іноді і з трьох ділянок. Для кожної з ділянок знаходять усереднені значення електричних параметрів та визначають їх границі у місцях, де спостерігаються різкі зміни характеру поверхні Землі.

Якщо підстильну поверхню подати у вигляді двох ділянок (рис. 6.8) з електричними параметрами ε_1 , σ_1 і ε_2 , σ_2 , то при досить великих значеннях довжин цих ділянок r_1 і r_2 за умови, що чисельні відстані набагато перевищують одиницю, а саме

$$x_1 \gg 1 \text{ і } x_2 \gg 1,$$

де $x_1 = \frac{\pi r_1 \sqrt{(\varepsilon_1 - 1)^2 + (60\lambda\sigma_1)^2}}{\lambda \varepsilon_1^2 + (60\lambda\sigma_1)^2}$ і $x_2 = \frac{\pi r_2 \sqrt{(\varepsilon_2 - 1)^2 + (60\lambda\sigma_2)^2}}{\lambda \varepsilon_2^2 + (60\lambda\sigma_2)^2}$, множник ослаблення дорівнює

$$V \approx \frac{1}{2\sqrt{x_1 x_2}}. \quad (6.14)$$

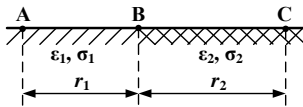


Рис. 6.8. Поширення радіохвиль над двома ділянками поверхні Землі

Формула (6.14), що виведена Фейнбергом Е.Л., у деяких випадках перетворюється на досить зручні для аналізу множника ослаблення вирази [48].

6.3. Поширення радіохвиль над нерівною поверхнею Землі

Множники ослаблення радіотрас, що пролягають над нерівною поверхнею Землі, визначають за певних наближень. У разі, коли область, що істотна при поширенні радіохвиль, затінюється перепоною, яка різко підноситься над поверхнею Землі, то вплив такої перепоны оцінюють аналітично. Якщо профіль перепоны має клиноподібний вигляд (рис. 6.9), то її апроксимують екраном.

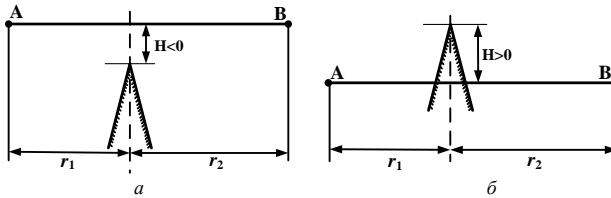


Рис. 6.9. Моделі радіотраси з клиновидною перепоною: *a* – виступ не затінює лінії, що об'єднує антени в точках А і В; *б* – виступ затінює лінію АВ

Використовуючи методи теорії оптичної дифракції, можна показати, що модуль множника ослаблення дорівнюватиме [21, 48]

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{C^2(u) + S^2(u)}, \quad (6.15)$$

де $C(u)$ і $S(u)$ – інтеграли Френеля; $u = \frac{\sqrt{2}H}{\sqrt{br\lambda(1-b)}}$ – аргумент інтегралів Френеля; $b = r_1 / r$ і $r = r_1 + r_2$ – відстань між антенами А і В (рис.6.9).

Якщо в (6.15) аргумент u задовольняє нерівність $u > 1$, то формула (6.15) з достатньою точністю апроксимується виразом

$$V[\text{дБ}] = -13 - 20 \lg u. \quad (6.16)$$

Якщо перепона на шляху поширення радіохвиль за формою наближується до округлих тіл, то їх апроксимують сферами або циліндрами. Множники ослаблення також знаходять, застосовуючи методи дифракції Френеля-Гюйгенса-Кірхгофа [21]. Очевидно, що такі способи розрахунку множника ослаблення можна використовувати, якщо на радіотрасі переважають за висотою одна або дві перепони. Якщо кількість високих пагорбів, що затінюватимуть першу зону Френеля більша, обчислення стають громіздкими та їх точність істотно знижується.

Другий випадок, який для практики має важливе значення, це радіотраса над нерівною поверхнею, у якій важко відокремити домінуючі нерівності. Це, наприклад, радіотраса над містом. У цьому разі множник ослаблення обчислюють використовуючи емпіричні вирази, які створюються на основі статистичних даних, отриманих під час спостереження за поширенням радіохвиль над забудованими територіями.

Найбільш поширеною методикою розрахунку радіоліній є методика, що ґрунтується на моделі Окамури-Хата. Вона рекомендована для практичного використання Міжнародним консультативним комітетом з радіозв'язку та Європейським інститутом стандартів у галузі електрозв'язку (ETSI).

Модель Окамури-Хата дає досить точні визначення медіанних утрат при поширенні радіохвиль наземними радіотрасами за таких умов:

- частоти радіохвиль знаходяться в діапазоні від 100 до 1500 МГц;
- відстань між кореспондентами знаходиться в межах від 1 до 100 км;
- висота підвісу однієї з антен (фіксованої станції) знаходиться в межах від 30 до 200 м;
- висота підвісу антени мобільного об'єкта знаходиться в межах від 1 до 10 м.

Характер рельєфу радіотраси визначається і типом забудови місцевості, і рельєфом земної поверхні. За типом забудови місцевості використовується така класифікація:

- великі міста; для цього типу місцевості характерна щільна забудова багатопверховими будинками та індустріальними спорудами.

дами, а також значна інтенсивність автомобільного руху для будь-якого часу доби;

– невеликі та середні міста; щільно заселена зона зі значною кількістю установ. Інтенсивність автомобільного руху залежить від часу доби;

– передмістя; значна кількість малоповерхових будівель, зокрема й допоміжних споруд (складів, магазинів тощо). Помірний рух автотранспорту;

– сільська (відкрита) місцевість; відкриті простори, необроблена або частково оброблена Земля з невеликими, віддаленими одна від одної групами забудов.

Розрахунок ослаблення потужності електромагнітної хвилі виконують за формулою

$$L(\text{дБ}) = 69,55 + 26,16 \lg f - 13,82 \lg h_1 - a(h_2) + (6.17) \\ + (44,9 - 6,55 \lg h_1) \lg r,$$

де f – частота електромагнітної хвилі, МГц; h_1 – висота підвісу антени стаціонарного передавача, м; h_2 – висота підвісу антени приймача, м, r – довжина радіолінії, км; $a(h_2)$ – поправковий коефіцієнт. Його значення залежно від типу місцевості, частоти і висоти підвісу приймальної антени (в інтервалі значень від 1 до 10 м) обчислюють так:

– для міста середніх розмірів

$$a(h_2)_{\text{дБ}} = (1,1 \lg f - 0,7) h_2 - (1,56 \lg f - 0,8);$$

– для великого міста

$$a(h_2)_{\text{дБ}} = 8,29 (1,54 \lg h_2)^2 \quad \text{– для частот } f < 400 \text{ МГц,}$$

$$a(h_2)_{\text{дБ}} = 3,2 (1,75 \lg h_2)^2 \quad \text{– для частот } f > 400 \text{ МГц.}$$

У приміській зоні втрати при поширенні радіохвиль можна розраховувати за формулою

$$(L_y)_{\text{дБ}_{\text{передміс.}}} = (L_y)_{\text{дБ}_{\text{місто}}} - 21 \lg(f/28)^2 - 5,4,$$

де величина $(L_y)_{\text{дБ}_{\text{місто}}}$ визначається відповідно до (6.18).

В умовах відкритої місцевості ослаблення радіохвиль розраховується за формулою

$$(L_y)_{\text{дБ}} = (L_y)_{\text{дБ}_{\text{місто}}} - 4,78 \lg(f)^2 - 18,33 \lg f - 40,94.$$

Для ілюстрації розрахунку радіолінії за формулою (6.17) наведемо методику визначення потужності передавача P_1 , якщо відомі параметри радіотраси, чутливість радіоприймача і коефіцієнти підсилення передавальної G_1 та приймальної G_2 антен. Очевидно, що ця методика може використовуватися і для визначення потужності завади на вході приймача, якщо враховувати характеристики спрямованості антен джерела завади $F_1(\theta, \varphi)$ і приймальної антени $F_2(\theta, \varphi)$. Очевидно, що для цього потрібно в наступних виразах замінити G_1 на $G_1 F_1(\theta, \varphi)$ і G_2 на $G_2 F_2(\theta, \varphi)$. При цьому слід мати на увазі, що значення кутів θ і φ беруть в напрямі променів, які поширюються від джерела завади до точки спостереження.

Отже, для визначення потрібної потужності передавача потрібно обчислити мінімальне значення потужності на вході приймача, яка забезпечує необхідну якість зв'язку. Мінімальна потужність на вході приймача у загальному випадку виражається формулою

$$P_{2\min} = P_{20} + B_{\text{ф.пр.}} + B_{\text{д.ф.}} - K_{\text{мшп}} - G_2,$$

де $P_{20} = 20 \lg e_a - 10 \lg R_{\text{вх}} - 90$ – чутливість приймача, дБ/мВт; e_a – чутливість приймача, мкВ; $R_{\text{вх}}$ – вхідний опір приймача; $B_{\text{ф.пр.}} = \alpha_{\text{пр}} l_{\text{ф.пр}}$ – втрати у фідері антени приймача, дБ; $\alpha_{\text{пр}}$ – погонне загасання у фідері антени приймача, дБ/м; $l_{\text{ф.пр}}$ – довжина фідера антени приймача, м; $B_{\text{д.ф.}}$ – втрати у дуплексному фільтрі в режимі приймання, дБ; $K_{\text{мшп}}$ – коефіцієнт підсилення антенного тракту приймання (малошумного підсилювача), дБ; G_2 – коефіцієнт підсилення антени приймача, напрямленої на передавальну антену, дБ.

Але рівень потужності, визначений як $P_{2\text{н}}$, не може гарантувати надійного зв'язку, оскільки рівень сигналу змінюється в часі і в просторі за статистичним законом. Тому потрібно мати додатковий запас потужності на вході антени приймача $P_{2\text{д}}$. Величина $P_{2\text{д}}$ залежить від стандартного (середньоквадратичного) відхилення рівня сигналу та від середнього значення, зумовленого рельєфом земної поверхні та зміною часу. Тип рельєфу визначають величиною перепаду висот нерівностей земної поверхні уздовж траси Δh , під яким розуміють різницю висот $h(90\%)$ і $h(10\%)$ місцевості

вздовж радіотраси (рис. 6.10), що перевищують рівні 90 % і 10 % максимальної висоти заданого профілю.

Характеристика типів рельєфу місцевості залежно від різниці висот Δh наведено в табл. 6.1.

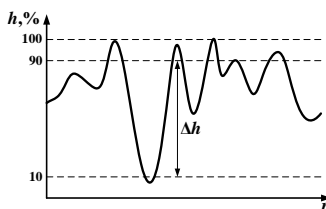


Рис.6.10. Залежність перепаду висот нерівностей уздовж траси

Таблиця 6.1.

Тип рельєфу	Δh , м
Рівнинна або водна поверхня	0...25
Рівнинно-пагорбова (середньо-пересічена)	25...75
Пагорбова (дуже пересічена)	75...150
Гірська	150...400
Дуже високі гори	більше 400

На відстанях понад 10 км стандартне відхилення в розглянутих діапазонах частот обчислюють за формулою

$$\sigma_h = 9,51g(\Delta h/50) + 9.$$

На відстанях менше 10 км значення відхилення визначають так:

$$\sigma_h = 4,11g(r) + 5.$$

Стандартне відхилення за часом залежить від рознесення передавальної та приймальної антен відповідно до такого виразу:

$$\sigma_i = 6,5(1 - \exp(-0,036r)).$$

Узагальнене значення стандартного відхилення знаходимо як

$$\sigma = \sqrt{\sigma_h^2 + \sigma_i^2}.$$

Додатковий запас потужності сигналу на вході приймача дорівнює

$$P_{2д} = K_n \sigma,$$

де K_n – коефіцієнт логарифмічного нормального розподілу, який забезпечує необхідну надійність (задану імовірність) зв'язку. Залежність цього коефіцієнта від імовірності забезпечення зв'язку визначається інтегральним рівнянням

$$p_i(K_n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{K_n} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Деякі значення коефіцієнта логарифмічного нормального розподілу наведено в табл. 6.2.

Таблиця 6.2

$p_i(K_n)$	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	0,99
K_n	0	0,253	0,524	0,842	1,282	1,645	2,326

Отже, результуюча потужність сигналу на вході приймача визначається так:

$$P_2 > P_{2\min} + P_{2д}.$$

Остання формула та значення коефіцієнта ослаблення L дають можливість розрахувати потужність випромінювання антени передавача, що розміщена на висоті h_1 над землею:

$$P_{\Sigma 1} = P_2 + L + B_1 + B_2,$$

де P_2 – значення мінімальної потужності на вході приймача; L – коефіцієнт ослаблення потужності в радіолінії, дБ; B_1 – додаткові втрати потужності сигналу при роботі з портативними радіостанціями, які зазвичай беруть рівними 3 дБ; B_2 – додаткові втрати потужності сигналу при роботі з портативними радіостанціями в автомобілі (8 дБ) або в будинку (15 дБ).

Потужність живлення антени P_A визначається за такою формулою:

$$P_A = P_{\Sigma 1} + B_{\Phi 1} + B_{д1} + B_K - G_1,$$

де $P_A = 10 \lg P_{\text{прд}} + 30$ – потужність живлення антени, дБ/мВт;

$P_{\text{прд}} = 10^{(0,1P_A - 3)}$ – потужність сигналу на виході передавача, Вт;

$B_{\Phi 1} = \alpha_1 l_{\Phi 1}$ – коефіцієнт втрат потужності сигналу у фідері пере-

давальної антени, дБ; α_1 – погонне загасання у фідері передавача; $l_{\phi 1}$ – довжина фідера передавальної антени, м; $B_{д1}$ – втрати потужності сигналу в дуплексів під час роботи на передачу, дБ; B_K – втрати в комбайнері, дБ; G_1 – коефіцієнт підсилення передавальної антени, напрямленої на кореспондента, дБ.

Якщо передавальна антена живиться від одного передавача, то комбайнер не використовується, тому для цього випадку величина $B_K = 0$. У разі роботи двох або більше передавачів на одну антену, яка має один вхід, використовують комбайнер – пристрій об'єднання сигналів, втрати потужності в якому залежать від типу комбайнера та кількості передавачів. Так, наприклад, у разі роботи двох передавачів на одну антену з комбайнером, виконаним за мостовою схемою, величина $B_K = 3$ дБ.

Згодом Європейський дослідницький комітет (COST 231) установив, що формули Хата недооцінюють утрати на частотах 1,5–2 ГГц в умовах міста й опублікував пізніше доповнену формулу Окамури-Хата, у якій усунуто цей недолік. Відповідно до цієї моделі, основний вираз для усереднених утрат при поширенні хвиль в умовах міста має такий вигляд

$$L(\text{дБ}) = 46,33 + (4,9 - 6,551 \lg h_1) \lg r + 33,91 \lg f_{\text{МГц}} - a(h_2) - 13,821 \lg h_1 + C,$$

у якому ваговий коефіцієнт $C = 0$ для села, $C = 3$ для міста.

Діапазони значень параметрів цієї моделі є такими

$$1500 \leq f_{\text{МГц}} \leq 2000; \quad 30 \leq h_{1\text{м}} \leq 200; \\ 1 \leq d_{\text{км}} \leq 10; \quad 1 \leq h_{2\text{м}} \leq 10.$$

Удосконалена добірка розрахункових формул отримала назву «модель COST-Хата». Вона використовується для великих (з будівлями висотою до 200 м) та малих (з будівлями висотою від 10 м) макростільникових зон, у яких антени базових станцій перебувають над рівнем дахів будівель, а відстань між антенами незалежних РЕЗ перевищують 10 довжин хвиль. Саме такі умови найчастіше спостерігаються у практиці забезпечення ЕМС РЕЗ.

З достатньою для практики повнотою механізми поширення радіохвиль уздовж пересіченої місцевості розглянуті в монографії [6]. Матеріали, що подані там, розкривають теоретичні підходи до визначення множників ослаблення і суть емпіричних моделей, що

ґрунтуються на результатах узагальнення експериментальних даних. Крім того, привертається увага до статистичної моделі поширення радіохвиль у містах, у якій використовуються достатньо точні аналітичні методи.

6.4. Ослаблення іоносферних хвиль

Регулярне поширення іоносферних хвиль можливе в діапазонах високих, середніх і більш низьких частот. Так, у діапазоні дуже низьких частот (див. Додаток 1) радіохвилі поширюються у своєрідному сферичному хвилеводі, стінками якого є нижня границя іоносфери і поверхня Землі. Передавальною антеною лінії передачі на міріаметрових хвилях є несиметричний вібратор, який випромінює електромагнітні коливання у вільному просторі з вертикальною поляризацією. У сферичному хвилеводі завдяки такому випромінюванню створюється система хвиль зі складною структурою електричного поля.

З теоретичного аналізу випливає, що в точці приймання напруженість електричного поля складатиметься з напруженостей радіохвиль, які зазнаватимуть однократного, двократного і багатократного відбиття від іоносфери. Розрахунок множника ослаблення досить складний, а практична цінність результатів має прогностичний характер, оскільки значення коефіцієнтів відбиття від нижнього шару іоносфери залежать від низки параметрів, що змінюються в часі.

Позитивною рисою діапазону міріаметрових хвиль є дуже мале ослаблення при поширенні на великі відстані. Так, наприклад, у діапазоні 10–20 кГц ослаблення становить декілька децибел на 1000 км [51].

У діапазоні низьких частот механізм поширення радіохвиль такий же як і в діапазоні дуже низьких частот. У точці приймання інтерферують декілька променів, які приходять з різною кількістю відбиттів від поверхні Землі і від нижнього шару іоносфери. Оскільки з часом змінюється висота нижнього шару іоносфери, то фазові співвідношення між векторами напруженості різних променів також будуть змінюватися, що призведе до появи коливань напруженості поля в точці приймання – замирань. Коливання напруженості незначні за глибиною і відбуваються повільно. Напруженість

поля кілометрових хвиль наближено можна обчислити за напівемпіричною формулою [48, 49]

$$E = \frac{120\pi I_A l_o}{\lambda r} \sqrt{\frac{\theta}{\sin \theta}} \exp\left(-\frac{0,0014}{\lambda^{0,6}} r\right) \text{ мВ/м},$$

де I_A – струм на затискачах несиметричного вібратора (передавальної антени), А; l_o – діюча довжина антени, м; r – відстань між передавальною і приймальною антенами, км; θ – кут між радіусами Землі R_0 , проведеними до місць розташування антен (рис. 6.11), рад; λ – довжина хвилі, підставляється в метрах у знаменнику і в кілометрах у показнику степеня.

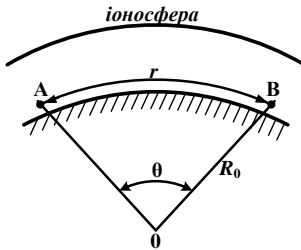


Рис. 6.11. Схема поширення хвиль кілометрового діапазону

Якщо потужність відома, формула набуває такого вигляду

$$E = \frac{300\sqrt{P_A G}}{r} \sqrt{\frac{\theta}{\sin \theta}} \exp\left(-\frac{0,0014}{\lambda^{0,6}} r\right), \text{ мВ/м},$$

де значення потужності живлення підставляється в кіловатах.

Дещо точнішу методику розрахунку напруженості поля іоносферної хвилі кілометрового діапазону викладено в посібнику [21]. Методика рекомендована МККР і дає можливість оцінювати медіанне значення за певний проміжок часу вертикальну складову напруженості поля на відстанях більших 300 км. Методика враховує залежність ослаблення напруженості поля від частоти, відстані, а також вплив діаграми спрямованості, місцевого часу в середній частині радіотраси, активність сонячної діяльності. Методика забезпечує задовільні результати для Європейської зони.

Основною особливістю іоносферних хвиль середніх частот (300 кГц – 3 МГц) є їх надзвичайно високий рівень ослаблення в денні часи і на відстанях більших 100–200 км у нічні часи напруженість поля іоносферних хвиль домінує. Це пояснюється тим, що в шарі D хвилі діапазону СЧ сильно поглинаються, а при зникненні шару D в нічні часи радіохвилі відбиваються від шару E іоносфери і поширюються на значні відстані. При цьому виникає зона ближніх завмирань – тобто зона, у якій спостерігається інтерференція земної й іоносферної хвилі. Ближні завмирання мають частотно-селективний характер і приймати сигнали без спеціальних заходів неможливо.

Зоною впевненого приймання називають територію навколо передавальної антени, де напруженість земної хвилі на порядок перевищує напруженість іоносферної хвилі. Для розширення зони впевненого приймання використовують антифедингові антени, у яких пелюстки діаграми спрямованості притиснуті до поверхні Землі.

У такий спосіб зменшують випромінювання антени під високими кутами місця, що сприяє зменшенню напруженості поля іоносферних хвиль на відстанях, де значна напруженість поля земних хвиль. Так, наприклад, використання несиметричного вібратора як передавальної антени з довжиною $l/\lambda = 0,53$ дає можливість збільшити зону впевненого прийому у 2–2,5 рази порівняно з чвертьхвильовим вібратором [6].

Істотний вплив на поширення іоносферних хвиль справляє магнітне поле Землі. Цей вплив найбільш істотний на частотах, близьких до частот гіромагнітного резонансу ($f_m \approx 1,4$ МГц). Величина ослаблення залежить і від геомагнітної широти. Ослаблення в радіолінії довжиною 2000 км на високих геомагнітних широтах може бути на 10–20 дБ більшим, ніж ослаблення в радіолінії такої ж довжини в середніх широтах. Найменше ослаблення в радіолініях СЧ спостерігається приблизно о другій годині за сонячним часом у середній точці радіотраси.

У зоні приймання іоносферних хвиль іноді може спостерігатися перехресна модуляція. Суть її полягає в тому, що в іоносфері у зв'язку з її нелінійними властивостями випромінювання малопотужного джерела модулюються сигналами потужного джерела ви-

промінювання. Завади від перехресної модуляції стають помітними, коли коливання напруженості поля корисного сигналу будуть змінюватися під дією завади на величину більшу за 1 %. Для усунення явища перехресної модуляції в процесі моделювання мережі радіомовлення потрібно обирати потужність радіопередавачів з урахуванням їх взаємного розташування і напрямлених властивостей антен.

Методика розрахунку напруженості поля іоносферних хвиль для радіотрас, довгих за 300 км, побудована на узагальнених експериментальних даних і наводиться в літературних джерелах [6, 21].

Радіохвилі діапазону високих частот (3–30 МГц) поширюються в основному шляхом відбиття від іоносфери. Особливістю радіохвиль є наявність частотних границь, у смузі яких можна здійснювати передачу сигналів між двома заданими пунктами. Ці границі залежать від стану іоносфери, тому в радіоканалах, які працюють у декаметровому діапазоні, виникає потреба зміни частот при зміні часу, пори року, активності сонячної діяльності.

Верхньою границею робочої смуги частот є максимально придатна частота (МПЧ), тобто така максимальна частота, за якої радіохвиля буде відбиватися від іоносфери при заданому куті падіння на нижню границю іоносфери. Нижньою границею робочої смуги частот є найменша придатна частота (НПЧ), за якої забезпечується стійкість сигналів при роботі радіолінії. Значення НПЧ залежить від величини поглинання в іоносфері, ослаблення при відбитті від поверхні Землі, рівня завад, потужності випромінювання і необхідного відношення сигналу до шуму. Отже, робоча частота повинна задовольняти нерівність

$$\text{НПЧ} \leq f_p \leq \text{МПЧ}.$$

Від вибору робочої частоти залежить структура поля в точці приймання. Радіохвилі діапазону ВЧ можуть відбиватися від шарів E і F іоносфери. Якщо правильно вибрана частота f_p , поле формується одним променем, який зазнає на радіотрасі одно або двократного відбиття від іоносфери. У цьому разі корисний сигнал не має зсунутих у часі повторень. Якщо в точку приймання одночасно приходять промені, що поширювалися різними траєкторіями (які відрізняються або кількістю відбивань від іоносфери, або відрізня-

ються відбиттям від різних шарів іоносфери) і напруженості полів цих променів близькі за своїми значеннями один до одного, то виникає внаслідок запізнення сигналів, що приходять різними траєкторіями, явище радіовіддуння.

Крім радіовіддуння, у діапазоні ВЧ унаслідок інтерференції хвиль, що приходять різними шляхами, спостерігаються завмирання. Навіть у разі однопроменевого поширення радіохвиль можуть виникнути завмирання, зумовлені зміною положення площини поляризації в шарах іоносфери.

Для опису амплітуди напруженості поля в точці спостереження використовують статичні закони розподілу Релея, Райса, Накагамі.

Щоб підвищити стійкість зв'язку в радіолініях ВЧ діапазону використовують приймання на рознесені антени. Масштаб просторової кореляції досягає 10–25 довжин хвиль. На практиці розносять антени на відстані порядку 10 довжин хвиль.

Розраховуючи напруженість поля іоносферних хвиль, передусім визначають на певний період часу МПЧ. Для цього використовують спеціальні матеріали, які розробляються метеослужбами країн. Оптимальну робочу частоту (ОРЧ) беруть залежно від географічної широти радіотраси на 10–20 % і навіть на 40 % нижче МПЧ. Кожна радіолінія працює на трьох-чотирьох частотах і для радіолінії розробляють хвиловий розклад, згідно з яким залежно від годин доби здійснюється перехід від однієї до іншої робочої частоти.

Напруженість поля для кожної робочої частоти обчислюється за формулою [6]

$$E = \frac{100\sqrt{P_A G'}}{r} 0,8^{n-1} \exp(-\Gamma_i),$$

де E отримують у мілівольтах на метр; P_A – підведена потужність у кіловатах; G' – коефіцієнт підсилення антени по відношенню до пів хвильового вібратора; r – довжина шляху, яким поширюється хвиля, в кілометрах; n – кількість відбиттів від іоносфери; Γ_i – повний інтегральний коефіцієнт поглинання в іоносфері.

Досить складно обчислити інтегральний коефіцієнт поглинання, оскільки у формулу входять складові, значення яких зале-

жать від кута падіння на той чи той шар іоносфери. Розрахунок складових здійснюють за допомогою виразів

$$A_D \approx 3(f_{кр}^E)^2 \sec \theta_D; \quad A_E \approx 2,5(f_{кр}^E)^2 \sec \theta_E; \quad A_{F_1} \approx 0,4(f_{кр}^E)^2 \sec \theta_{F_1},$$

де $f_{кр}^E$ – критична частота шару E; θ_D , θ_E , θ_{F_1} – кути падіння променя на нижню границю відповідного шару іоносфери (D, E, F₁).

Повний інтегральний коефіцієнт поглинання при відбитті від шару F₁ визначається як

$$\Gamma_i = \frac{A_\Sigma}{[f_p + f_{пл}]^2} + B_{F_2} f_p^2,$$

де $A_\Sigma = A_D + A_E + A_{F_1}$ – сумарний коефіцієнт, який характеризує поглинання в невідбиваних шарах; $B_{F_2} = 0,02 \cos^2 \theta_{F_2}$ – складова поглинання у відбиваному шарі іоносфери; f_p – значення робочої частоти в МГц; $f_{пл} = 0,7 \div 0,8$ МГц – поздовжня гіромагнітна частота.

Для спрощення розрахунку створені номограми для визначення складових A_Σ і B_{F_2} залежно від частоти $f_{кр}^E$, довжини траси r між передавальною і приймальною антенами і висоти відбиття радіохвилі.

Вимірювання напруженості поля на радіотрасах різної довжини показують задовільну точність розрахунків за наведеними формулами.

6.5. Утрати передачі в космічних радіолініях

Радіолінії між двома наземними станціями з ретранслятором на штучному супутнику Землі (ШСЗ), а також радіолінії між наземною станцією і ШСЗ або навпаки – між ШСЗ і наземною станцією називають космічними радіолініями. За висотою орбіт ШСЗ космічні системи діляться на три класи:

1) LEO (Low Earth Orbit) – системи з низькорозташованими ШСЗ. Висота орбіт становить від 700 до 1500 км.

2) МЕО (Medium Earth Orbit) – системи з середньо розташованими ШСЗ. Висота орбіт знаходиться в межах від 10000 до 15000 км.

3) GEO (Geostationary Earth Orbit) – системи з геостационарними ШСЗ. Висота орбіт в екваторіальній площині близько 35780 км.

Основною складовою втрат передачі є велика довжина радіолінії. Як впливає зі схеми космічної радіолінії (рис. 6.12), довжина радіолінії визначається як сторона АВ трикутника АОВ і дорівнює

$$r = AB = \sqrt{R_0^2 \sin^2 \Delta + 2R_0 h + h^2} - R_0 \sin \Delta ,$$

де $h = BB''$ – висота орбіти ШСЗ.

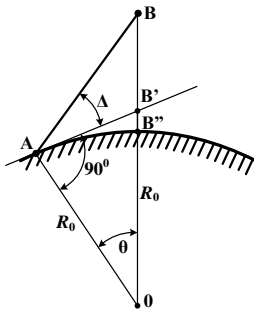


Рис. 6.12. Схема космічної радіолінії:

А – наземна станція; В – ШСЗ; Δ – кут місця, під яким видно ШСЗ; BB'' – висота орбіти ШСЗ; $R_0 = 6370$ км – радіус Землі

Чим менший кут місця Δ , тим більший шлях проходить хвиля в атмосфері Землі. Але при цьому різко зростають утрати передачі. Тому космічні лінії працюють лише при кутах місця $\Delta \geq 5^\circ$.

Отже, довжина радіотраси може істотно змінюватися і змінюватимуться втрати передачі. Згідно з формулою (6.2) втрати передачі залежать і від довжини радіотраси і від довжини електромагнітної хвилі.

Для прикладу наведемо основні втрати L_0 для радіоліній системи Iridium, яка належить класу LEO. Супутники системи обертаються на колових орбітах на висоті 780 км над поверхнею Землі. Очевидно, що мінімальна протяжність радіолінії складає $r_{\min} = 780$ км, максимальна протяжність при $\Delta \approx 5^\circ$ дорівнюватиме $r_{\max} = 2700$ км. У системі Iridium використовують частоту $f_1 \approx 19,8$ ГГц для радіолінії від наземної станції до ШСЗ і $f_2 \approx 29,2$ ГГц від ШСЗ до наземної станції. Використовуючи формулу (6.2) бачимо, що основні втрати передачі L_0 для радіолінії Земля-супутник знаходяться в межах від 176 дБ до 187 дБ, а в радіолінії ШСЗ – Земля – від 180 дБ до 190 дБ.

Для систем класу MEO і GEO на тих же частотах основні втрати будуть на 15–24 дБ більшими.

Крім основних втрат, радіохвилі зазнають ослаблення і деполяризації в тропосфері та іоносфері.

Поглинання в газах на частотах 1–10 ГГц і при куті місця $\Delta \geq 5^\circ$ незначне. На більш високих частотах поглинання збільшується і на частоті 20 ГГц парціальний множник ослаблення досягає –10 дБ. На частотах, більших за 10 ГГц, істотний вплив на ослаблення радіохвиль створюють дощі. Крім того, метеоропади впливають і на поляризацію радіохвиль.

В іоносфері поглинання зумовлене провідністю іонізованого газу. Середнє значення складової ослаблення L_i [дБ] можна обчислити за формулою [6, 11]

$$L_i \approx 2500 / f^2,$$

де f [МГц] – частота радіохвилі.

Складову L_i треба враховувати на частотах менших 100 МГц.

Поляризаційні втрати обумовлені ефектом Фарадея. Щоб звести ці втрати практично до нуля, використовують антени на ШСЗ і наземні антени з коловою поляризацією. При антенах лінійної поляризації, площа поляризації хвилі при проходженні через всю товщину іоносфери обертається на кут χ_{\max}^Φ [6, 11]

$$\chi_{\max}^\Phi = \frac{2,32 \cdot 10^{19}}{f^2 \sqrt{1 - 0,9 \cos^2 \Delta}},$$

де кут χ_{\max}^{Φ} визначається в градусах; f – частота хвилі, Гц; Δ – кут місця, під яким хвиля проходить через іоносферу.

Складова ослаблення через ефект Фарадея в цьому випадку визначається як

$$L_{\Phi} = -20 \lg \cos \chi^{\Phi}.$$

Якщо кінцевими елементами радіолінії є з одного боку антена колової поляризації, а з другого боку – антена лінійної поляризації, то $L_{\Phi} = 3$ дБ.

Значні втрати передачі можуть виникнути за рахунок рефракції – викривлення траєкторії променя в тропосфері і іоносфері, яке оцінюється величиною викривлення, або кутом рефракції.

Кут тропосферної рефракції визначається при $\Delta > 5^{\circ}$ як

$$\delta_{\text{до}} = (n_0^{\text{д}} - 1) \operatorname{ctg} \Delta,$$

де $n_0^{\text{д}}$ – показник заломлення тропосфери біля поверхні Землі.

Кут іоносферної рефракції залежить від частоти і для ШСЗ, що знаходяться на орбітах, висоти яких перевищують радіус Землі R_0 наближено для частот більших 100 МГц визначається так

$$\delta_{\text{рі}} = \frac{-57 \cos \Delta}{f^2 \sin^3 \Delta},$$

де частоту підставляємо в МГц.

Повний кут відхилення траєкторії променя дорівнює

$$\delta_{\text{р}} = \delta_{\text{рт}} + \delta_{\text{рі}}.$$

Цей кут може бути не дуже великий (одиниці хвилин), але слід мати на увазі, що антени наземних станцій мають досить вузькі діаграми спрямованості (менше одного градуса). Тому можливі випадки, коли промінь падатиме на антену за межами головної пелюстки, що призведе до порушення роботи радіолінії.

У космічних радіолініях сигнали зазнають дисперсійних спотворень. Ширина спектра Δf , у якій дисперсією можна нехтувати, визначається для середніх умов з формули

$$\Delta f_{\max} < 1,1 \cdot 10^{-6} \sqrt{f_0^3 \sin \Delta}, \text{ Гц},$$

де f_0 – середнє значення частоти спектра сигналу, Гц.

Розрахунки за цією формулою показують, що на частоті 100 МГц спектр сигналу не повинен перевищувати 450 кГц при куті місця $\Delta = 10^\circ$. А за цих же умов на частоті 10 ГГц ширина смуги досягає 410 МГц.

Спотворення спектра сигналу відбувається також і за рахунок ефекту Доплера. Частота Доплера залежить від орбітальної швидкості ШСЗ і відносного положення ШСЗ та наземної станції. Так, наприклад, при швидкості ШСЗ $v = 8 \cdot 10^3$ м/с і при положенні ШСЗ у зеніті відносно наземної станції, частота Доплера визначається як

$$\Delta f_a \approx 2 \cdot 10^{-5} f, \text{ Гц.}$$

Отже, на частотах 1–10 ГГц зсув частоти досягає 0,02–0,2 МГц. Найбільший вплив ефекту Доплера зазнають сигнали радіосистем класу LEO.

Ще однією особливістю космічних радіоліній є запізнення або затримка сигналів, що передаються радіотрасою. Так для системи класу LEO затримання в лінії Земля–ШСЗ–Земля не перевищує 50 мс. Якщо ж у цій системі використовуються з'єднання між супутниками, то міжсупутниковий канал затримує сигнал ще на 9 мс. Для системи МЕО (наприклад Global star) затримка сигналу збільшується і тільки в одному напрямку передачі досягає 48–50 мс. Для системи GEO затримка досягає вже 300 мс.

Радіохвилі, що поширюються в космічних радіолініях, зазнають завмирань, які зумовлені інтерференцією прямої хвилі і розсіяних радіохвиль. Глибина таких завмирань невелика. Розсіяні радіохвилі виникають на шаруватих і локальних неоднорідностях тропосфери та іоносфери і їхня інтенсивність незначна. При кутах місця лінії зв'язку, більших за 5° , миттєві значення амплітуд сигналів підкоряються нормально-логіфімічному закону і їх стандартне відхилення не перевищує 0,5–0,6 дБ.

6.6. Взаємні завади в радіолініях

Інтенсивне використання радіотехнічних засобів призвело до того, що частотний ресурс з 4-го по 11-й діапазони (див. Додаток 1) практично вичерпаний [20, 39]. У зв'язку з цим значна кількість радіосистем вимушена працювати або на одних і тих же частотах, або на частотах, які відрізняються на незначні частотні інтервали.

Отже, такі радіосистеми створюватимуть ненавмисні завади одна одній. У загальному випадку вважають ненавмисними завадами шуми природного походження, випромінювання промислових пристроїв, агрегатів і систем, а також випромінювання систем радіоелектронних засобів, які проникають у неналежні для них радіоکانали.

Якщо відомі всі характеристики радіотрас, якими поширюються сигнали завад, то розрахунок розв'язок виконують за формулою (5.19), зважаючи на методи оцінювання множників ослаблення в радіолініях, що наведені в цьому розділі. Але в загальному випадку визначення характеристики радіотраси наштотується на значні труднощі. Тому сучасні методи розрахунку рівнів сигналів завад ґрунтуються на прогностичних підходах.

У діапазоні частот від 0,7 до 100 ГГц методи прогнозу рівня сигналів завад викладені в Рекомендації МСЕ [Rec. 452-11.04-2003. Prediction procedure for the evaluation of microwawe interference between stations on the surface of the Earth at frequencies about 0.7 GHz]. Методи прогнозування ґрунтуються на трьох радіометеорологічних параметрах: градієнті індексу заломлення в тропосфері, віднесеного до 1 км висоти, індексі заломлення на рівні поверхні моря і відсотку тривалості часу, для якого індекс заломлення в середніх точках радіотраси перевищуватиме 100 1/км на перших 100 м висоти тропосфери. Розглядається поширення сигналів завад в умовах прямої видимості і наводяться формули для обчислення основних утрат передачі. Ураховується можливість багатопшляхового поширення радіохвиль і ефекту фокусування.

МСЕ наводить формули для обчислення втрат під час передачі за дифракційного поширення радіохвиль. Ураховується не тільки сферичність земної поверхні, але й наявність на радіотрасі природних і штучних перешкод. Розглядається методика розрахунку множника ослаблення під час поширення завад шляхом тропосферного розсіювання, за рахунок якого виникають завади в радіолініях, довжина яких перевищує 100–150 км. При цьому враховуються як частотні залежності тропосферного розсіювання, так і зумовлені ним утрати коефіцієнтів підсилення антен.

У Рекомендаціях МСЕ наводиться розрахунок основних утрат поширення сигналів завад тропосферним хвильоводом. Хоча це й короткостроковий механізм поширення радіохвиль, але він

може викликати появу завад на відстанях до 500 км над морем. Причому рівень таких завад може перевищувати рівень, який мали б завади в разі поширення хвиль у вільному просторі. Наведена методика врахування впливу гідрометеорів (дощу і т.п.) на появу завад у радіолінії.

У Рекомендаціях розглянуто також ефекти екранування завад локальними неоднорідностями (спорудами, рослинністю тощо). Утрати передачі розраховують за наявності даних про рельєф тра- си. Якщо таких даних немає, то втрати передачі через екранування не обчислюються.

За межами Рекомендацій залишилися діапазони ДВЧ, ВЧ, СЧ і НЧ. Щодо діапазону ДВЧ, то поширення завад у високочастотній частині (від 100 МГц) можливе шляхом тропосферного розсіяння, а в низькочастотній частині – за рахунок іоносферних хвиль (розсія- них на неоднорідностях іоносфери та відбитих від метеоритів). Крім того, поширення завад можливе і шляхом використання зем- них променів у межах прямої видимості та дифракції.

У діапазоні ВЧ (3–30 МГц) розрахунок завад надзвичайно складний, оскільки здебільшого використовуються іоносферні ра- діохвилі. Тому в цьому діапазоні рівень завад найчастіше визнача- ють експериментальними методами.

У діапазонах гектометрових (СЧ) і кілометрових (НЧ) хвиль завади виникають у разі нерационального територіального розмі- щення станцій, вибору потужностей та частот випромінювання. Оскільки в цих діапазонах відсутні механізми аномального поши- рення радіохвиль, то розрахунок рівня завад виконують за тими ж методами, які розроблені для розрахунку рівня корисних сигна- лів.

Отже, для забезпечення ЕМС радіоелектронних пристроїв з урахуванням особливостей поширення радіохвиль, треба:

- раціонально вибирати частоти, на яких функціонують ра- діоелектронні засоби;
- раціонально розміщувати фіксовані радіостанції;
- використовувати напрямлені антени з низьким рівнем біч- них пелюсток і антени з компенсацією завад;
- обмежувати потужність джерел випромінювання.

Яскравим прикладом забезпечення ЕМС космічних радіоліній і радіорелейних ліній, які працюють у смузі частот 3–10 ГГц, є вимоги до спрямованості та потужності випромінювання антен ШСЗ. Згідно з міжнародними нормами максимум випромінювання антени наземної станції повинен знаходитись на кутах місця $\Delta \geq 5^\circ$, а спектральна густина потоку потужності передавача ШСЗ на поверхні Землі не повинна перевищувати 150 дБВт/м² у смузі 4 кГц.

Питання та завдання для самоконтролю

1. Що таке земні радіохвилі?
2. Що таке прямі радіохвилі?
3. Що таке іоносферні радіохвилі?
4. Поясніть явище інтерференції радіохвиль.
5. Поясніть явище рефракції.
6. Поясніть явище дифракції.
7. У чому полягає механізм тропосферного розсіювання радіохвиль?
8. Що таке втрати при передачі радіохвиль?
9. Чому тропосферний хвилевід не використовують для передачі радіохвиль?
10. Як впливає рефракція на стійкість роботи радіолінії?
11. Який основний механізм поширення радіохвиль діапазонів частот понад 30 МГц?
12. Який основний механізм поширення дециметрових хвиль?
13. Які методики використовують для розрахунку множника ослаблення під час поширення радіохвиль в умовах міста?
14. За яких умов можна вважати земну поверхню плоскою і гладкою?
15. Що таке відстань прямої видимості?
16. Як умови поширення радіохвиль впливають на забезпечення ЕМС РЕА?

РОЗДІЛ 7

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА ОБСТАНОВКА

7.1. Загальні положення

Для сьогодення характерною особливістю є те, що не лише виробництво в усіх галузях, а й побут та відпочинок людей супроводжується постійним використанням різноманітних електротехнічних пристроїв та радіоелектронної апаратури (РЕА). До цього ж, постійно з'являються нові види РЕА та відповідні формати сигналів, кількість яких безперервно зростає з року в рік. Як наслідок, це обумовлює постійне загострення проблеми ЕМС.

Взаємодія між РЕА різного призначення здійснюється через електромагнітні поля, джерелами яких є антени радіопередавальних пристроїв. Оскільки електромагнітні поля взаємопроникні, у будь-якій області простору в один і той самий час існують поля різних джерел. Окрім джерел радіохвиль штучного походження є також різноманітні джерела електромагнітних полів природного походження: флуктуації магнітного поля Землі, грозові, тропосферні та іоносферні явища (наприклад, полярне сяйво), а також космічні радіовипромінювання (Сонця, зірок, галактик та ін).

У реальних умовах значна частина сукупності електромагнітних полів у області простору, що розглядається, може негативно впливати на якість функціонування РЕА. Так, під час прийому слабких сигналів електромагнітні поля та хвилі сторонніх джерел можуть погіршувати якість функціонування приймальних пристроїв, що негативно впливає на процеси виділення корисної інформації з прийнятих радіосигналів. Умови, які визначаються сукупністю електромагнітних полів штучного і природного походження в точці розміщення приймальної антени, назовемо електромагнітною обстановкою (ЕМО). Залежно від співвідношення між рівнями сигналу та сукупної завади на вході конкретного РПП ЕМО може єтатися бути сприятливою або несприятливою.

До основних чинників, що впливають на стан ЕМО в певній точці спостереження, відносяться такі:

- розноділ смуг радіочастот між окремими незалежними радіоелектронними засобами (РЕЗ) різного призначення;

— розподіл смуг радіочастот між окремими радіопередавачами, які можуть бути потенційними джерелами ненавмисних радіозавад конкретному РПП;

— рівні та спектральний склад основних і небажаних випромінювань зазначених радіопередавальних пристроїв;

— класи сигналів, що використовуються при функціонуванні РЕА та значення відповідних захисних співвідношень;

— характеристики та параметри антен РЕА, їхні поляризаційні особливості;

— рівнями рівні напруженості або потужності електромагнітних полів, існуючих у точці прийому сигналу;

— особливості радіоприймальних трактів, що перебувають під одночасним впливом слабих сигналів та сильних завад;

— особливості поширення радіохвиль від їх джерел до точки розміщення приймальної антени;

— інші чинники.

Сьогодення характеризується широким використанням сигналів цифрових форматів, зростають швидкості обміну даними. Це зумовлює розширення та ускладнення спектрів випромінювань радіопередавальних пристроїв, збільшення густини потоку потужності випромінювань. Ці обставини ще більше ускладнюють ЕМО в точці спостереження.

Аналіз параметрів та характеристик ЕМО здійснюється з метою визначення умов функціонування групи РЕА та розв'язування задач забезпечення їх ЕМС. Якісний та кількісний аналіз реальної ЕМО – складна багатофакторна задача, яка досі не має розв'язку в загальному виді. Усе це спонукає до пошуку потрібних методів отримання відомостей про стан ЕМО на основі обробки обмеженої кількості окремих чинників, доступних для одержання і придатних для розгляду. У цих умовах доцільно мати різні підходи для зіставлення сигналів і завад на основі їх окремих специфічних ознак.

Розглянемо деякі підходи до прогнозування та приблизного оцінювання якості ЕМО в точці розміщення антени радіоприймача в умовах обмеженої кількості обставин, придатних для практичного аналізу. Кожний з цих підходів може стати основою для створення окремих алгоритмів з аналізу ЕМО в точці розміщення антени радіоприймального пристрою.

7.2. Формування ЕМО та її характеристики

У своїй діяльності людина використовує радіоелектронні засоби різного призначення. У різних сферах народного господарства використовують такі радіоелектронні апарати та засоби: телефонні, відомчі диспетчерські, технологічні, персонального призначення (стільникові телефони, приймачі супутникових навігаційних систем та ін), аварійного радіозв'язку, передачі даних. Кількість РЕА, що випромінюють та сприймають радіохвилі, з кожним роком збільшується, зростає густина їхнього розташування на земній поверхні і в одиниці об'єму. У певній точці спостереження утворюється сукупність випромінювань незалежних РЕА, яка разом з відбитими та перевідбитими хвилями і випромінюваннями природного походження визначає реальну ЕМО. Під час розв'язування питань, пов'язаних із формуванням та аналізом ЕМО, виникають завдання організаційного і технічного характеру, які зводяться до оцінювання за обраним критерієм якості функціонування досліджуваної системи в реальній ЕМО.

За станом ЕМО класифікують таким чином:

- сприятлива ЕМО, якщо зміни параметрів її складових не впливають на інформаційні характеристики вихідного сигналу досліджуваної системи;
- допустима ЕМО, якщо її параметри зумовлюють допустиме зниження якості корисного сигналу на виході досліджуваного РЕА;
- несприятлива ЕМО, якщо вона зумовлює неприпустимі зміни інформаційних параметрів сигналів на виході досліджуваного РЕА або їх маскування.

Як сприятлива, так і несприятлива ЕМО може бути стабільною або нестабільною за часом. Нестабільна ЕМО спостерігається особливо часто, якщо приймальна та передавальна радіоапаратура встановлена на рухомих об'єктах. У разі переміщення точки спостереження, наприклад, разом з рухомих об'єктом, ЕМО змінюється в ній як у кількісному, так і в якісному аспектах. Кількісні зміни ЕМО залежать від відстаней до окремих джерел електромагнітних випромінювань, енергетичних та просторових показників їхніх антен. Якісні зміни пояснюються тим, що в загальному випадку точка спостереження може знаходитись постійно в зоні дії одних випро-

мінювальних антен і водночас виходити або потрапляти в зону дії сторонніх РЕА чи інших джерел ненавмисних електромагнітних випромінювань, наприклад, ліній електропередач, транспортної артерії з інтенсивним автомобільним рухом тощо.

Щодо групи РЕЗ ЕМО умовно можна поділити на зовнішню та внутрішню. Якщо антени РЕЗ, взаємовплив яких досліджується, знаходяться в далеких (хвильових) зонах, ЕМО розглядається як зовнішня. Наприклад, зовнішньою є ЕМО, яка визначається на борту літака випромінюваннями наземних РЕЗ.

Якщо ж антени незалежних РЕЗ містяться у відповідних ближніх зонах (зони індукції), ЕМО розглядається як внутрішня. Так, наприклад, ЕМО, що утворюється у фюзеляжі літака випромінюваннями власної бортової апаратури, є внутрішньою. До внутрішньої слід віднести й ЕМО, яка створюється на командно-диспетчерському пункті близько розташованими антенами РЕА різних частотних діапазонів.

ЕМО, яка визначається на борту літака випромінюваннями наземних РЕЗ, розглядається як зовнішня.

ЕМО, яка виникає в корпусі радіоелектронного апарата під впливом випромінювань окремих конструктивних елементів або блоків, називається внутрішньоапаратурною електромагнітною обстановкою. До внутрішньої слід віднести й ЕМО, яка створюється на командно-диспетчерському пункті близько розташованими антенами РЕА різних частотних діапазонів.

Радіохвилі, що випромінюються антенами РЕА, характеризуються носійною частотою та шириною зайнятої смуги частот, напрямом та видом поширення, типом поляризації, часовими характеристиками та ін.

Слід пам'ятати, що електромагнітні випромінювання антени передавача зосереджені в основному в смузі робочих частот, але випромінювання РЕА виявляються також за межами цієї смуги. Радіохвилі максимальної інтенсивності, завдяки властивостям антени, поширюються в заданих напрямках всередині деякого тілесного кута. Однак і за межами цього тілесного кута антени випромінюють радіохвилі, причому як на робочій частоті, так і на інших частотах, не передбачених конструкцією РЕА.

У приймальній антені і в трактах приймального пристрою для виділення електромагнітних коливань робочого радіоканалу

застосовують різні види селекції – частотну, просторову, поляризаційну та інші.

Якість ЕМО в точці нагляду-спостереження залежить також від небажаних випромінювань радіопередавальних пристроїв, які супроводжують основне випромінювання і виникають через нелінійності ВАХ активних елементів пристроїв. Ці випромінювання, часто непередбачувані, істотно ускладнюють реальну ЕМО в точці прийому розміщення антени радіоприймача.

Основними чинниками, які впливають на стан електромагнітної обстановки, можна вважати такі:

- поляризаційні особливості електромагнітних полів у точці розміщення антени радіоприймача;

- відношення потужності корисного сигналу до потужності завади на виході антенно-фідерного пристрою радіоприймача, тобто на його вході;

- спектральний склад напруг, які виникають на вході радіоприймача;

- амплітуди та потужності радіохвиль окремих джерел у певній точці спостереження;

- частоти радіохвиль у цій точці та спектральний склад відповідних сигналів, що містить бажані й небажані компоненти;

- напрямок поширення або приходу радіохвиль від певних джерел у конкретну точку спостереження;

- поляризацію радіохвиль на певних трасах їхнього поширення в конкретну точку спостереження;

- імовірність перевищення попередньо наданих енергетичних рівнів радіозавад на вході радіоприймача.

Визначення параметрів ЕМО є необхідною умовою для розв'язання практичних задач електромагнітної сумісності РЕА, оскільки всі вказані параметри є вихідними даними для оцінювання якості ЕМС та розробки конкретних дій щодо її забезпечення.

7.3. Методи опису та аналізу й оцінювання ЕМО

Якість ЕМО, що безпосередньо зумовлює електромагнітну сумісність РЕА, залежить від множини різних чинників. Деякі з них, що пов'язані з енергетичними характеристиками джерел випромінювань та з умовами поширення радіохвиль, визначають вла-

сну ЕМО в точці спостереження. Інші чинники характеризують ~~сприйнятливість приймального пристрою до сукупності сигналу та завад, що впливають на нього за всіма можливими каналами.~~

Сукупність сигналу та завад у точці приймання є повним груповим сигналом. Власно груповий сигнал визначає якість ЕМО. Точний математичний опис повного групового сигналу утруднюється через об'єктивні чинники: невизначеної кількості їх джерел та відстаней до них, класів випромінювань та ін. В реальних умовах до групового сигналу надходять сотні й тисячі складових. При цьому в антенному пристрої приймача можуть виникати електро-рушійні сили (ЕРС) амплітудою від часток мікровольт до кількох вольт, що є вельми значущим чинником. Тому в аналізі групового сигналу доцільно враховувати лише ті його компоненти, які займають смуги частот, що збігаються, перекривають та прилягають до тих, які відводяться корисному сигналу. Аналізуючи ЕМС РЕА в груповому сигналі в першому наближенні слід відокремити компоненти, амплітуди яких одного порядку з амплітудою корисного сигналу або такі, що його перевищують. Оскільки в багатьох випадках інтенсивності корисного сигналу та окремих компонентів групового сигналу штучного походження на порядок перевищують інтенсивності ~~сигналів і завад~~ джерел природного походження (атмосферні завади, космічні та теплові шуми тощо), то в першому наближенні наявність цих завад у груповому сигналі можна знехтувати, тобто ~~їх можна не враховувати.~~

До основних компонентів групового сигналу належать складові, що зосереджені за спектром (гармонічні) та зосереджені за часом (імпульсні). Механізм виникнення та природа цих складових різноманітні. Залежно від ширини смуги пропускання приймального тракту завади, які зосереджені за часом, можна розглядати як флуктуаційні (за вузької смуги пропускання радіоприймального пристрою).

Простішою моделлю сукупної завади на виході антени радіоприймального пристрою (РПП) можна вважати таку:

$$P_{\text{АДП}} = \frac{G_{\text{АДП}}}{960\pi^2} F_{\text{АДП}}^2 (\theta_i, \varphi_i) K_i(\Delta f) \sum_{i=1} E_i^2(r_i, \theta_i, \varphi_i),$$

де $P_{\text{А РПП}}$ – потужність сукупної завади на вході РПП; $G_{\text{А РПП}}$ – коефіцієнт підсилення антени РПП; $F(\theta_i, \varphi_i)$ – характеристика

Зауважимо, що як вихідні дані для практичної реалізації кожного з них можуть знадобитися дані радіомоніторингу і радіоконтролю в часовій або спектральній областях дослідження сигналів та завад. До методів оцінювання якості ЕМО належать:

- ~~електродинамічний,~~
- ~~енергетичний,~~
- ~~імовірнісний.~~

Кожен з цих методів має свої переваги та недоліки, що зумовлює особливості їх практичного використання.

7.3.1. Електродинамічний метод оцінювання ЕМО

Якщо потрібно визначити напруженість вторинного електричного поля, яке перевипромінюється металевою спорудою складної конфігурації, треба мати дані про густину електричних струмів, індукованих на її поверхні первинним полем. Цю задачу можна розв'язати, застосовуючи, наприклад, метод моментів, відомий як метод сіткового моделювання. Якщо густину струмів провідності на поверхні металевої споруди знайдено, то напруженість електричного поля, збудженого цим джерелом, можна визначити на основі векторних потенціалів електромагнітного поля.

Електродинамічний підхід до опису та оцінювання ЕМО [14] ґрунтується на розв'язанні хвильових рівнянь. При цьому середовище, у якому поширюється електромагнітна хвиля, вважається однорідним та ізотропним. Напруженість поля окремих складових групового сигналу, що визначає ЕМО в точці спостереження $Q_0(x_0, y_0, z_0)$, можна знайти як суперпозицію електричних полів від m окремих взаємно незалежних джерел.

Нехай джерело електромагнітного поля, для якого розподіл електричних струмів є відомим, розташоване в точці $Q(x, y, z)$ з поточними координатами в середині випромінювальної системи, яка займає у просторі об'єм V (абстрактний антенний пристрій). Вважаємо, що в об'ємі V , не якому розподілені електричні та магнітні струми густинами \vec{j}_a та \vec{j}_m відповідно (рис. 7.1).

Отформатовано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

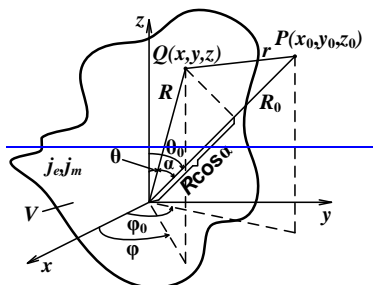


Рис. 7.1. Об'єм, у якому існують електричні та магнітні струми – вторинні джерела електромагнітного поля, суперпозиція електромагнітних полів взаємонезалежних джерел

На рисунку позначені відстані до точок $Q(x, y, z)$ та $Q_0(x_0, y_0, z_0)$ та між ними:

$$R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, R_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + z_0^2}$$

$$r = \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} = \sqrt{R_0^2 + R^2 - 2R_0R \cos \alpha}$$

Комплексні амплітуди векторів напруженостей електричного та магнітного полів \vec{E} та \vec{H} , які створюються в точці $Q_0(x_0, y_0, z_0)$ вторинним джерелом ~~новного~~ поля, можна визначити через комплексні амплітуди векторних електричного \vec{A}_e та магнітного \vec{A}_i потенціалів за такими співвідношеннями [2, 34]:

$$\left. \begin{aligned} \vec{E} &= -i\omega\mu\vec{A}_i - i\frac{1}{\omega\epsilon}\text{grad div}\vec{A}_i - \text{rot}\vec{A}_i; \\ \vec{H} &= -i\omega\epsilon\vec{A}_e - i\frac{1}{\omega\mu}\text{grad div}\vec{A}_e + \text{rot}\vec{A}_e, \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

де ϵ та μ – абсолютні діелектрична та магнітна проникності середовища відповідно, ω – кругова частота.

Отформатировано: Шрифт: 10 пт

Отформатировано: Шрифт: 10 пт

Отформатировано: Отступ: Слева: 0 см, Выступ: 0,95 см, интервал Перед: 6 пт, После: 6 пт

Отформатировано: Шрифт: 10 пт

Отформатировано: Шрифт: 10 пт

Отформатировано: Шрифт: 10 пт

Отформатировано: Шрифт: 10 пт, украинский

Отформатировано: По центру

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 6 пт

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 6 пт

Отформатировано: украинский

Код поля изменен

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: По правому краю

Отформатировано: List Paragraph, По ширине

Електричний \vec{A}_a та магнітний \vec{A}_m потенціали, що визначають напруженості електричного і магнітного полів (7.1), пов'язані з комплексною амплітудою густини відповідного струму $\vec{j}_{a(i)}$ (електричного або магнітного) так:

$$\vec{A}_{a(i)} = \frac{1}{4\pi V} \int \vec{j}_{a(i)}(x, y, z) \frac{e^{-ikr}}{r} dV, \quad (7.2)$$

де $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ – коефіцієнт фази-поширення радіохвилі; V – об'єм, зайнятий електричними та магнітними струмами; r – відстань між точками $P(x_0, y_0, z_0)$ та $Q(x, y, z)$. У прямокутній системі координат поточна відстань між зазначеними точками:

$$r = \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2};$$

а у сферичній системі координат:

$$r = \sqrt{R_0^2 + R^2 - 2R_0R\cos\alpha}.$$

У загальному випадку інтегрування за співвідношенням (7.2) не завжди можливе. Воно спрощується, якщо досліджується звнішня ЕМО, тобто складові групового сигналу записуються на відстанях $R_0 \gg R$. При цьому співвідношення (7.2) зводиться до вигляду

$$\vec{A}_{a(i)} \sim \frac{e^{-i\beta R_0}}{4\pi R_0} \int \vec{j}_{a(i)}(x, y, z) e^{i\beta R \cos\alpha} dV.$$

Значення електродинамічних потенціалів, які можуть бути визначені на основі наведеного виразу, треба підставити в співвідношення (7.1).

Виконуючи в них необхідні операції диференціювання за просторовими змінними диференціювання і нехтуючи доданками вищого порядку порівняно з доданками, які містять множник $1/R$, можна дістати складові компонентів групового сигналу у точці спостереження- Q_0 , поданий у сферичній системі координат. Відповідні компоненти поля, у вигляді проєкцій векторів \vec{E} і \vec{H} на ме-

Отформатовано: Шрифт: 11 пт, ниже на 7 пт

Отформатовано: Шрифт: 11 пт, украинский

Отформатовано: По левому краю

Отформатовано: По ширине

Отформатовано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатовано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатовано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 2 пт

Отформатовано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 2 пт

ридіанну, азимутальну та радіальну вісі, будуть мати таку структуру [34]:

$$\begin{aligned}\dot{E}_\theta &= -ik(W\dot{A}_{e\theta} + \dot{A}_{i\varphi}) \\ \dot{E}_\varphi &= -ik(W\dot{A}_{e\varphi} + \dot{A}_{i\theta}) \\ \dot{E}_R &= 0, \\ \dot{H}_\theta &= -\frac{\dot{E}_\varphi}{W}, \quad \dot{H}_\varphi = \frac{\dot{E}_\theta}{W}, \quad \dot{H}_R = 0.\end{aligned}$$

де $W = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ – хвильовий опір середовища (для повітря $W = 120\pi \approx 377 \text{ Ом}$).

З урахуванням цього комплексні амплітуди відповідних напруженостей електричного і магнітного полів у точці Q_0 для вторинного джерела радіовипромінювань визначаються формально на основі співвідношень типу:

$$\begin{aligned}\dot{E}_0(r, \theta, \varphi) &= \sqrt{\dot{E}_\theta^2 + \dot{E}_\varphi^2} = ik\sqrt{(W\dot{A}_{e\theta} + \dot{A}_{i\varphi})^2 + (W\dot{A}_{e\varphi} + \dot{A}_{i\theta})^2} \\ \dot{H}_0(r, \theta, \varphi) &= \sqrt{\dot{H}_\theta^2 + \dot{H}_\varphi^2} = \frac{\dot{E}_0(r, \theta, \varphi)}{W}.\end{aligned}\quad (7.3)$$

Необхідні математичні розрахунки за наведеними вище співвідношеннями можна виконати, якщо створити потрібне програмне забезпечення. При цьому слід урахувати геометричні особливості окремих джерел неавтономних радіозавод та збуджувачів корисних сигналів (антена, що встановлена на фіюзеляжі літака, стає складним збуджувачем електромагнітного поля).

Під впливом складових електричного поля (7.3) в абстрактному об'ємі V_0 (антена радіоприймального пристрою), якому належить точка Q_0 , індукуються відповідні електричні струми, які визначають відповідні складові потужності, що виділяються на вхідному опорі радіоприймача. Зауважимо, що перевипромінюються не тільки заводи, але й корисні сигнали. Під їх впливом у цифрових РПП можуть виникнути міжсимвольні інтерференційні похибки першого або другого роду.

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: По центру

Отформатировано: По левому краю

Отформатировано: украинский

Отформатировано: По центру

Код поля изменен

Код поля изменен

Отформатировано: украинский

Код поля изменен

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 6 пт

Отформатировано: Отступ: Первая строка: 0 см

Код поля изменен

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: По левому краю, Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

Отформатировано: Шрифт: не курсив, украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

З наведеного випливає, що електродинамічний підхід до оцінювання якості ЕМО є перспективним, але потребує розробки спеціальних обчислювальних процедур.

Для того, щоб у точці наглядю $\vec{Q}_0(x_0, y_0, z_0)$ отримати новий груповий сигнал, який створюється сукупністю випромінювань m незалежних джерел, потрібно визначити векторну суму напруженостей відповідних полів:

$$\vec{E} = \sum_{i=1}^m \vec{E}_i; \quad \vec{H} = \sum_{i=1}^m \vec{H}_i.$$

При значеннях $m \gg 1$ оцінити ЕМО за співвідношеннями (7.3) складно. Тому для попередньої оцінки ЕМО можна скористатися методикою формального впорядкування складових зосередженої завади, розташувавши їх у вигляді ієрархічних ступенів і враховуючи найбільші з них за рівнями. Крім того, використання електродинамічного підходу до опису ЕМО ускладнюється тим, що розподілення струмів в об'єкті антени V не завжди відоме.

7.3.2. Енергетичний підхід до оцінювання ЕМО

Під час реалізації цього підходу до оцінювання ЕМО доцільно відокремити завади, що зосереджені за спектром, від завад, що зосереджені за часом, тобто розглядати їх окремо. Завади на вході приймальної антени, що зосереджені за спектром, є сукупністю вузькосмугових сигналів, які випромінюються сторонніми РЕА. Як що миттєве значення i -го вузькосмугового сигналу подати у вигляді:

$$e_i(t) = E_i(t) \cos[\omega_{0i}(t) + \varphi_i(t)], \quad (7.4)$$

де $E_i(t)$ та $\varphi(t)$ — амплітуда і фаза напруженості поля радіохвилі, що створюється i -м джерелом, $\omega_{0i} = 2\pi f_{0i}$ — циклічна носійна частота, то зосереджену заваду можна подати виразом

$$e(t) = \sum_{i=1}^I E_i(t) \cos[\omega_{0i}(t) + \varphi_i(t)] \quad (7.4')$$

і за великої кількості складових розглядати як широкосмуговий нормальний стаціонарний процес.

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Код поля изменен

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Отформатировано: Шрифт: 11 пт

Код поля изменен

Код поля изменен

Отформатировано

Отформатировано

У місці приймання діюче значення напруженості поля, створюваного i -м джерелом, визначається за відомим співвідношенням

$$E_{\text{ид}} = \frac{173\sqrt{P_i G_i}}{r_i} W_i, \text{ [мВ/м]}, \quad (7.5)$$

де P_i —потужність, яка підводиться до антени i -го джерела, [кВт]; G_i —коефіцієнт підсилення i -ї антени; r_i —відстань від i -го джерела до точки приймання сигналу, [км]; W_i —множник ослаблення, що залежить від діючих висот приймальної h та випромінюючої h_i антени і довжини хвилі λ_i [м], виду поляризації хвилі p_i та параметрів ґрунту. При цьому потужність, яка виділяється в приймальній антені під дією зосередженої завади (7.4), визначається на підставі виразу (7.5) у вигляді:

$$P = 6,33 \cdot 10^3 G \sum_{i=1}^I \frac{P_i G_i \lambda_i^2}{r_i^2} W_i^2, \text{ нВт}. \quad (7.6)$$

Оскільки кількість складових групового сигналу велика, оцінювання ЕМО за співвідношенням (7.6) ускладнене. Упорядкуємо складові зосередженої завади за дискретними енергетичними рівнями.

Подано i -й вузькосмутовий сигнал (7.4) у вигляді

$$e_i(t) = E_{mi} K_i(t) \cos[\omega_{0i}(t) + \phi_i(t)], \quad (7.4'')$$

де: $E_{mi} = \frac{\sqrt{60 P_i G_i}}{r_i} W_i$ —амплітудне значення напруженості поля i -го сигналу в точці приймання ($D, \Delta\phi; r_i, i; E_{mi}, \text{В/м}$), $K_i(t)$ —безрозмірний множник, який характеризує закон зміни обвідної сигналу. За допомогою множника $K_i(t)$ можна знайти миттєве значення обвідної сигналу $E_i(t) = E_{mi} K_i(t)$.

Комплексна спектральна функція сигналу (7.4'') має вигляд:

$$A_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e_i(t) \exp(-j\omega t) dt = \frac{\sqrt{60 P_i G_i}}{r_i} W_i a(\omega) = E_{mi} a(\omega),$$

де $a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_i(t) \exp(-j\omega t) dt$ —нормована спектральна функція.

Відповідно до рівняння Персиваля, ~~питома енергія~~ i -го сигналу (7.4") ~~визначається за співвідношенням:~~

$$\dot{Y}_i = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{li}}^{\omega_{2i}} A_i^2(\omega) d\omega = \frac{60 P_i G_i}{\pi r_i^2} W_i^2 \int_{\omega_{li}}^{\omega_{2i}} a_i^2(\omega) d\omega.$$

~~Вважаючи, що кожен i -й сигнал займає смугу частот $\Delta\omega_i = \omega_{2i} - \omega_{li}$, у межах якої модуль нормованої спектральної функції $a_i(\omega)$ залишається практично незмінним, спростимо останнє співвідношення до такого вигляду:~~

$$\dot{Y}_i = \frac{60 P_i G_i}{\pi r_i^2} W_i^2 a_i^2 \Delta\omega_i = \frac{1}{\pi} A_i^2 \Delta\omega_i,$$

у якому ~~$A_i^2 = \frac{60 P_i G_i}{r_i^2} W_i^2 a_i^2$ інтенсивність i -го сигналу. При цьому~~ ~~питома енергія зосередженої завади визначається за формулою:~~

$$\dot{Y} = \frac{60}{\pi} \sum_{i=1}^l \frac{P_i G_i}{r_i^2} W_i^2 a_i^2 \Delta\omega_i = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^l A_i^2 \Delta\omega_i.$$

Сьогодні ~~найбільш завантаженим є дециметровий діапазон.~~ Статистичні дослідження, проведені для цього діапазону, показують, що густина ρ -кількості вузькосмугових сигналів, які припадають на одиницю смуги частот, пов'язана з інтенсивністю $A^2(\omega)$ оберненопропорційним зв'язком. Якщо досліджуваний високочастотний діапазон хвиль поділити на z умовних піддіапазонів з певним кроком, наприклад у 10 МГц, а інтенсивності можливих сигналів впорядкувати за рівнями, що відрізняються один від одного на порядок, то зв'язок між інтенсивностями ~~$A_1^2 = A_z^2$ та густинами $(\rho_1 - \rho_z)$ сигналів у відповідних піддіапазонах може бути визначений за таким співвідношенням [14]:~~

$$\left(\frac{A_z^2}{A_1^2}\right)^b \rho_z = \left(\frac{A_1^2}{A_1^2}\right)^b \rho_1 = \text{const.}$$

При цьому спектральна густина окремого процесу типу (7.4):

Отформатировано: По левому краю

а його енергія, що зосереджена в смузі частот $\Delta\omega_i = \omega_{\hat{a}i} - \omega_{fi}$, визначається співвідношенням:

Для вузькосмугового процесу останнє співвідношення можна спростити і подати у вигляді:

оскільки в межах смуги частот $\Delta\omega_i$ спектральну густину A_i i -го вузькосмугового процесу вважаємо незмінною. Загальну питому енергію Ξ сукупності вузькосмугових процесів, кожний з яких характеризується енергією \dot{Y}_i , визначимо в точці приймання у вигляді суми:

Якщо складових, які містяться у цьому співвідношенні, багато, відповідний сукупний процес у точці розміщення антени РПП зі смугою пропускання $\Delta\omega = \omega_a - \omega_i$ є квасістаціонарним. Оскільки складових загальної задачі багато, оцінювання ЕМО за останнім співвідношенням ускладнене. Щоб спростити задачу, доцільно впорядкувати складові сукупної задачі, зосередженої в смузі частот $\Delta\omega$, за дискретними енергетичними рівнями з метою визначення домінуючих завдань [47].

220

[illegible]

вих процесів, які припадають на одиницю смуги частот, пов'язана з інтенсивністю вузькосмугового процесу $A^2(\omega)$ оберненопропорційним зв'язком. Якщо досліджуваний високочастотний діапазон не-нависних радіозавад $\Delta\omega$ поділити на $z=1, 2, 3, \dots$ умовних частотних піддіапазонів з деяким певним кроком, а інтенсивності можливих радіозавад упорядкувати за енергетичними рівнями, то співвідношення між їх інтенсивностями A_1^2 і A_z^2 , при $A_1^2 < A_z^2$ та відносними густинами розподілу їх кількості ρ_1 і ρ_z в одиниці смуги частот при $\rho_1 > \rho_z$ може бути наданим у вигляді [14, 47]:

$$(A_z^2)^b \rho_z \approx (A_1^2)^b \rho_1 \quad (7.7)$$

де параметр b — коефіцієнт, який залежить від значень рівнів градацій між інтенсивностями сигналів вузькосмугових завад у суміжних частотних піддіапозонах та їхніми густинами розподілу кількості завад у них у суміжних піддіапозонах.

Співвідношення (7.7) можна подати у вигляді формального графіка залежності $\rho(A^2)$, зображеного на рис. 7.2, а.

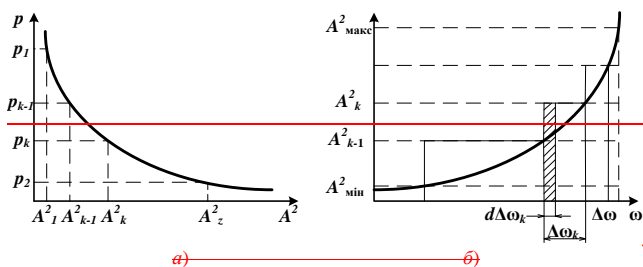


Рис. 7.2. Графіки залежності: а — густини сигналів завади ρ від інтенсивності A^2 ; б — енергії інтенсивності завади A^2 від частоти ω у межах смуги частот сигналів $\Delta\omega$

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: украинский, не выделение цветом

Отформатировано: украинский, не выделение цветом

Отформатировано: По правому краю, Отступ: Первая строка: 1 см

Отформатировано: ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: курсив, ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: не курсив

Отформатировано: Шрифт: не курсив

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: 10 пт, ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: курсив

Отформатировано: Шрифт: курсив

Отформатировано: Шрифт: 10 пт, ниже на 3 пт

Отформатировано

При цьому з'являється можливість оцінювання повної потужності енергії завади, зосередженої в смузі частот $\Delta\omega_z$ z -го рівня, якщо формально впорядкувати зайнятість діапазону частот у смузі $\Delta\omega_z$, розташувавши в неї елементарні смуги частот $d\Delta\omega_z$ у кожній з яких зосереджена окрема складова сумарної завади.

Густина формалізованої (не фактичної) кількості k частинних завад у смузі частот $\Delta\omega_z$ визначається співвідношенням $\rho_z = \frac{\Delta\omega_z}{d\Delta\omega_z}$.

Ці формалізовані частинні завади доцільно перегрупувати в порядку зростання спектральних функцій сигналу A_z^2 . Загальна енергія завади при цьому не зміниться. Слід враховувати, що в елементарній смузі частот $d\Delta\omega_z$ водночас може міститись декілька складових формалізованих радіозавад. Відповідно до кількості z умовних частотних піддіапазонів інтервал значень інтенсивностей завад (у межах від $A_{\text{лаєн}}^2$ до $A_{\text{ч}}^2$) теж ділимо на z градацій, рівні яких на суміжних границях пов'язані між собою співвідношенням $A_k^2 / A_{k-1}^2 = M \geq 1$ при $k = 2, 3, \dots$, а кількість градацій:

$$z = \lg \frac{A_{\text{лаєн}}^2}{A_{\text{ч}}^2} / \lg M.$$

Нехай інтенсивності завад A^2 на суміжних границях окремих піддіапазонів з номерами k та $(k-1)$ відрізняються між собою в попередньо обрану кількість разів M і пов'язані співвідношенням:

$$A_k^2 / A_{k-1}^2 = M \geq 1.$$

При цьому кількість градацій визначається так:

$$z = \lg \frac{A_{\text{лаєн}}^2}{A_{\text{ч}}^2} / \lg M.$$

Вигідно обрати $M = 10$. Отримане значення z округлюємо до найближчого найбільшого цілого числа.

Отформатировано: ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

Отформатировано: ниже на 5 пт

Код поля изменен

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: ниже на 5 пт

Отформатировано: По центру

Отформатировано: Отступ: Первая строка: 0,95 см

Отформатировано: По левому краю, Отступ: Первая строка: 0,95 см

Отформатировано: Шрифт: курсив, украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

3 (7.7') впливає, що відносні значення густини сигналів
 $\rho = \frac{\Delta\omega}{d\Delta\omega}$ пов'язані з відносними їх інтенсивностями заводів M у су-
 міжних піддіапазонах частот так:

$$\frac{\rho_{k-1}}{\rho_k} = M^b = N > 1.$$

Ураховуючи, що $M^b = N$ отримаємо значення ступеня b:

$$b = \lg N / \lg M.$$

Пов'яжемо загальну енергію радіозаводи, зосередженої в
 смузі частот $\Delta\omega_k$, з енергією заводи в смузі частот $\Delta\omega_1$ першої
 градації. Якщо в смузі частот $\Delta\omega_1$ енергія заводи:

$$\dot{Y}_1 = \frac{1}{\pi} A_1^2 \rho_1 d\Delta\omega = \frac{1}{\pi} A_1^2 \Delta\omega_1.$$

у смузі частот $\Delta\omega_2$:

$$\dot{Y}_2 = \frac{1}{\pi} A_2^2 \rho_2 d\Delta\omega = \frac{1}{\pi} M A_1^2 \frac{\rho_1}{N} d\Delta\omega = \dot{Y}_1 \frac{M}{M^b} = \dot{Y}_1 M^{(1-b)}.$$

у смузі частот $\Delta\omega_3$:

$$\dot{Y}_3 = \dot{Y}_1 M^{2(1-b)}.$$

то в смузі частот $\Delta\omega_k = \rho_k d\Delta\omega$:

$$\dot{Y}_k = \dot{Y}_1 M^{(k-1)(1-b)} \quad (7.8)$$

Тому в смузі частот $\Delta\omega$ енергія сумарної заводи з урахуван-
 ням (7.7') і (7.8):

$$\dot{Y} = \sum_{k=1}^{\zeta} \dot{Y}_k = \dot{Y}_1 \sum_{k=1}^{\zeta} M^{(1-b)(k-1)} \quad (7.9)$$

Сигнали, енергія яких $\frac{1}{\pi} A_k^2 d\Delta\omega$ відповідає k-й градації, за-
 ймають смугу частот $\Delta\omega_k = \rho_k d\Delta\omega_k$ (рис. 7.2, б).

При цьому енергія зосереджених заводів [14]

Отформатировано: Отступ: Первая строка: 0,95 см

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, 11 пт

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, 11 пт

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: По центру

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: По левому краю, Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: По центру, Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: По левому краю, Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано: По центру, Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: По левому краю, Отступ: Первая строка: 0 см

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, ниже на 5 пт

Отформатировано

Отформатировано

Отформатировано

Отформатировано: украинский

Отформатировано: украинский

Отформатировано

Отформатировано

Отформатировано

$$\dot{Y} = \frac{1}{\pi} A_1^2 p_1 d\Delta\omega \sum_{k=1}^Z M^{(1-b)(k-1)} = \dot{Y}_{p1} \sum_{k=1}^Z M^{(1-b)(k-1)};$$

Отформатировано: Отступ: Первая строка: 0 см

Якщо енергію завади (7.9), зосередженої за спектром (7.5), віднести до інтервалу спостереження T , то можна визначити потужність, яка виділяється на опорі, що дорівнює 1 Ом, як середньоквадратичне значення напруги:

$$U^2 = U_1^2 \sum_{k=1}^Z (1-b)^{(k-1)} \quad (7.10)$$

Отформатировано: Шрифт: Times New Roman, український

Якщо величина градацій інтенсивності (потужності) завади достатньо велика, то ЕМО, яка створюється завадами, зосередженими за спектром у точці розміщення антени радіоприймача, визначається в основному декількома останніми членами виразів (7.9) та (7.10).

Слід зазначити, що в дециметровому діапазоні зосереджені завади є основними. Вони впливають на стійкість і надійність радіозв'язку.

До завад, що зосереджені за часом, можна віднести імпульсні та флуктуаційні. Такі завади притаманні РЕА цифрових форматів із пакетною передачею даних. Залежно від частоти проходження імпульсів, завада може розглядатись як імпульсна – за умови впливу на широкосмуговий приймач, перехідні процеси в якому від кожного імпульсу не накладаються один на одного, та як флуктуаційна – за умови впливу на вузькосмуговий приймач, коли перехідні процеси від кожного наступного імпульсу, накладаючись утворюють безперервний випадковий процес. Імовірність перевищення амплітудної завади, що зосереджена за часом, яка містить флуктуаційну та імпульсну складові деякого рівня x_0 , є інтегральною функцією розподілення Вейбула [14, 47]:

$$p(U) = (1 - \nu \tau) \exp\left(-x_0^2 \frac{a_0}{2a_0^2}\right) + \nu \tau \exp\left(-x_1^2 \frac{a_s}{2a_1^2}\right), \quad (7.10)$$

Отформатировано: український, не выделение цветом

У розподіленні (7.10) перша складова характеризує флуктуаційну, а друга – імпульсну компоненти; множник $x = V / 2V_a^2$, у якому V – амплітуда завади; V_d – її діюче значення, виміряне та усереднене в вузькосмуговим приймачем; a_0 та a_ϕ , a_s та a_s – флуктуацій-

ні та імпульсні параметри розподілення Вейбула; v – середня швидкість проходження імпульсів; τ – їх середня тривалість. Середньоквадратичне значення зосереджених за часом завад, що виділяються на одиничному опорі, визначається за співвідношенням:

$$U_{\text{пдо}}^2 = (1 - v\tau) a_0^2 V_{\text{до}}^2 \tilde{A}\left(\frac{2}{\alpha_\Phi} + 1\right) + v\tau a_i^2 V_{\text{дi}}^2 \tilde{A}\left(\frac{2}{\alpha_i} + 1\right), \quad (7.11)$$

де $\Gamma(\dots)$ – гама-функція. Значення $P(u)$ та $U_{\text{пдо}}^2$, які визначаються співвідношеннями (7.10) та (7.11), залежать від конкретних умов приймання, зокрема – від робочої частоти та смуги пропускання приймального тракту. Ці умови можна врахувати параметром

$$V = 10 \lg \frac{V_{\text{дi}}^2}{V_{\text{пдо}}^2}, \quad (7.12)$$

де $V_{\text{ср}}$ – середнє значення амплітуд завад (флуктуаційних або імпульсних), що розглядається.

Параметри a та α , які містяться у формулах (7.10) та (7.11), можна визначити з даних, наведених на рис. 7.3 для різних значень V [14, 47].

Розглянемо методику орієнтовного розрахунку параметрів a та α . Ураховуючи те, що інтенсивність імпульсної складової завади, вимірної вузькосмуговим приймачем, значно вища за інтенсивність флуктуаційної складової, і ця різниця збільшується з розширенням смуги пропускання приймача, беремо $\alpha_\Phi = \alpha_i = 2$.

За графіком, що наведений на рис. 7.3, a , здійснюємо перехід від конкретного значення параметру V (7.12) для приймача з вузькою смугою пропускання до аналогічного відносного параметру $V_{\text{ш}}$ – для приймача з широкою смугою $\Delta f_{\text{ср}}$.

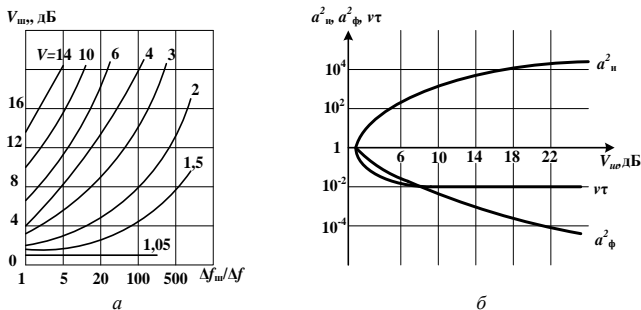


Рис. 7.3. Графік залежності значення амплітуди завади в РПП з широкою смугою від відношення $\Delta f_{\text{ш}}/\Delta f$ (а) та графік переходу від параметру $V_{\text{ш}}$ до параметрів розподілу Вейбула (б)

За перерахованим параметром $V_{\text{ш}}$, користуючись графіком, наведеним на рис. 7.3, б, визначасмо значення $a_{\delta}^2, a_1^2, \nu\tau$ і за співвідношенням (7.11) оцінюємо потужність завад, зосереджених за часом.

7.3.3. Імовірнісний метод оцінювання якості ЕМО

Непрямі відомості про стан реальної ЕМО **містяться** у вихідному сигналі РПП. Цей сигнал можна записати та здійснити його статистичну обробку.

Статистичні характеристики вихідного сигналу залежать від того, чи знаходиться РПП лише під дією корисного вхідного сигналу, чи на його вхід діє сукупність сигналу та завад. Ідеалізовану ЕМО, яка відповідає першому випадку, можна взяти як опорну та порівняти з нею **реальну**.

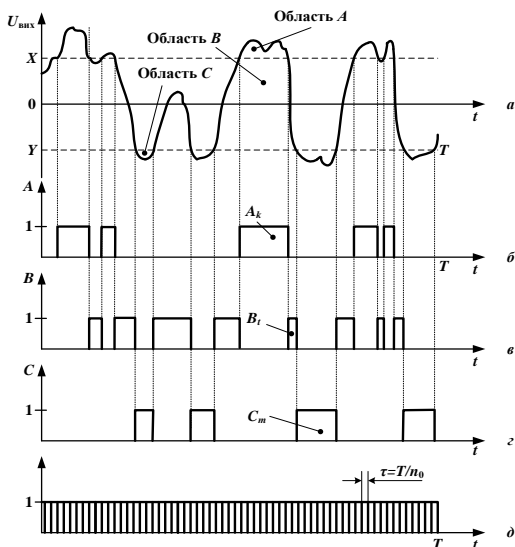


Рис. 7.4. Модель вихідного сигналу РПП у вигляді сукупності подій:
 a – вихідний сигнал, спотворений завадою; $б$ – випадкові події, які належать до стану A ; $в$ – випадкові події, які належать до стану B ; $г$ – випадкові події, які належать до стану C ; $д$ – опорні імпульси

Висновки про якість реальної ЕМО можна зробити, порівнюючи статистичні характеристики двох вихідних сигналів РПП. При цьому можна отримати також кількісну оцінку ЕМО, якщо порівняти між собою ймовірності перевищення заданого рівня вихідними сигналами приймача на інтервалі спостереження T .

Дані, потрібні для оцінки ЕМО, отримують так. На інтервалі спостереження T фіксують вихідний сигнал приймача $U_{\text{вих}}(t)$, якщо на його вхід діє груповий сигнал (рис 7.4, a). Потім на вхід приймача через еквівалент антени від генератора стандартних сигналів подають випробувальний сигнал та здійснюють його запис (рис. 7.5, a). При цьому рівень випробувального сигналу добирають так,

щоб середня потужність вихідного сигналу виявлялась рівною потужності сигналу, який утворюється під час дії на вхід приймача групового сигналу.

На графіках (рис. 7.4, *a* та 7.5, *a*), наносять паралельні прямі на рівнях $X = -Y$. Значення X та Y становлять частки амплітуди напруги вхідного сигналу, наприклад, $0,7U_{\text{вих}}^0$, $0,5U_{\text{вих}}^0$ тощо. Прямими X та Y виділяються зовнішні області A , C та внутрішня область B .

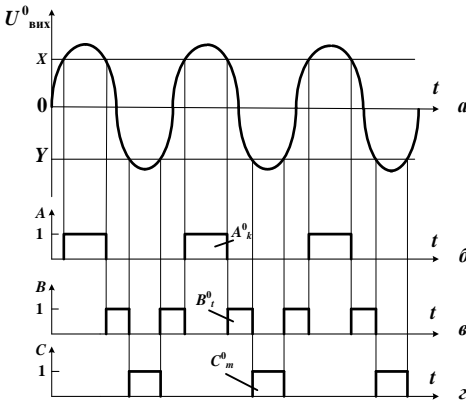


Рис. 7.5. Запис випробувального сигналу РПП: *a* – вихідна напруга генератора випробувальних сигналів; *b* – випадкові події стану A^0 ; *c* – випадкові події стану B^0 ; *c* – випадкові події стану C^0

Позначимо через $P(a)$ та $P(c)$ імовірності того, що в момент часу $0 < t < T$ значення вихідного сигналу потрапляють у зовнішні області A або C , $P(b)$ – імовірність того, що значення $U_{\text{вих}}(t)$ опиниться у внутрішній області B , а через $P^0(a)$, $P^0(c)$ та $P^0(b)$ – відповідні ймовірності стану для сигналу $U_{\text{вих}}^0(t)$. Розходження відповідних імовірностей стану процесів, що досліджуються, можна оцінити за мірою розбіжності (дивергенцією) ймовірностей [14]:

$$\begin{aligned} \operatorname{div} P = & [P^0(\dot{a}) - P(\dot{a})] \log \frac{P^0(\dot{a})}{P(\dot{a})} + \\ & + [P^0(b) - P(b)] \log \frac{P^0(b)}{P(b)} + [P^0(c) - P(c)] \log \frac{P^0(c)}{P(c)}. \end{aligned} \quad (7.13)$$

При цьому дивергенція Кульбака може бути інтегральним критерієм оцінювання ЕМС, оскільки в разі її використанні враховуються також нелінійні властивості підсилювального тракту РПП, який знаходиться під дією групового сигналу.

За рівності відповідних ймовірностей стану процесів, що порівнюються, кількісна міра $\operatorname{div} P = 0$. Отже, ЕМО тим сприятливіша, чим менше значення дивергенції ймовірностей, якщо заздалегідь відомо, що в груповому сигналі міститься корисний сигнал.

Дані, які потрібні для визначення ймовірностей станів $P(a)$, $P(b)$, $P(c)$ та $P^0(a)$, $P^0(b)$, $P^0(c)$, можна отримати так:

- досліджувані процеси замінюють послідовностями випадкових подій, які характеризуються трьома можливими, але несумісними станами A , B та C (рис. 7.4 та 7.5);

- визначають імовірності переходу чи непереходу процесу з одного стану в інший;

- знаходять перехідні імовірності, використовуючи апарат кінцевих кіл Маркова для прийнятої моделі досліджуваних процесів $U_{\text{вих}}^0$ та $U_{\text{вих}}$.

Позначимо через N^+ та N^- середні кількості перетинів досліджуваним процесом $U_{\text{вих}}(t)$ рівнів X та Y знизу та зверху відповідно. При цьому число N_X^+ дорівнює кількості подій A_k , які характеризуються станом A ; N_Y^- – кількості подій C_m , які характеризуються станом C , а $N_X^- + N_Y^+$ – кількості подій B_i , які характеризуються станом B на інтервалі спостереження $0 < t < T$.

Розіб'ємо проміжок часу T на n_0 таких коротких інтервалів часу $\tau = T/n_0$, що всередині будь-якого з них досліджуваний процес не може змінити свій стан більше, ніж один раз. Імпульси одичинної амплітуди тривалістю τ назвемо опорними (рис. 7.5, з).

При цьому події A_k , B_i , C_m та A_k^0 , B_i^0 , C_m^0 розглядають як групи опорних імпульсів, що чергуються.

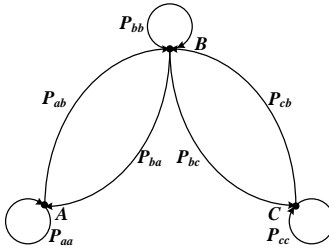


Рис. 7.6. Сигнальний граф перехідних ймовірностей від одного стану до іншого

Кожний опорний імпульс, залежно від часу його виникнення, відповідає появі подій a , b або c , які характеризуються станами A , B або C . Випадкові серії опорних імпульсів можна розглядати як прості ланцюги Маркова. На рис. 7.6 зображений сигнальний граф перехідних ймовірностей від одного стану до іншого за час τ .

Перехідні ймовірності, які відповідають цьому графу, запишемо у вигляді матриці

$$\pi_0 = \begin{bmatrix} p_{aa} & p_{ab} & 0 \\ p_{ba} & p_{bb} & p_{bc} \\ 0 & p_{cb} & p_{cc} \end{bmatrix}, \quad (7.14)$$

а початковий стан процесу визначимо матрицею-рядком

$$\pi_0 = \|P_0(a) \cdot P_0(b) \cdot P_0(c)\|. \quad (7.15)$$

Нехай у момент часу $t = n\tau$, який візьмемо за початок відліку, процес характеризувався подією $i = a, b, c$. Тоді ймовірність того, що n -м виявиться імпульс, який відповідає події $j = a, b, c$, знайдемо як відповідний елемент нової матриці

$$\|P_i(j)\| = \pi_0 \cdot \pi^n. \quad (7.16)$$

Перехідні ймовірності, які утворюють матриці (7.14)-(7.16), пов'язані із середніми значеннями параметрів N^+ , N^- та кількостями опорних імпульсів n_a , n_b , n_c , які відповідають появі подій a , b , c , такими співвідношеннями:

$$p_{ba} = \frac{N_x^+}{n_b}; p_{ab} = \frac{N_x^-}{n_a}; p_{cb} = \frac{N_y^+}{n_c}; p_{bc} = \frac{N_y^-}{n_b},$$

$$p_{aa} = 1 - p_{ab}; p_{bb} = 1 - (p_{ba} + p_{bc}); p_{cc} = 1 - p_{cb}.$$

Отже, вимоги до якості ЕМО визначаються значеннями рівнів X та Y . Що менші ці значення, то більш жорсткими стають вимоги до якості ЕМО.

Кількості опорних імпульсів n_a , n_b та n_c пов'язані між собою співвідношенням $n_a + n_b + n_c = n_0$. Якщо тривалість опорних імпульсів τ значно менша за період коливань обвідної випробувального сигналу, то залежність появи подій a , b та c від початкового стану процесу швидко ослаблюється і при $n \gg 1$ практично від нього не залежить. При цьому співвідношення, що визначають умовні ймовірності станів (7.16), значно спрощуються та перетворюються на безумовні ймовірності у вигляді:

$$P(a) \approx \frac{p_{cb} p_{ba}}{p_{ba} p_{cb} + p_{bc} p_{ab} + p_{ab} p_{cb}};$$

$$P(b) \approx \frac{p_{ab} p_{cb}}{p_{ba} p_{cb} + p_{bc} p_{ab} + p_{ab} p_{cb}};$$

$$P(c) \approx \frac{p_{ab} p_{cb}}{p_{ba} p_{cb} + p_{bc} p_{ab} + p_{ab} p_{cb}}.$$

З останніх співвідношень випливає, що ймовірності станів практично не залежать від часу. Ймовірності станів для випробувального процесу $U_{\text{вих}}^0(t)$ визначаються аналогічними співвідношеннями. Підставляючи значення перехідних ймовірностей для процесів $U_{\text{вих}}^0(t)$ та $U_{\text{вих}}(t)$ в співвідношення (7.13), можна оцінити реальну ЕМО в точці приймання радіосигналів. Інформативність цієї оцінки пропорційна кількості градацій рівнів X та Y . Якщо випробування проведені для S градацій, то загальна оцінка стану ЕМО

$$K = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^s \operatorname{div}_s P.$$

Перевагою розглянутого методу є те, що оцінюють ЕМО за реакцією конкретного РПП на вхідний вплив, урахує всі заходи як технічного, так і організаційного характеру, які спрямовані на забезпечення ЕМС.

7.3.4. Геометричний підхід до оцінювання стану ЕМО

Структури математичних записів окремих компонентів групового сигналу, що діє на вході окремого радіоприймального пристрою, можуть істотно відрізнятися. Тому потрібен єдиний спосіб подання різних сигналів. У деяких випадках їх доцільно надавати у вигляді векторів. Дійсно, сукупність k чисел $x_1, x_2, x_3 \dots x_k$ можна представити як координати кінця вектора будь-якої фізичної природи в k -мірному просторі.

За теоремою Котельникова можна здійснити дискретизацію будь-якого сигналу з обмеженим спектром ΔF і подати його як регулярну послідовність різновеликих імпульсів, які проходять з частотою $f_a \geq 2\Delta F$. Ці імпульси, які є різними для кожного окремого сигналу за величиною та кількістю, вважаються координатами кінця сигнального вектора в k -мірному евклідовому просторі, причому $k = n_{\max}$. За наявності двох векторів, наприклад, сигналу \bar{S}_0 і завади \bar{S} , відстань між їхніми кінцями кількісно визначається довжиною різниці відповідних векторів – відповідною метрикою

$$d(\bar{S}_0, \bar{S}) = \|\bar{S}_0 - \bar{S}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^k (x_{0i} - x_i)^2}. \quad (7.17)$$

Якщо збурення неперервні на інтервалі часу спостереження $0 < t < T$, то величина $n \rightarrow \infty$. При цьому метрика відповідних векторів визначається співвідношенням (7.18), яке виходить при граничному переході від дискретної послідовності до функцій неперервного аргументу.

$$d(\bar{S}_0, \bar{S}) = \|\bar{S}_0 - \bar{S}\| = \sqrt{\int_0^T [x_0(t) - x(t)]^2 dt}. \quad (7.18)$$

Метрики (7.17) та (7.18) характеризують відмінності між двома порівнюваними збуреннями (сигналу та завади).

7.3.5. Спосіб опису ЕМО, заснований на елементах теорії множин

Сутність способу полягає в тому, що в n -мірному просторі сигналів кожна з групового сигналу подається у вигляді точки, яка є елементом генеральної множини S . Оскільки ЕМО в точці спостереження може виявитись сприятливою для одного приймача, і в той же час несприятливою для іншого приймача, то кожен сигнал S_c розглядається як підмножина множини S , на якій вона характеризується деякими наперед заданими властивостями P , які залежать від характеристик приймача або характеристик корисного сигналу, наприклад, смуги частот, виду модуляції, поляризаційних властивостей, напрямку приходу хвилі тощо. При цьому здійснюється розущільнення генеральної множини

$$S = \{s, P\} \text{ або } P \rightarrow s \in S,$$

тобто значення P правильне для підмножини s , яка належить множині S . Беручи корисний сигнал за еталонну (опорну) підмножину, можна судити про якість ЕМО за новою підмножиною $\Delta S = S_c \cap S$, яка визначається як перетин множин S_n та S .

Зауважимо, що для опису та аналізу ЕМО в разі використання РЕА цифрових форматів сигналів доцільно використовувати ймовірнісний підхід або застосувати теорію множин.

7.4. Критерій якості ЕМО

В основу критерію якості ЕМО покладемо значення захисних відношень, які є відомими для більшості класів сигналів. ЕМО вважаємо сприятливою, якщо на вході будь-якого РПП відношення $q_i = \text{сигнал/завада}$ перевищує заздалегідь надане захисне відношення Q :

$$q \geq Q. \quad (7.19)$$

Захисне відношення – це така мінімальна величина відношення сигнал/завада на вході радіоприймального пристрою, за якої

зберігається потрібна якість його функціонування. Значення захисного відношення Q залежить від класів випромінювань, до яких належать сигнал та завада, і вважається відомим. Величина q_i визначається співвідношенням:

$$q_i = \frac{P_{ii}}{P_{\Sigma i j}}, \quad (7.20)$$

де P_{ii} – потужність сигналу на вході i -го РПП за наявності випромінювання i -го РПД, а

$$P_{\Sigma i j} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^J P_{ij} = \sum_{j=1}^J P_{ij} - P_{ii}$$

– потужність сукупної радіозавади на вході i -го РПП.

У відносних одиницях логарифмічного масштабу з (7.20) матимемо:

$$q_{0i} = P_{0ii} - P_{0\Sigma i j}, \text{ дБ} \quad (7.21)$$

Критерій (7.19) з урахуванням (7.21) у логарифмічних одиницях вимірювання набуває такого вигляду:

$$P_{0ii} - P_{0\Sigma i j} \geq Q_{0i}. \quad (7.22)$$

Зі співвідношень (7.21) і (7.22) випливає потреба визначити потужності сигналу та сукупної завади на вході i -го РПП.

7.4.1. Процедури визначення потужностей сигналу та завади на вході РПП

Якщо відомі дані про вихідні потужності P_{0j} та класи випромінювань усіх РПД, характеристики спрямованості антен РПД і РПП, типи підстильних поверхонь, то відносну потужність сигналу P_{0ij} на виході вибіркового кола i -го РПП, яка виникає під впливом випромінювання окремого j -го РПД, можна визначити на основі очевидного співвідношення:

$$P_{0ij} = P'_{0j} - L_{0j} - \text{NFD}_{0ij}, \text{ дБВт}, \quad (7.23)$$

де P'_{0j} – умовна еквівалентна потужність j -го РПД, дБВт; L_{0j} – коефіцієнт утрат при поширенні радіохвилі, дБ; NFD_{0ij} (*Net Filter Discrimination*) – частотна вибірковість загального фільтру [40]. За визначенням NFD характеризує відміну між рівнями радіозавади на вході i -го РПП без урахування частотних властивостей вихідного каскаду j -го РПД та вхідного каскаду РПП і з їх урахуванням, дБ. NFD залежить від геометричних форм спектральних масок j -го РПД та i -го РПП, які перемножуються в смузі частот їхнього перекриття, і визначає додаткові втрати потужності P_{0j} , що виникають через розбіжності спектральних густин сигналу й завади.

Спектральна маска, яка є своєрідним показником спектральних властивостей РПД (РПП), кількісно дорівнює площі геометричної фігури $S(f)$, яка обмежена обвідною спектра випромінювання $D(f)$ радіопередавача (або кривою частотної вибірковості радіоприймача) та віссю частот. Геометрична форма спектральної маски залежить від класу випромінювання і розраховується за спеціальною методикою (див. параграф 2.3.1.1.) та [32, 40].

У співвідношенні (7.23):

$$P'_{0j} = P_{0j} + G_{0j}^T + F_{0j}^T(\theta, \varphi) + G_{0i}^R + F_{0i}^R(\theta, \varphi) - |\bar{\rho}|_{0ij} - d_{0j}^T - d_{0i}^R, \quad (7.24)$$

де G_0 – коефіцієнти підсилення антен РПД та РПП (позначені символами « T » і « R » відповідно), дБ; $F_0(\theta, \varphi)$ – нормовані характеристики спрямованості антен, дБ; d_0 – коефіцієнти втрат у фідерах відповідних антен, дБ; $|\bar{\rho}|_0 = \rho_0$ – коефіцієнт поляризаційних утрат між антенами РПД та РПП.

Якщо частоти сигналу та радіозавади збігаються, то коефіцієнт поляризаційних утрат може набути таких значень [43]:

- 0 дБ (1,0), якщо види поляризації сигналу та завади однакові;
- 16 дБ (0,025), якщо обидві антени є лінійно поляризованими, але ортогональними, коефіцієнти підсилення менші за 10 дБ;

– 20 дБ (0,01), якщо обидві антени є лінійно поляризованими, а будь-який з коефіцієнтів підсилення антени перевищує 10 дБ;
 – 15 дБ (0,03), якщо антени мають протилежну колову поляризацію.

Отже, умовна еквівалентна потужність P'_{0j} (7.24) містить компоненти, варіації яких призводять до необхідних у подальшому змін вхідної потужності P_{0ij} будь-якого i -го РПП.

Потужність сумарної радіозавади на вході i -го РПП формально можна розрахувати на підставі (7.24) за формулою:

$$P_{0\Sigma i}(f_j) = 10 \lg \left[\sum_{\substack{j=1, \\ j \neq s}}^J 10^{\frac{P_{0ij}(f_j), \text{ дБВт}}{10}} \right], \text{ дБВт}, \quad (7.25)$$

або

$$P_{\Sigma ij}(f_j) = \sum_{j=1}^J P_{ij}, \text{ Вт}. \quad (7.26)$$

Потужність радіосигналу на вході i -го РПП визначається на основі співвідношення, подібного до (7.24):

$$P_{0ii} = P'_{0i} - L_{0i} - \text{NFD}_{0ii}, \text{ дБВт}, \quad (7.27)$$

де еквівалентна вихідна потужність i -го РПД

$$P'_{0i} = P_{0i} + G_{0i}^T + F_{0i}^T(\theta, \varphi) + G_{0i}^R + F_{0i}^R(\theta, \varphi) - |\bar{\rho}|_{0ii} - d_{0i}^T - d_{0i}^R. \quad (7.28)$$

Формальне виконання умов (7.23) для кожного i -го РПП з урахуванням співвідношень (7.25) та (7.27) свідчить про одночасне забезпечення ЕМС усіх РЕА, розташованих на обмеженій території. Однак у дійсності окремі умови (7.22) можуть бути суперечливими. Тому доцільно визначити всі умови, виконання яких є необхідним для забезпечення умов (7.22) для будь-якого РЕА при одночасному функціонуванні усіх РЕА, розміщених на обмеженій території.

7.4.2. Методика визначення допустимих рівнів завад на вході окремих радіоприймачів у групуванні РЕА

На підставі (7.19) умовою забезпечення ЕМС i -го РПП та j -го РПД є нерівність

$$q_i \geq Q_i, \quad (7.29)$$

у якій

$$q_i = \left(\frac{\text{потужність сигналу}}{\text{потужність завади}} \right) = \frac{P_{\text{вх. С}}}{P_{\text{вх. З}}} = P_{ii} / P_{ij} \quad (7.30)$$

або в логарифмічних одиницях:

$$P_{0ii} - P_{0ij} \geq Q_{0i} \quad (7.31)$$

У наведених й подальших співвідношеннях перший з подвійних індексів у позначеннях є порядковим номером i -го РПП (R), а другий – порядковим номером i -го або j -го РПД (T) відповідних РЕА.

З урахуванням (7.29) – (7.31) визначасмо вихідну потужність P_{0i} джерела сигналу, яка є достатньою для нормального функціонування i -го РПП при заданій вихідній потужності P_{0j} j -го РПД – джерела завади:

$$\begin{aligned} P_{0i} \geq & P_{0j} + Q_{0i} + G_{0jT} - G_{0iT} + F_{0iR}(\theta, \varphi)_j + F_{0jT}(\theta, \varphi)_i - \\ & - F_{0iT}(\theta, \varphi)_j - F_{0jR}(\theta, \varphi)_i + \text{NFD}_{0ii} - \text{NFD}_{0ij} + \\ & + L_{0i} - L_{0j} - |\bar{\rho}|_{0\text{Б-}\zeta} + d_{0iT} - d_{0jT}. \end{aligned} \quad (7.32)$$

Значення NFD, що містяться у співвідношенні (7.32), можна розрахувати на основі методики, яка наведена в наступному розділі. Втрати L_0 , які виникають під час поширення радіохвиль і залежать від відстаней між антенами та висот їх розташування, визначаються на основі математичних моделей, які будуть розглянуті в наступних розділах.

Співвідношення (7.32) є алгоритмом розрахунку допустимого рівня корисного сигналу при відомих або змінних показниках, що входять до його правої частини.

Формула (7.32) є основою методики оцінювання ЕМС РЕА в «дуельній» ситуації. Ця методика дозволяє перейти до способу оцінювання ЕМС РЕА при масовому впливі завод на i -й радіоприймач, а також до методики визначення норм частотно-територіального рознесення (ЧТР) РЕА.

Це співвідношення можна переписати відносно допустимого рівня потужності радіозавади P_{0j} , якщо потужність джерела сигналу P_{0i} є відомою наперед заданою величиною:

$$P_{0j} \leq P_{0i} - \left[\begin{aligned} & Q_{0i} + G_{0jT} - G_{0iT} + F_{0iR}(\theta, \varphi)_j + F_{0jT}(\theta, \varphi)_i - \\ & - F_{0iT}(\theta, \varphi)_j - F_{0jR}(\theta, \varphi)_i + \text{NFD}_{0ii} - \text{NFD}_{0ij} + \\ & + L_{0i} - L_{0j} - |\bar{p}|_{0\text{н-}\varphi} + d_{0iT} - d_{0jT} \end{aligned} \right]. \quad (7.33)$$

7.4.3. Методика визначення допустимого рівня сукупної радіозавади на вході радіоприймача

Для оцінювання якості ЕМО в точці спостереження в «дуже-нудній» ситуації виявляють джерела радіозавад, кожне з яких поодиноці сумісне або несумісне з i -м РПП корисного сигналу. Перед цим відомості про потужності відповідних радіозавад на вході i -го РПП, їх спектральні маски, дані про відповідні характеристики антен і координати їх розміщення, інші чинники відповідно до (7.33) заносяться в банк даних. Наразі виникає задача оцінювання якості ЕМО у точці розміщення антени РПП та ЕМС i -го РПП, який перебуває під впливом сукупності з $j \geq 2$ РПД, що одночасно функціонують кожний з яких поодиноці є сумісним з i -м РПП за критеріями (7.19) або (7.27).

Значення фактичних потужностей кожної j -ої радіозавади на вході i -го РПП $D_{j\text{і.ао-}\varphi}(f_{\varphi_i})$ розраховують за формулами (7.23) і заносяться у банк даних, з якого їх можна зчитати для подальших оцінювання якості ЕМО.

Потужність результуючого збудження на вході i -го РПП формально можна розрахувати на підставі (7.25) за формулою

$$P_{\Sigma 0ij}(f_j) = 10 \lg \left[\sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^J 10^{\frac{P_{0ij}(f_j), \text{дБВт}}{10}} \right], \text{ дБВт}, \quad (7.34)$$

або

$$P_{\Sigma ij}(f_j) = \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^J P_{ij}, \text{ Вт}. \quad (7.34')$$

Однак інформація про значення потужності $P_{\Sigma 0ij}(f_j)$ (7.34) ще не є критерієм якості ЕМО в точці спостереження, тобто на вході i -го РПП. Щоб отримати систему парціальних критеріїв, подібних (7.26), виконаємо такі дії.

Запишемо відносну j -ту заваду на вході i -го РПП:

$$P_{0ij}(f_j) = P'_{0j} - (\text{NFD})_{0ij} - L_{0ij}, \text{ дБВт}, \quad (7.35)$$

де еквівалентна потужність РПД:

$$P'_{0j} = P_{0j} + G_{0j} + G_{0i} + F_{0j}(\theta, \varphi) + F_{0i}(\theta, \varphi) - |\bar{p}|_{0ij} - d_{0ij} - d_{0i}, \text{ дБВт} \quad (7.36)$$

або

$$P_{0ij}(f_j) = 10 \lg \left[\frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}} \right], \text{ дБВт} \quad (7.36')$$

у якому

$$P_{ij} = \frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}}, \text{ Вт}. \quad (7.36'')$$

Позначимо через S_{ii} – потужність корисного сигналу на вході i -го РПП, оскільки в сукупності завод (7.34) на його вході можуть з'явитися й співканальні завади, тобто завади на частоті i -го корисного сигналу. Ця потужність визначається на основі (7.21) подібно до співвідношення (7.35):

$$S_{0ii}(f_i) = S'_{0i} - (\text{NFD})_{0ii} - L_{0ii}, \text{ дБВт}, \quad (7.37)$$

де

$$S'_{0i} = S_{0i} + G_{0Ti} + G_{0Ri} + F_{0Tj}(\theta, \varphi) + F_{0Ri}(\theta, \varphi) - d_{0Ti} - d_{0Ri}, \text{ дБВт}, \quad (7.38)$$

або

$$S_{0ii} = 10 \lg \frac{S'_i}{L_{ii} \cdot (\text{NFD})_{ii}}, \text{ дБВт} \quad (7.38')$$

де

$$S_{ii} = \frac{S'_i}{L_{ii} \cdot (\text{NFD})_{ii}}, \text{ Вт}. \quad (7.38'')$$

Вочевидь, що потужність сумарної завади на вході i -го РПП

$$P_{\Sigma ij} = \sum_{j=1}^J P_{ij} - P_{ii}, \text{ Вт.}$$

Відношення сигнал/завада на вході i -го приймача з урахуванням співвідношень (7.29), (7.34') і (7.38") можна подати у вигляді:

$$\begin{aligned} q_i &= \frac{S_{ii}}{P_{\Sigma i}} = \frac{S_{ii}}{\sum_{j=1}^J P_{ij} - S_{ii}} = \frac{1}{\frac{\sum_{j=1}^J P_{ij}}{S_{ii}} - 1} = \\ &= \frac{1}{\frac{L_{ii} \cdot (\text{NFD})_{ii}}{S'_i} \sum_{j=1}^J \left[\frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}} \right] - 1}. \end{aligned} \quad (7.39)$$

Уважаємо, що умови EMC усіх PEA, які розташовані на обмеженій території, забезпечуються, якщо в групуванні для будь-якого i -го РПП виконується загальна умова (7.23), яку, з урахуванням співвідношення (7.39), можна перетворити на таку:

$$\left(1 + \frac{1}{Q_i} \right) \frac{S'_i}{L_{ii} \cdot (\text{NFD})_{ii}} - \sum_{j=1}^J \frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}} \geq 0. \quad (7.40)$$

Отриманий вираз (7.40) дозволяє виявити систему нерівностей, що відповідають критерію (7.31) формально для будь-якої кількості незалежних PEA.

Наприклад, для двох PEA ($J = 2$, тобто $i = 1, 2$) маємо систему

$$\begin{aligned} \frac{1}{Q_1} \frac{S'_1}{L_{11} \cdot (\text{NFD})_{11}} &\geq \frac{P'_2}{L_{12} \cdot (\text{NFD})_{12}}, \\ \frac{1}{Q_2} \frac{S'_2}{L_{22} \cdot (\text{NFD})_{22}} &\geq \frac{P'_1}{L_{21} \cdot (\text{NFD})_{21}}. \end{aligned}$$

Якщо на обмеженій території необхідно розмістити три незалежні системи ($J = 3$, тобто $i = 1, 2, 3$), то відповідні нерівності набувають такого вигляду:

$$\frac{1}{Q_1} \frac{S'_1}{L_{11} \cdot (\text{NFD})_{11}} \geq \frac{P'_2}{L_{12} \cdot (\text{NFD})_{12}} + \frac{P'_3}{L_{13} \cdot (\text{NFD})_{13}},$$

$$\frac{1}{Q_2} \frac{S'_2}{L_{22} \cdot (\text{NFD})_{22}} \geq \frac{P'_1}{L_{21} \cdot (\text{NFD})_{21}} + \frac{P'_3}{L_{23} \cdot (\text{NFD})_{23}},$$

$$\frac{1}{Q_3} \frac{S'_3}{L_{33} \cdot (\text{NFD})_{33}} \geq \frac{P'_1}{L_{31} \cdot (\text{NFD})_{31}} + \frac{P'_2}{L_{32} \cdot (\text{NFD})_{32}}.$$

Очевидно, що співвідношенню (7.40) і його парціальним формам подання відповідає таке загальне співвідношення:

$$\frac{P'_i}{L_{ii} \cdot (\text{NFD})_{ii}} \geq Q_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^J \left[\frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}} \right]. \quad (7.41)$$

У логарифмічних одиницях його можна подати так:

$$P'_{0i} - (\text{NFD})_{0ii} - L_{0ii} \geq Q_{0i} + 10 \lg \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^J \frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}}, \quad (7.42)$$

$$\text{де } (\text{NFD})_{ij} = 10^{\frac{(\text{NFD})_{0ij}}{10}}, \quad L_{ij} = 10^{\frac{L_{0ij}}{10}}, \quad P'_j = 10^{\frac{P'_{0j}}{10}}.$$

Співвідношення (7.42) зручно подати відносно еквівалентної потужності корисного сигналу на вході РПП:

$$P'_i \geq 10 \lg \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^J \left[\frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}} \right] + (\text{NFD})_{0ii} + L_{0ii} + Q_{0i}, \quad (7.43)$$

в якому ліва частина визначається так:

$$P'_{0i} = P_{0i} + G_{0iT} + G_{0iR} + F_{0iT}(\theta, \varphi) + F_{0iR}(\theta, \varphi) - d_{0iR} - d_{0iT}. \quad (7.44)$$

Після підстановки (7.44) в (7.43) дістанемо співвідношення, яке визначає рівні потужностей радіопередавачів у локальному групуванні РЕА, за яких забезпечується їх EMC:

$$P_{0i} \geq 10 \lg \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^J \frac{P'_j}{L_{ij} \cdot (\text{NFD})_{ij}} + (\text{NFD})_{0ii} + L_{0ii} + Q_{0i} -$$

$$- [G_{0iT} + G_{0iR} + F_{0iT}(\theta, \varphi) + F_{0iR}(\theta, \varphi) - d_{iT} - d_{0iR}]. \quad (7.45)$$

Система нерівностей (7.45) є основою здійснення ЧТР РЕА на обмеженій території, на якій відстані між джерелами радіозавад та їхніми рецепторами відповідають співвідношенням $r_{ij} \leq R_{ij}$.

Отримані співвідношення свідчать про однакову значущість кожної РЕА в процесі забезпечення умов спільної ЕМС у їх локальному розташуванні.

Для практичного забезпечення умов ЕМС певного угруповання РЕА необхідними даними є топографічний план розміщення всіх антенних пристроїв, номенклатура їх параметрів, відомості про захисні відношення приймачів та пріоритети РЕА. Відомості про стан електромагнітної обстановки, а саме – параметри електромагнітних випромінювань певних джерел у певній ділянці простору, є вихідними даними для подальшого розв’язання задач ЕМС певного угруповання РЕА.

Питання та завдання для самоконтролю

1. Від яких обставин залежить якість ЕМО в точці нагляду?
2. У чому полягає суть відомих математичних моделей ЕМО? За яких умов доцільно використовувати ту або іншу модель?
3. Яким є критерій стану ЕМО в точці спостереження? Подайте його у відомих Вам математичних формах.
4. Поясніть фізичну сутність NFD. Від яких обставин залежить кількісне значення цього чинника?
5. У яких випадках необхідне збільшувати значення NFD, а за яких – зменшувати його? З якого співвідношення це випливає?
6. Якими обставинами визначаються мінімальні значення вихідних потужностей радіопередавачів, за яких ЕМО в точках розміщення антен відповідних радіоприймачів стане сприятливою? Яке співвідношення про це свідчить?

РОЗДІЛ 8

ЧАСТОТНО-ТЕРИТОРІАЛЬНЕ РОЗНЕСЕННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

8.1. Спектральні маски радіопередавального та радіоприймального пристроїв

Значне зростання у світі кількості радіоелектронних засобів різного призначення, що працюють одночасно, супроводжується виникненням дефіциту радіочастотного ресурсу, тобто смуг радіочастот, придатних для передавання і приймання радіосигналів. У цих умовах виникає потреба раціонального планування РЧР, необхідного для нормального функціонування незалежних засобів радіозв'язку, які розміщуються на обмеженій території. У цих умовах ефективним способом частотного планування є розробка норм частотно-територіального рознесення окремих радіоелектронних засобів. Тому розглянемо можливість поетапного розв'язування проблеми, яка виникає.

У попередніх розділах вводилося поняття спектральної (частотної) маски $S(f)$ радіопередавача (радіоприймача) – площі геометричної фігури, яка обмежена обвідною спектра основного випромінювання радіопередавача (або кривою частотної вибіркості радіоприймача) та віссю частот f . Частотна вибіркості просторового фільтра NFD визначається загальною частиною спектральної маски РПД та частотної маски РПП [40]. Вона характеризує зменшення рівня радіозавади, якщо її частота і частота настрійки РПП є різними або неоднаковими виявляються ширина смуги частот, яку займає радіовипромінювання, та ширина смуги пропускання РПП. При цьому вважаємо, що смуги пропускання антен РПД і РПП не менші від необхідної ширини смуги частот основного випромінювання відповідного радіопередавача, тобто частотні властивості відповідних антен не впливають на характеристики NFD.

РПД (T – transmitter) – джерело непередбачених радіозавад, і РПП (R – receiver) – реципієнт завад характеризуються визначеними особливостями. Частотні властивості спектральної маски j -го РПД (T) виявляються в особливостях спектральної густини потужності основного випромінювання $G_{T_j}(f)$, а частотні властивості

спектральної маски i -го РПП (R) – у частотних особливостях коефіцієнта передачі $K_{Ri}(f)$. Для їхнього порівняння на одному графіку подамо, що

$$G_{Tj}(f) = G_{Tj\max} g_{Tj}(f), \quad (8.1)$$

де $g_{Tj}(f) = \frac{G_{Tj}(f)}{G_{Tj\max}}$ – нормована відносна обвідна спектральної густини потужності j -го РПД;

$$K_{Ri}(f) = K_{Ri\max} k_{Ri}(f), \quad (8.2)$$

де $k_{Ri}(f) = \frac{K_{Ri}(f)}{K_{Ri\max}}$ – нормована відносна одночастотна вибіркковість (відносний коефіцієнт передачі за потужністю) i -го РПП.

Результат такого подання наведено на рис. 8.1.

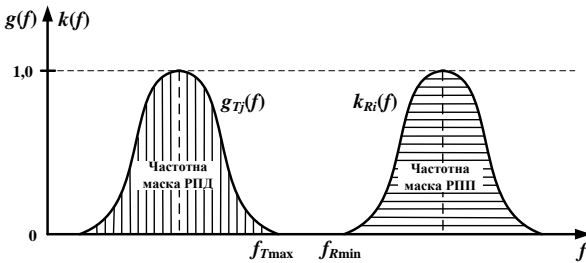


Рис. 8.1. Умовне зображення спектральних масок РПД та РПП

З рис. 8.1 видно, що цей j -й РПД та i -й РПП стануть «антагоністичними», якщо

$$\Delta f = |f_{Tj\max} - f_{Ri\min}| > 0,$$

де Δf – ширина смуги перекриття обвідних (8.1) та (8.2).

Очевидно, що ступінь «антагонізму» j -го РПД та i -го РПП, буде залежати від ширини смуги перекриття частот Δf (смуги частот, загальної для $g_{Tj}(f)$ і $k_{Ri}(f)$). Цю ситуацію можна зобразити на рис. 8.2, а.

Геометрична фігура, яка обмежена кривою $g_{Tj}(f)$ та віссю частот f , є частотною маскою РПД. Числове значення частотної маски РПД дорівнює площі цієї фігури S_{Tj} . Геометрична фігура, яка обмежена кривою $k_{Ri}(f)$ і віссю частот f , є частотною маскою РПП. Числове значення маски РПП визначається площею цієї фігури S_{Ri} (рис. 8.2, а; рис. 8.3, а).

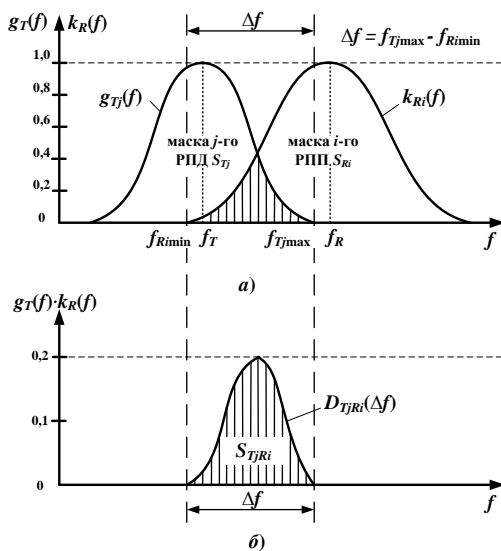


Рис. 8.2. Площа перекриття частотних масок РПД та РПП

Спектральна маска $g_{Tj}(f)$ j -го РПД, яка спирається на відрізок вісі частот Δf , визначає потужність завади, яка надходить до антени i -го РПП, а частина спектральної маски РПП $k_{Ri}(f)$, що

спирається на той же відрізок вісі частот Δf , визначає додаткове ослаблення завади, але вже у вибіркових колах i -го РПП.

Обвідна геометричної фігури, яка спирається на смугу частотного перекриття Δf обох масок (рис. 8.2, б), визначається їх добутком

$$D_{\pi Ri}(\Delta f) = g_{\pi}(\Delta f) \cdot k_{Ri}(\Delta f). \quad (8.3)$$

Площа цієї фігури в загальному випадку визначається співвідношенням

$$S_{\pi Ri} = \int_{\Delta f} D_{\pi Ri} df, \quad (8.4)$$

Очевидно, що зменшення площі $S_{\pi Ri}$ призводить до покращення ЕМС незалежних j -го РПД та i -го РПП.

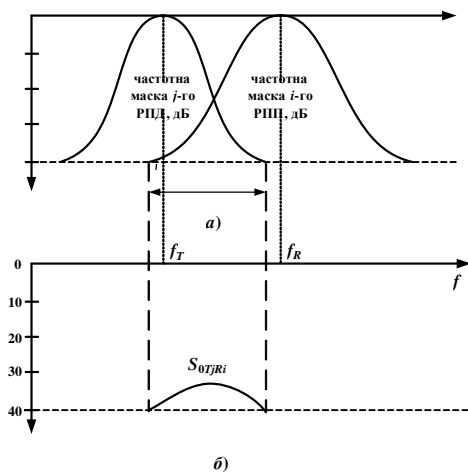


Рис. 8.3. Результат перекриття спектральних масок РПД та РПП, поданий у логарифмічному масштабі

У логарифмічних одиницях рис. 8.2 перетворюється на рис. 8.3, а співвідношення (8.3) набуває вигляду:

$$D_{0\ TjRi}(\Delta f) = 10 \lg D_{TjRi} = g_{0\ Tj}(\Delta f) + k_{Ri}(\Delta f) \quad (8.3')$$

Співвідношення

$$V = \frac{S_{TjRi}}{S_{Tj}} \quad (8.5)$$

є частотнозалежним ваговим коефіцієнтом рівня радіозавади, що потрапляє в тракт i -го РПП. Потужність цієї завади визначається за формулою

$$P_{ij} = P_{TjRi} \frac{S_{TjRi}}{S_{Tj}}, \quad (8.6)$$

якій P_{TjRi} – потужність j -ї радіозавади на вході i -го РПП.

У логарифмічних одиницях співвідношення (8.6) перетворюється на таке:

$$P_{0ij} = P_{0TjRi} - 10 \lg \frac{S_{Tj}}{S_{TjRi}},$$

де складова

$$10 \lg \frac{S_{Tj}}{S_{TjRi}} = \text{NFD}_0. \quad (8.7)$$

Тому потужність завади на вході i -го РПП, яка збуджується j -им РПД при $\Delta f > 0$

$$P_{0ij} = P_{0TjRi} - \text{NFD}_0, \text{ дБВт.} \quad (8.8)$$

Отже NFD_0 у формулі (8.8) визначає зменшення потужності радіозавади P_{0TjRi} на вході i -го РПП, якщо частоти настроювання i -го РПП та j -го РПД неоднакові [40].

На практиці для розрахунків NFD доцільно використовувати реальну спектральну маску РПД. У разі її відсутності використовують маску РПД, що відповідає рекомендаціям Європейського інституту стандартизації електрозв'язку (ETSI) [40]. Вона будується у вигляді сукупності ламаних та залежить від класу сигналу.

Частотна маска i -го РПП виконується відповідно до частотної маски кореспондуючого i -го РПД.

У простішому випадку спектральну маску РПД або РПП можна подати як площу $S(f)$ рівнобічної трапеції, яка обмежена кривою $D(f)$ (рис. 8.4).

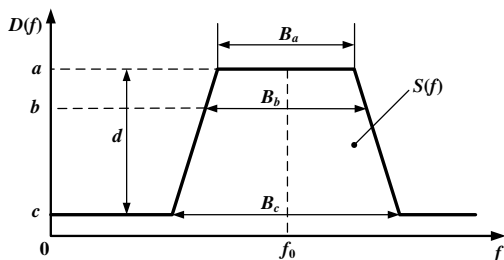


Рис. 8.4. Трапецієподібна спектральна маска

Таку криву можна подати у неперервній формі запису:

$$D(f) = \frac{d}{K-1} \left(\left| 0,5K - \frac{f'}{B_a} \right| - \left| 0,5 - \frac{f'}{B_a} \right| + \frac{K-1}{2} \right), \quad (8.9)$$

де

$$\begin{aligned} d &= a - c; \\ f' &= |f - f_0|; \\ K &= \frac{B_c}{B_a}. \end{aligned} \quad (8.10)$$

Коефіцієнт прямокутності апроксимованої обвідної на рівні b :

$$K_{\text{пр}} = \frac{B_b}{B_a}.$$

На основі співвідношення (8.9) можна:

- моделювати обвідну спектра випромінювання РПД з урахуванням наявності будь-якої кількості побічних каналів випромінювання;
- амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) РПП з урахуванням будь-якої кількості побічних каналів прийому;
- багаторівневі спектральні (частотні) маски РПД та РПП.

Значення a , b , c , переважно визначаються за відомими відносними рівнями a_0 , b_0 , c_0 , що подаються у децибелах:

$$a = 10^{\frac{a_0(\text{дБ})}{10}};$$

$$b = 10^{\frac{b_0(\text{дБ})}{10}};$$

$$c = 10^{\frac{c_0(\text{дБ})}{10}}.$$

На рис. 8.5 зображена спектральна маска, яка обмежена обвідною $D(f)$, що синтезована як адитивна сукупність N функцій типу (8.9), які мають спільну середню частоту f_0 .

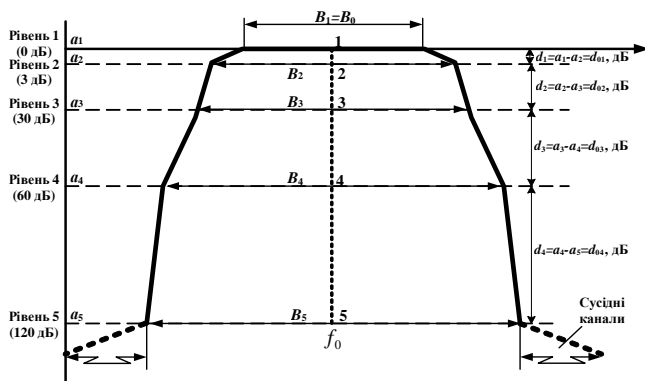


Рис. 8.5. Багаторівнева спектральна маска

У загальному випадку на n -му рівні

$$a_n = 10^{\frac{a_{0n}(\text{дБ})}{10}},$$

де B_n – ширина смуги частот, d_n – висота елементарної трапеції.

На рис. 8.5 суміжні за висотою трапеції мають загальну основу.

Для нормованої обвідної $a_1 = 1,0$. Це відповідає значенню $a_{01} = 0$ дБ.

Багаторівнева обвідна спектральної густини випромінювання

РПД з урахуванням (8.9) записується так (індекс „j” для спрощення запису не вказується):

$$D_{\pi}(f) = \sum_{n=1}^N \frac{d_n}{K_n - 1} \left(\left| 0,5K_n - \frac{f'}{B_n} \right| - \left| 0,5 - \frac{f'}{B_n} \right| + \frac{K_n - 1}{2} \right), \quad (8.11)$$

де

$$\begin{aligned} d_n &= a_n - a_{n+1}, \\ a_n &= 10^{-\frac{a_{0n}(\text{дБ})}{10}}, \\ a_{n+1} &= 10^{-\frac{a_{0(n+1)}(\text{дБ})}{10}}, \\ K_n &= \frac{B_{n+1}}{B_n}, \\ f' &= |f - f_0|, \end{aligned}$$

$N = 1, 2, \dots$ (як правило $N \leq 5$).

$$U_{\text{пао}}^2 = (1 - \nu \tau) a_0^2 V_{\text{ао}}^2 \Gamma \left(\frac{2}{\alpha_0} + 1 \right) + \nu \tau a_i^2 V_{\text{аі}}^2 \Gamma \left(\frac{2}{\alpha_i} + 1 \right),$$

У логарифмічних одиницях

$$D_{0\pi}(f) = 10 \lg D_{\pi}(f), \text{ дБ} \quad (8.12)$$

Багаторівнева АЧХ i -го РПП за формою збігається з (8.11), (8.12). Однак, якщо треба врахувати сусідні канали, то АЧХ має таку математичну модель

$$\begin{aligned} D_{\pi}(f) &= \sum_{n=1}^N \frac{d_n}{K_n - 1} \left(\left| 0,5K_n - \frac{f'}{B_n} \right| - \left| 0,5 - \frac{f'}{B_n} \right| + \frac{K_n - 1}{2} \right) + \\ &+ \frac{d_M}{K_M - 1} \left(\left| 0,5K_M - \frac{f'}{B_M} \right| - \left| 0,5 - \frac{f'}{B_M} \right| + \frac{K_M - 1}{2} \right), \end{aligned} \quad (8.13)$$

де $M \geq 0$ – кількість сусідніх каналів, що враховуються;

$d_M = M \Delta d_M$ – енергетичні втрати в M сусідніх каналах;

$$\Delta d_M = \begin{cases} 10^{-\frac{\Delta d_{0M}(\text{дБ})}{10}} & \text{– енергетичні втрати в кожному з} \\ 14,1 \text{ при } \Delta d_{0M} = 1,5 \text{ дБ} & \end{cases}$$

M сусідніх каналів прийому шириною смуги частот $B_0 = B_1$;

$B_M = MB_1$ – ширина смуги частот, яка зайнята сусідніми каналами;

B_N – ширина смуги частот на N -му рівні a_N (на рис. 8.5: $N = 5$, $a_5 = 120$ дБ);

$$K_M = \frac{B_N + 2B_M}{B_N} = 1 + 2M \frac{B_1}{B_N}.$$

У такий спосіб можна синтезувати обвідну частотної маски будь-якої форми, симетричної відносно частоти f_0 , і визначити площу маски, яка є необхідною при оцінюванні значень NFD залежно від рознесення частот настроювання РПП та носійної радіозавади.

8.2. Процедура здійснення частотно-територіального рознесення незалежних РПД та РПП

Вважаємо, що j -й РПД є джерелом ненавмисної радіозавади i -му РПП, для якого відоме захисне відношення Q_{ij} , дБ:

$$P_{0i\text{вд}} - P_{0ij\text{вд}} = Q_{0ij} = \text{const.} \quad (8.14)$$

Ці РПД та РПП сумісні, якщо

$$P_{0i} - P_{0ij} \geq Q_{0ij}. \quad (8.15)$$

Співвідношення (8.15) містить потужності сигналу та завади, які треба визначити.

Потужність j -ї завади P_{0ij} на вході i -го РПП можна подати у формалізованому вигляді. Відповідно до (7.23, 7.32):

$$P_{0ij} = P_{0j} + G_{0j} + G_{0i} + F_{0j}(\theta, \varphi) + F_{0i}(\theta, \varphi) - d_{0j} - d_{0i} - |\bar{\rho}_{0ij}| - \text{NFD}_{0ij} - L_{0ij}(f_j, r_{ij}), \quad (8.16)$$

де $L_{0ij}(f_j, r_{ij})$ – коефіцієнт втрат при поширенні радіохвиль частотою f на відстань r_{ij} у певних умовах [18].

З співвідношення (8.16) визначасмо вихідну потужність джерела радіозавади:

$$P_{0j} = P_{0ij} - A_{0ij} + \text{NFD}_{0ij} + L_{0ij}(f_j, r_{ij}), \quad (8.17)$$

У співвідношенні (8.17)

$$A_{0ij} = G_{0j} + G_{0i} + F_{0j}(\theta, \varphi) + F_{0i}(\theta, \varphi) - d_{0j} - d_{0i} - |\bar{\rho}_{0ij}|.$$

За аналогією:

$$P_{0j\text{пор}} - P_{0ij\text{пор}} + A_{0ij} = \text{NFD}_{0ij} + L_{0ij}(f_j, r_{ij}), \quad (8.18)$$

або

$$P_{0j\bar{m}0} - P_{0i\bar{m}0} + A_{0ij} + Q_{0ij} = \text{NFD}_{0ij} + L_{0ij}(f_j, r_{ij}).$$

Якщо ліву частину співвідношення (8.18) позначити як

$$\Delta P_{0ij\text{пор}} = P_{0j\text{пор}} - P_{0i\text{пор}} + A_{0ij}, \quad (8.19)$$

дістанемо

$$\Delta P_{0ij\bar{m}0} = \text{NFD}_{0ij}(\Delta f) + L_{0ij}(f_j, r_{ij}). \quad (8.20)$$

У співвідношенні (8.20) значення NFD (8.7) і L [18] розраховується програмним способом.

Співвідношення (8.20) дозволяє побудувати математичну модель частотно-територіального рознесення (ЧТР) j -го РПД та i -го РПП шляхом виявлення функціональних взаємозалежностей відповідних аргументів $r_{ij}(\Delta f_{ij})$ або $\Delta f_{ij}(r_{ij})$ функцій NFD та L .

Графічна інтерпретація суті та послідовності необхідних процедур здійснення ЧТР j -го РПД та i -го РПП зображена на рис. 8.7 [16].

На першому етапі (кроці) здійснення ЧТР на основі співвідношення (8.20) будуються родини графіків залежностей $\Delta P_0(r)$ для низки обраних значень (констант) частотних розстроювань $\Delta f = |f_i - f_j|$. У такий спосіб здійснюється територіальне рознесення (ТР) j -го РПД та i -го РПП (права верхня чверть рис.8.7).

На другому етапі на основі співвідношення (8.20) будуються графіки залежностей $\Delta P_0(\Delta f)$ для ряду фіксованих відстаней r_{ij} , тобто здійснюється частотне рознесення (ЧР) цих самих РПД і РПП (ліва верхня чверть рис. 8.7).

На третьому етапі на основі родин двох уже одержаних графічних сукупностей (ТР та ЧР) для низки обраних значень $\Delta P_{0ij\bar{m}0} = \text{const}$ у програмний спосіб будуються графіки залежностей $r_{ij}(\Delta f)$ або $\Delta f(r_{ij})$, тобто здійснюється ЧТР відповідних j -го РПД та i -го РПП.

Порогові значення випромінювання j -го РПД визначаються на основі (8.19) з урахуванням (8.14) та значень $\Delta P_{0ij\text{пор}}$ (8.20):

$$P_{0j\bar{m}0} = \Delta P_{0ij\bar{m}0} + P_{0i\bar{m}0} - Q_{0ij} - A_{0ij}. \quad (8.21)$$

Якщо $A_0 = 0$ дБ, масмо максимум цієї потужності при заданому захисному відношенні Q_{0ij} .

У реальних умовах $A_0 < 0$ дБ, що призводить до відповідного зменшення рівня потужності (8.21), яка нормується. Слід мати на увазі, що потужність (8.20) є декларативною, тобто вона стає своєрідним нормативом.

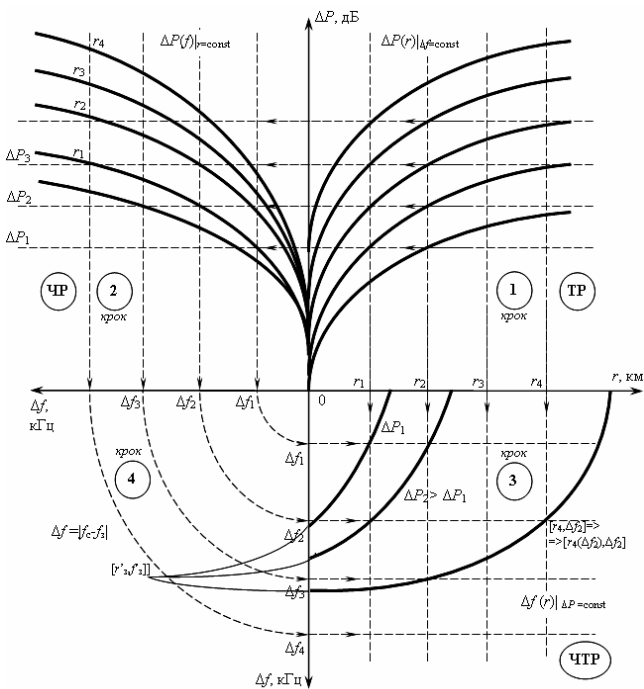


Рис. 8.7. Графічна інтерпретація процедур визначення ЧТР

Будь-яка точка в просторі координат $[r, \Delta f]$, зображених на рис. 8.7, належить до однієї з кривих однакових енергетичних потенціалів ΔP_0 . Кожна з цих кривих є нормою ЧТР для конкретного

значення потужності (8.21) за інших рівних умов. Тому співвідношення

$$P_{0j}(f_i, r_{ij}) < P_{0j\text{нб}}(r_{ij}(f_j))$$

є критерієм забезпечення ЕМС j -го РПД та i -го РПП.

Питання та завдання для самоконтролю

1. Яким є фізичний зміст захисного співвідношення на вході РПП? У якому разі непередбачена завада на вході радіоприймача є допустимою? Запишіть умови забезпечення ЕМС i -го РПП та j -го РПД.

2. Що називають просторовим фільтром NFD і яким є механізм його реалізації? На які обставини він впливає?

3. Запишіть у логарифмічних одиницях співвідношення, які пов'язують:

- вихідну потужність i -го РПД з потужністю сигналу на вході i -го РПП;

- вихідну потужність j -го РПД з потужністю завади на вході i -го РПП.

- у чому полягає принципова відмінність у записах сигналу та завади на вході РПП?

4. На прикладі відповідного співвідношення поясніть сутність територіального рознесення i -го РПП та j -го РПД.

5. На прикладі відповідного співвідношення поясніть сутність територіального рознесення i -го РПП та j -го РПД.

6. На прикладі відповідного співвідношення поясніть суть частотно-територіального рознесення i -го РПП та j -го РПД з метою забезпечення їх ЕМС.

7. З яких міркувань обирається вихідна потужність j -го РПД, якщо необхідно забезпечити його ЕМС з i -м РПП?

РОЗДІЛ 9

ВНУТРІШНЬОАПАРАТНА ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ

9.1. Загальні положення

Радіоелектронний апарат є технічним пристроєм, призначеним для формування або приймання радіосигналів. Він складається з упорядкованої, відповідно до електричної схеми, сукупності об'єднаних елементів або окремих функціональних вузлів електричного кола і який має роз'єм для підключення антени – перетворювача енергії електричних струмів в енергію електромагнітне поле. У деяких РЕА перепади напруг на деяких елементах можуть перевищувати 200 В. При цьому елементи з високим рівнем напруги стають джерелами випромінювань, які проявляються у вигляді непередбачених завад для елементів електричної схеми з низькими напругами. Крім того, внутрішніми джерелами електромагнітних завад є відрізки дротів зі змінними електричними струмами. Одночасно будь-які електричні дрони, у свою чергу, стають рецепторами внутрішніх електромагнітних завад, які збуджуються елементами електричного кола і можуть утруднити або унеможливити нормальне функціонування РЕА в цілому. Виникає потреба в забезпеченні внутрішньоапаратної електромагнітної сумісності елементів та окремих блоків, з упорядкованої сукупності яких складається конкретний технічний пристрій – РЕА.

Передача напруги з одного блоку радіопристрою або його частини в іншу, що не передбачена його схемою й конструкцією, називається *паразитним наведенням*. Таке наведення виникає внаслідок виникнення небажаного *паразитного зв'язку* між цими елементами в процесі створення РЕА. Паразитні наведення приводять до появи на виході елемента напруги і струмів, що не відповідають його основному призначенню.

Розрізняють чотири види електромагнітних зв'язків, які можуть виникнути між двома електричними колами, що знаходяться на деякій відстані один від одного:

- через електричне поле (електричний зв'язок);
- через магнітне поле (магнітний зв'язок);

- через електромагнітне поле (електромагнітний зв'язок);
- через дроти, контакти, резистивні елементи, джерела живлення і т. ін., що з'єднують ці кола (гальванічний зв'язок).

Вузли та елементи, у яких є великі напруги і малі струми, створюють у ближній зоні електромагнітне поле з перевагою електричної складової. В іншому разі, коли у вузлах чи елементах кола протікають великі струми і мають місце малі перепади напруги, створюються електромагнітні поля з перевагою магнітної складової.

При розгляді питання, пов'язаного з паразитними наведеннями, треба мати на увазі три його незмінних складові:

- джерело наведення,
- рецептор наведення,
- паразитний зв'язок між джерелом та рецептором.

Паразитні напруги та струми, тобто паразитні наведення, підкоряються загальним законам електротехніки без яких-небудь відхилень [4].

Ослаблення та усунення паразитних наведень зводиться до передбачення можливості їх появи ще на стадії проектування та виготовлення пристрою і прийняття відповідних конструктивних рішень.

9.2. Види паразитних зв'язків між окремими елементами та вузлами електричної схеми РЕА

9.2.1. Зв'язок через загальний опір

Нехай (рис. 9.1) джерело напруги завади U , через комплексний опір $Z_{\text{зв}}$ приєднаний до загального для двох частин схеми комплексного опору $Z_{\text{заг}}$, що одночасно входить і до кола рецептора напруги наведення [4]. Тоді напруга наведення в ланцюгах рецептора визначається як

$$\dot{U}_{\text{н}} = \frac{\dot{U} Z_{\text{заг}}}{Z_{\text{зв}} + Z_{\text{заг}}} . \quad (9.1)$$

Зазвичай $Z_{\text{зв}} \gg Z_{\text{заг}}$. Звідси, нехтуючи $Z_{\text{заг}}$ у знаменнику, отримуємо

$$\dot{U}_n = \frac{\dot{U} Z_{\text{заг}}}{Z_{\text{зв}}} . \quad (9.2)$$

Коефіцієнт паразитного зв'язку через загальний опір визначається за формулою

$$\beta = \frac{U_n}{U} = \frac{Z_{\text{заг}}}{Z_{\text{зв}}} . \quad (9.3)$$

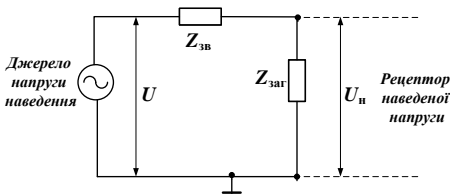


Рис. 9.1. Паразитний зв'язок через загальний опір

Звідси випливає, що за наявності опору $Z_{\text{заг}}$, що входить одночасно і в коло джерела, і в коло рецептора наведеної напруги, в останньому наводиться частина напруги джерела.

Зв'язок через загальний опір є найчастішим видом паразитного зв'язку. Це, наприклад, зв'язок через внутрішній опір і сполучні дроти джерел живлення й схем керування роботою радіопристрою. Через ланцюг джерела живлення протікають струми всіх частот, що становлять спектр сигналу джерела наведення. Ці струми створюють падіння напруги на всіх опорах, включених у систему живлення. Частина опорів $Z_{\text{заг}}$ виявляється включеною в ланцюги рецептора наведення, і напруга \dot{U}_n , що знімається з $Z_{\text{заг}}$, є напругою наведення. Величина опору $Z_{\text{заг}}$ залежить від частоти напруги наведення. Для постійного струму й дуже низьких частот це в основному опір дроселів фільтра й діодів випрямляча або внутрішній опір хімічних джерел живлення, для звукових частот – активний опір сполучних дротів і ємнісний опір вихідного конденсатора фільтра живлення. На високих частотах величина $Z_{\text{заг}}$ залежить здебільшого від індуктивного опору сполучних дротів і конденсаторів фільтра живлення.

Індуктивності дротів і розподілені ємності монтажу можуть утворювати резонансні контури. У разі невеликого сполучення величин індуктивності і ємності величина $Z_{\text{заг}}$ на деяких високих частотах може бути значною.

9.2.2. Ємнісний зв'язок між елементами електричного кола

У конструкції радіотехнічного приладу часто використовують металевий корпус, до якого присьднані деякі точки схеми. Таке з'єднання дозволяє відраховувати високочастотну напругу кожної точки схеми приладу щодо його корпусу.

Якщо напруга в деякій точці A дорівнює величині U щодо корпусу, то в точці B , пов'язаній із точкою A паразитною ємністю $C_{\text{зв}}$, виникає наведена напруга $\dot{U}_{\text{н}}$, величину якої визначимо, користуючись еквівалентною схемою (рис. 9.2).

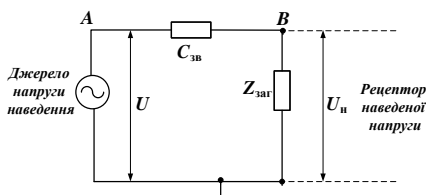


Рис. 9.2. Паразитний ємнісний зв'язок

У загальному вигляді наведену напругу можна записати формулою

$$\dot{U}_{\text{н}} = \frac{\dot{U} Z_{\text{заг}}}{Z_{\text{зв}} + Z_{\text{заг}}}, \quad (9.4)$$

де $Z_{\text{заг}}$ – повний опір між точкою B та корпусом;

$$Z_{\text{зв}} = \frac{1}{i\omega C_{\text{зв}}} \quad (9.5)$$

– опір паразитного ємнісного зв'язку.

Комбінація опорів $Z_{\text{заг}}$ і $Z_{\text{зв}}$ являє собою дільник напруги.

Досить часто опір між точкою B та корпусом має суто ємнісний характер. Тоді $Z_{\text{сбб}} = \frac{1}{i\omega C_{\text{сбб}}}$ і наведену напругу на виході цього ємнісного подільника напруги можна записати формулою

$$\dot{U}_{\text{н}} = \frac{\dot{U}_{\text{н}} C_{\text{сб}}}{C_{\text{сбг}} + C_{\text{сб}}} . \quad (9.6)$$

В іншому разі маємо справу з паразитним ємнісним зв'язком джерела, що працює на частоті ω_0 , з резонансним контуром, настроєним на ту ж частоту (рис. 9.3).

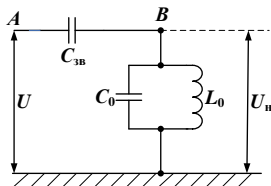


Рис. 9.3. Паразитний ємнісний зв'язок з резонансним контуром

Резонансний опір розгляданого контура буде дорівнювати

$$Z_{\text{сбг}} = \rho Q = \frac{\rho}{d} , \quad (9.7)$$

де $\rho = \sqrt{L_0 / C_0} = \omega_0 L_0 = 1 / \omega_0 C_0$ – характеристичний опір контура;

$Q = \frac{f_0}{2\Delta f}$ – добротність контура; d – його згасання.

Якщо допустити, що $Z_{\text{сб}} \gg Z_{\text{сбг}}$, то, підставляючи ці значення в (9.4), отримаємо

$$\dot{U}_{\text{н}} = \frac{\dot{U} Z_{\text{сбг}}}{Z_{\text{сб}}} = \dot{U} \frac{C_{\text{сбг}}}{C_0 d} . \quad (9.8)$$

З формули (9.8) випливає, якщо $d \rightarrow 0 (Q \rightarrow \infty)$, $U_{\text{н}} \rightarrow U$. Тобто, паразитний ємнісний зв'язок з резонансним контуром тим небезпечніший, чим менше згасання контуру, чим вища його добротність Q_c , чим вужча смуга пропускання $\Delta f_{0.7}$. Це стосується

частот, близьких до резонансної ω_0 , на яких і з'являється паразитний зв'язок.

9.2.3. Індуктивний зв'язок

У просторі, що оточує коло, по якому протікає електричний струм, виникає магнітне поле, постійне або змінне відповідно до характеру струму. Змінне поле збуджує в провідниках змінні електрорушійні сили (ЕРС), величина яких росте з підвищенням частоти. Якщо такий провідник є частиною замкненого електричного кола, то під впливом ЕРС, що виникають у ньому, у колі починає протікати змінний електричний струм з такою фазою, що вторинне магнітне поле від нього буде спрямоване проти первісного поля.

Отже, якщо в колі A (рис. 9.4) під дією наявної в ньому напруги U протікає змінний струм I_n , то в іншому колі B , що перебуває в магнітному полі струму, з'явиться наведена напруга [35]

$$U' = I_i \omega M = \frac{U \omega M}{Z_A}, \quad (9.9)$$

де M – взаємна індуктивність між контурами A та B , Z_A – повний опір контура A .

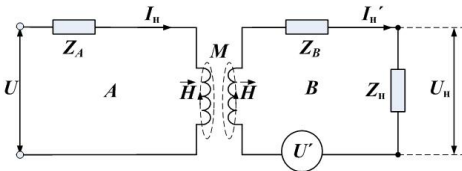


Рис. 9.4. Паразитний індуктивний зв'язок

Якщо коло B замкнене, то в ньому буде протікати струм, величина якого з урахуванням повного опору ділянки Z_B (яка містить у собі вхідний опір рецептора Z_n): $I_i' = U' / Z_A = U \omega M / Z_A Z_A$.

Звідси, наведена напруга на опорі рецептора Z_n розраховується за формулою

$$U_i = I'_i Z_i = \frac{U \omega M Z_i}{Z_A Z_{\dot{A}}} . \quad (9.10)$$

З цієї формули коефіцієнт паразитного індуктивного зв'язку дорівнює

$$\beta = \frac{U_i}{U} = \frac{\omega M Z_i}{Z_A Z_{\dot{A}}} . \quad (9.11)$$

Розглянутий приклад наведення напруг і струмів у колі B виникає за рахунок електромагнітної індукції.

Як видно з формули (9.11), паразитний індуктивний зв'язок тим сильніший, чим більша частота, паразитна взаємна індукція, опір рецептора наведення і менший повний опір зв'язку.

Розглянемо окремий випадок індуктивного зв'язку. Це зв'язок двох резонансних контурів на їхній власній частоті ω_0 (рис. 9.5).

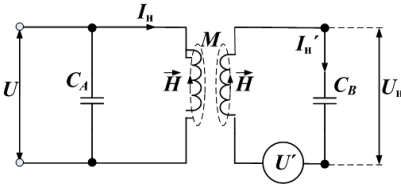


Рис. 9.5. Паразитний індуктивний зв'язок резонансних контурів

Струм у контурі джерела наведення, що перебуває під напругою U , буде дорівнювати $I_n = U / \rho$, де $\rho = \sqrt{L_0 / C_0} = \omega_0 L_0 = 1 / \omega_0 C_0$ – характеристичний опір контура. Цей струм наведе в контурі рецептора напругу

$$U' = I_n \omega_0 M = \frac{U_n \omega_0 M}{\omega_0 L} = U_n k_{\text{пар}} , \quad (9.12)$$

де $k_{\text{пар}} = M / L$ – коефіцієнт паразитного зв'язку між контурами джерела та рецептора наведення.

Під впливом напруги U' , яка введена послідовно в контур рецептора наведення, у ньому буде при резонансі протікати струм

$$I'_n = \frac{U'}{r} = U_n \frac{k_{\text{нар}}}{r}, \quad (9.13)$$

де r – активний послідовний опір контура рецептора наведення. Цей струм створює на ємнісній або індуктивній гілці контура наведену напругу

$$U_n = I'_n \rho = U_n \frac{k_{\text{нар}} \rho}{r} = U_n \frac{k_{\text{нар}}}{d}. \quad (9.14)$$

У цьому випадку коефіцієнт паразитного індуктивного зв'язку буде

$$\beta = \frac{M \rho}{r L} = \frac{k_{\text{нар}}}{d}. \quad (9.15)$$

Із цього виразу випливає, що наведена напруга визначається не тільки коефіцієнтом зв'язку й напругою джерела наведення. Во-на значною мірою залежить від загасання контура рецептора наведення й буде тим більша, чим менші втрати в контурі та вужче смуга пропускання $\Delta f_{0.7}$.

9.2.4. Ємнісний та індуктивний зв'язки за участю сторонніх дротів

Ємнісні й індуктивні паразитні зв'язки можуть виникати за відсутності безпосереднього зв'язку між джерелом і рецептором наведення. На рис. 9.6 показаний випадок розміщення джерела і рецептора наведення в окремих екранованих відсіках [4]. Через обидва відсіки проходить дріт AB , що не має безпосереднього стосунку до схеми обох елементів. Цей дріт має ємність C_A (рис. 9.6, *a*) або взаємодукацію M_A (рис. 9.6, *б*) стосовно джерела наведення і ємність C_B або взаємодукацію M_B стосовно рецептора наведення.

Очевидно, що через наявність дроту AB обидва елементи виявляються зв'язаними ємнісно, індуктивно або індуктивно-ємнісно.

Паразитний зв'язок визначається величинами C_A , C_B , M_A та M_B і повним опором Z_{AB} між дротом і корпусом. Комбінація паразитної ємності C_A і опору Z_{AB} складає подільник, дія якого визначає величину напруги, що наводиться через ємність C_B на приймач.

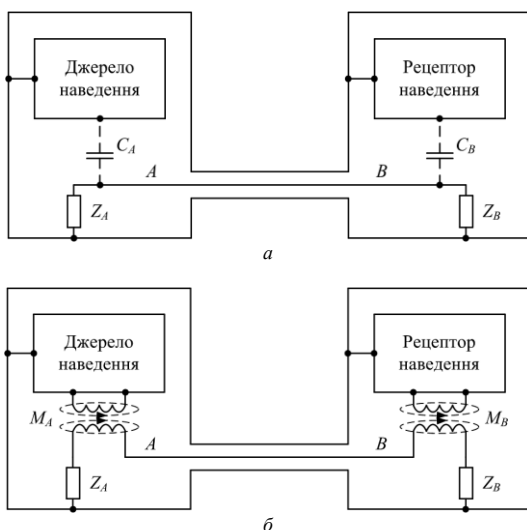


Рис. 9.6. Паразитний ємнісний (а) та індуктивний (б) зв'язки через сторонній дріт

9.2.5. Зв'язок через електромагнітне поле

Якщо відстань між джерелом і рецептором наведення, на яких резистивний, ємнісний і індуктивний зв'язки практично відсутні, можливий паразитний зв'язок через електромагнітне поле випромінювання. Очевидно, що цей паразитний зв'язок насамперед може виявитися не в межах одного пристрою, у якому є інші види зв'язків, а між віддаленими один від одного пристроями. Зв'язок через електромагнітне поле випромінювання є паразитним, якщо він призводить до небажаних наведень на радіоприймач від сусідніх радіостанцій, грозових розрядів і промислових заводів.

У межах одного пристрою паразитний зв'язок через електромагнітне поле випромінювання може виникнути тільки на дуже

коротких хвилях, довжина яких менша від габаритних розмірів приладу. У цих умовах металевий кожух приладу можна вважати відрізком прямокутного хвилеводу, у якому можуть поширюватися різні типи хвиль [15]. Критична довжина хвилі типу H_{10} , яка дорівнює $\lambda_{cr} = 2a$, де a – розмір більшої сторони поперечного перерізу прямокутного хвилеводу, є найбільшою довжиною хвилі, яка може поширюватися в прямокутних хвилеводах. Тобто, всі хвилі, довжина яких менша за критичну довжину хвилі типу H_{10} , вільно поширюються у хвилеводі з досить малим загасанням, меншим від 1 % на метр.

Отже, якщо в межах одного кожуха пристрою, який являє собою прямокутний хвилевід, є джерела й рецептори наведення, що працюють на хвилях, довжина яких коротше подвоєної довжини найбільшої сторони кожуха, то між ними можливий зв'язок через електромагнітне поле випромінювання. Цей же вид паразитного зв'язку можливий і між частинами пристрою, розташованими в різних блоках або відсіках, якщо вони з'єднані таким своєрідним хвилеводом.

9.3. Джерела і рецептори паразитних наведень

Елемент радіотехнічного пристрою може бути одночасно й джерелом і рецептором наведення. Тому на першому етапі треба вважати всі елементи пристрою потенційними джерелами й рецепторами наведення, обираючи методом послідовного виключення найбільш імовірні варіанти, що підлягають докладному розгляду.

Проблемам виявлення й аналізу джерел і рецепторів внутрішньоапаратурних завад присвячена значна кількість монографій і наукових праць. Найбільш відомими з них є [2, 4, 13, 34]. У цих працях докладно розглядаються як причини виникнення завад, джерелами яких можуть бути навіть окремі елементи (резистори, конденсатори та котушки індуктивності), так і методи усунення цих завад. У зв'язку з обмеженим обсягом підручника розглянемо лише декілька основних джерел і рецепторів внутрішньосистемних завад.

9.3.1. Високочастотне наведення від стрибка постійної напруги

Частини пристрою, у яких є різкі стрибки постійної напруги або струму, можуть давати по колах паразитного зв'язку наведення на елементи, що містять резонансні контури. Фізичний зміст цього явища (ударне збудження) полягає в заряді або розряді ємності резонансного контура, що протікає у вигляді загасаючого коливального процесу.

Якщо стрибок постійної напруги або струму попадає на одиничний резонансний контур, то він призводить до збудження цього контуру на його власній частоті. Кожному стрибку напруги або струму в контурі відповідає один високочастотний загасаючий імпульс (рис. 9.7).

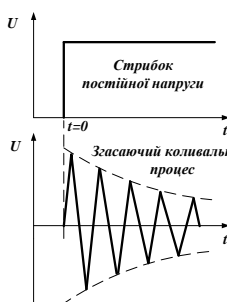


Рис. 9.7. Збудження резонансного контура

Паразитне ударне збудження найбільш сильно виявляється в складних системах з великим коефіцієнтом підсилення, достатнім для доведення малих потужностей на вході системи до величин, що створюють помітну завадову дію. Воно протікає значно складніше, ніж вільні коливання в одиночному контурі, і для аналізу його найзручніше користуватися спектральним методом, суть якого полягає в такому. На вхід рецептора наведення надходить від джерела наведення стрибок напруги, який характеризується величинами $e_{\text{вх}} = 0$, для $t < 0$, $e_{\text{вх}} = E$, для $t > 0$.

Інтегралом Фур'є вхідну напругу можна подати так:

$$e_{\text{вх}} = E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \sin \omega t \, d\omega \right). \quad (9.16)$$

За допомогою таблиць визначених інтегралів, дістанемо

$$e_{\text{вх}} = \begin{cases} \frac{E}{2} - \frac{E}{2} = 0, t < 0, \\ \frac{E}{2} + \frac{E}{2} = E, t > 0. \end{cases} \quad (9.17)$$

На основі цього рівняння подачу на вхід рецептора наведення стрибка постійної напруги можна замінити подачею неперервного спектра, який складається зі сталої складової $E/2$ та суми синусоїдних напруг $(Ed\omega/\pi\omega)\sin\omega t$ усіх частот від $\omega=0$ до $\omega=\infty$.

Амплітуди напруг нескінченно малі і описуються формулою

$$A_{\text{вх}}(\omega) d\omega = Ed\omega/\pi\omega. \quad (9.18)$$

Вони обернено пропорційні частоті. Рівняння (9.16) дозволяє замінити докладний аналіз процесів, що відбуваються в складній системі при подачі на неї стрибка напруги, аналізом проходження через систему різних частот неперервного спектра.

Рецептором наведення є чотириполосник (рис. 9.8), на вхід якого подається стрибок постійної напруги виду 1.

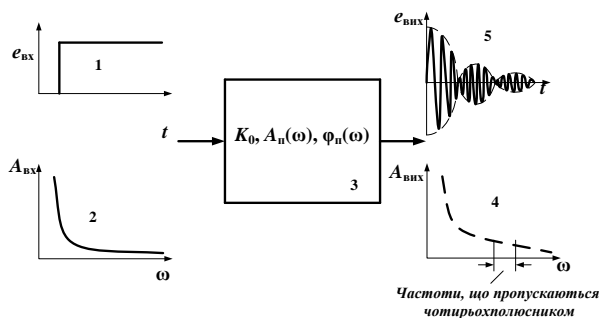


Рис. 9.8. Проходження через рецептор наведення стрибка постійної напруги

Якщо рецептор не пропускає сталу складову, то цей стрибок можна замінити неперервним спектром 2. Проходячи через рецептор наведення 3, амплітуда напруги кожної частоти зміниться в $K_0 A_i(\omega)$ разів, а фаза на величину $\varphi_i(\omega)$ разів. Тут K_0 – коефіцієнт підсилення на середній частоті, $A_i(\omega)$ – частотна та $\varphi_i(\omega)$ – фазова характеристика рецептора наведення. В результаті неперервний спектр на виході рецептора 4 буде складатися з синусоїдальних напруг

$$\frac{K_0 E d\omega}{\pi \omega} A_i(\omega) \sin[\omega t + \varphi_i(\omega)], \quad (9.19)$$

амплітуди яких нескінченно малі

$$\dot{A}_{\text{або}}(\omega) d\omega = \frac{K_0 E d\omega}{\pi \omega} A_i(\omega) \quad (9.20)$$

і залежать від частотної характеристики рецептора.

Напруга на виході рецептора наведення 5 є сумою всіх складових вихідного спектра

$$e_{\text{або}} = \frac{\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi} \int_0^\infty \frac{\dot{A}_i(\omega)}{\omega} \sin[\omega t + \varphi_i(\omega)] d\omega. \quad (9.21)$$

Розв'язування формули (9.21) досить складне для реальних характеристик приймача, але досить просте для ідеального смугового підсилювача із прямокутною частотною характеристикою. Розгляд його корисний, оскільки процеси в реальних резонансних системах майже аналогічні процесам в ідеальній системі.

9.3.2. Ударне збудження приймача наведення

На рис. 9.9 показані реальні та ідеальна частотні характеристики. Ідеальна частотна характеристика визначається за формулою:

$$A_i(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < \omega_0 - \Delta\omega; \\ 1, & \omega_0 - \Delta\omega < \omega < \omega_0 + \Delta\omega; \\ 0, & \omega > \omega_0 + \Delta\omega, \end{cases} \quad (9.22)$$

де $\omega_0 \pm \Delta\omega$ – границі смуги пропускання ідеального приймача.

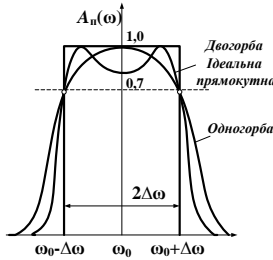


Рис. 9.9. Частотні характеристики наведення

Ураховуючи амплітудно-частотну залежність (9.22) і нехтуючи фазовою характеристикою рецептора наведення, вираз (9.21) подаємо у вигляді

$$e_{\text{або}} = \frac{\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega. \quad (9.23)$$

Якщо смуга пропускання приймача $2\Delta\omega$ значно менша його резонансної (середньої) частоти, то можна вважати, що амплітуди синусоїдних напруг, спектр яких знаходиться в межах смуги пропускання, не залежать від частоти. Ураховуючи це, після деяких перетворень, дістанемо з формули (9.23) такий вираз

$$e_{\text{або}} = \frac{\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi \omega_0} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \sin \omega t d\omega = \frac{2\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \sin \omega_0 t. \quad (9.24)$$

Вихідна напруга являє собою синусоїдне коливання з частотою, що дорівнює середній частоті смуги пропускання приймача наведення. Амплітуда цього коливання змінюється за законом

$$E_{\text{або}} = \frac{2\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{t}. \quad (9.25)$$

Формулу (9.25) можна подати у вигляді

$$E_{\text{або}} = \frac{2\hat{E}_0 \hat{A} \Delta\omega}{\pi \omega_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t} = \frac{\hat{E}_0 \hat{A} \Delta f_{0.7}}{\pi f_0} \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t}, \quad (9.26)$$

де $\Delta f_{0.7}$ – повна смуга пропускання приймача наведення.

У момент часу $t = 0$ максимальне значення обвідної амплітуд наведеної напруги на виході (рис. 9.10, *a*)

$$E_{\text{вихмакс}} = \frac{K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi f_0}. \quad (9.27)$$

На виході ідеального смугового підсилювача при подачі на вхід його стрибка напруги отримуємо згасаючу серію високочастотних імпульсів на носійній частоті ω_0 з тривалістю $\tau = 1/\Delta f_{0,7}$.

Спектр частот, що проходять через приймач з реальною частотною характеристикою, не буде строго обмежений частотами $\omega_0 \pm \Delta\omega$. Частоти, що виходять за межі смуги пропускання, будуть також проходити з поступовим зменшенням амплітуди у міру віддалення від середньої частоти. Це призводить до відсутності чітко виражених мінімумів у моменти часу $\tau, 2\tau, \dots$, та до відсутності границь між окремими імпульсами (рис. 9.10, *б*).

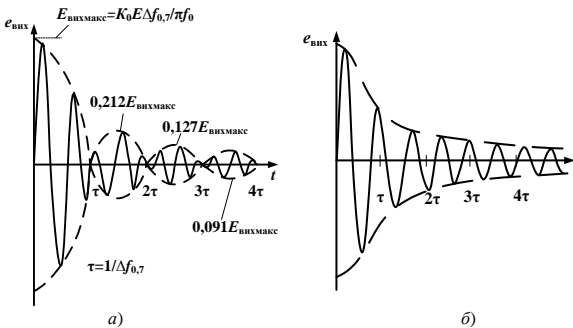


Рис. 9.10. Високочастотний імпульс, викликаний стрибком постійної напруги на вході приймача з прямокутною частотною характеристикою (*a*) і з дзвоноподібною частотною характеристикою (*б*)

Реальний стрибок напруги також відрізняється від ідеального. Зміна напруги чи струму займає певний час установлення $t_{\text{в}}$. На рис. 9.11, *a* та *б* зображені два види реальних стрибків та відповідні до них спектри.

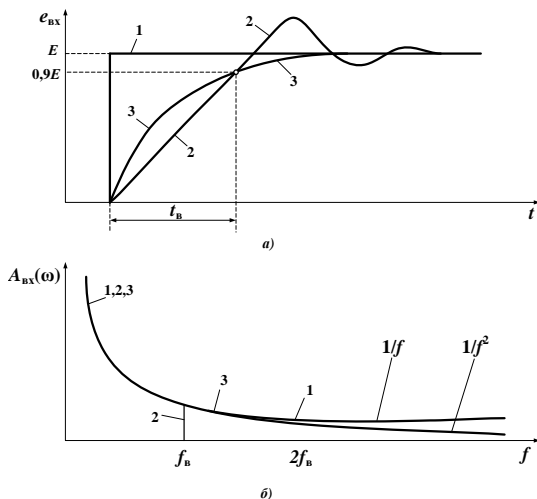


Рис. 9.11. Реальні стрибки напруги (а) та їх спектральне зображення (б):
 1 – ідеальний стрибок; 2 – стрибок за спектром, обмеженим частотою f_n ,
 3 – стрибок з експоненціальним фронтом

Якщо в коло джерела завади увімкнено фільтр, що різко обмежує спектр частотою f_n , напруга завади буде зростати за законом інтегрального синуса

$$\dot{A} = \hat{A} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi f_n t} \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right) = \frac{E}{2} + \frac{E}{\pi} \text{Si } 2\pi f_n t, \quad (9.28)$$

що показаний на кривій 2. Якщо фронт стрибка визначається простим колом RC , напруга завади зростає за експоненціальним законом (крива 3) і після граничної частоти f_n спектр падає швидше, ніж за законом $1/f$ (ідеальний стрибок).

Гранична частота f_n пов'язана з часом установаження t_n , що вимірюється на рівні 0,9 від стаціонарного значення амплітуди,

таким співвідношенням

$$f_b = 0,35/t_a.$$

Будь-яке увімкнення чи виключення постійної напруги супроводжується появою в просторі, що оточує приймач наведення завади з неперервним спектром частот. Впливаючи на приймач наведення, ця завада проявляється у вигляді серій імпульсів, описаних вище. Рівень імпульсної завади тим більший, чим на більш низькій частоті вона спостерігається, чим менший час установлення напруги включення t_b та чим ширша смуга частот $\Delta f_{0,7}$, що пропускаються приймачем наведення.

9.3.3. Високочастотне наведення від стрибка змінної напруги

Стрибки змінних високочастотних напруг або струмів також є причиною наведення завад.

На вхід приймача надходить стрибок змінної напруги (рис. 9.12, а)

$$\dot{a}_{ao} = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ E \sin \omega_{01} t, & t > 0. \end{cases} \quad (9.29)$$

Такий стрибок є модуляцією змінної носійної напруги $E \sin \omega_{01} t$ стрибком постійної напруги, який представляється у вигляді спектра, описаного рівнянням (9.16). Звідси, рівняння кривої рис. 9.12, а може бути подане у вигляді

$$\begin{aligned} e_{ao} &= E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{1}{\omega} \sin \omega t d\omega \right) \sin \omega_{01} t = \\ &= \frac{E}{2} \sin \omega_{01} t + \frac{E}{\pi} \int_0^\infty \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega^2} \cos \omega t d\omega. \end{aligned} \quad (9.30)$$

Стрибок змінної напруги частоти ω_{01} еквівалентний неперервному спектру частот від 0 до ∞ . Нескінченно малі амплітуди напруг цих частот падають з віддаленням від основної носійної частоти ω_{01} . Кожній бічній частоті ω_1 відповідає симетрично розташована бічна частота ω_1' (рис. 9.12, б).

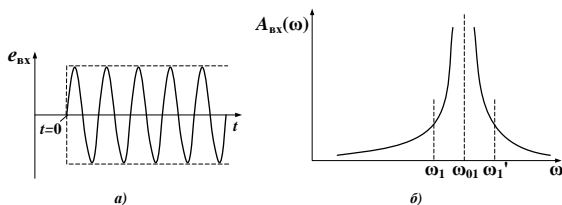


Рис. 9.12. Стрибок змінної напруги (а)
та його спектральне зображення (б)

Якщо на приймач з ідеально прямокутною характеристикою, що знаходиться між частотами $\omega_0 \pm \Delta\omega$, надходить спектр, що описується рівнянням (9.30), то залежно від співвідношення між частотами ω_0 та ω_{01} можливі деякі варіанти проникнення завад (рис. 9.13).

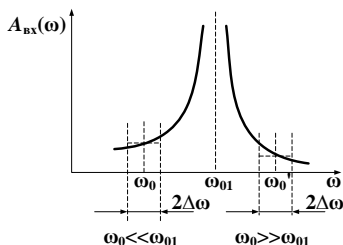


Рис. 9.13. Відповідність спектра стрибка змінної напруги
з частотою настроювання приймача

Якщо частоти збігаються $\omega_{01} = \omega_0$, то приймач є настроєний на носійну частоту стрибка, що відповідає нормальному (не паразитному) зв'язку між приймачем та генератором. Невелике значення розбіжності між частотами ω_{01} та ω_0 призводить до спотворень у цьому зв'язку.

Вибірковість приймача при поданні на нього стрибків напруги набагато гірша за вибірковість, що визначається за неперервним

сигналом. Частотна характеристика радіоприймача залежить від сумарної дії всіх частот спектра сигналу, що потрапляють у межі смуги частот, які пропускає приймач. Вона виходить різною для різної форми, тривалості і частоти імпульсів, що подаються, і характеризує не стільки приймач, скільки сигнали, що подаються на нього.

Паразитні наведення від стрибка височастотної напруги можливі у разі великої розбіжності частот ω_{01} і ω_0 , коли приймач наведення настроєний на значно вищу ($\omega_{01} \gg \omega_0$) або значно нижчу ($\omega_{01} \ll \omega_0$) частоту, ніж джерело наведення. При цьому проблема зводиться до аналогічного явища наведення від стрибка постійної напруги. Різниця визначається лише іншою спектральною функцією стрибка. Вихідна напруга приймача наведення з прямокутною частотною характеристикою становитиме

$$e_{\text{аєо}} = \frac{\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega^2} \cos \omega t d\omega. \quad (9.31)$$

Припускаючи, що в межах смуги пропускання $2 \Delta\omega$ амплітуди напруг не залежать від частоти, можна в знаменнику підінтегрального виразу замінити ω на ω_0 . Тоді отримаємо

$$e_{\text{аєо}} = \frac{\hat{E}_0 \hat{A}}{\pi} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01}^2 - \omega_0^2} \frac{\sin \Delta\omega t}{t} \cos \omega_0 t. \quad (9.32)$$

З цього виразу випливає, що коливання, які виникають в приймачі наведення, мають частоту, яка дорівнює частоті настройки приймача наведення і не залежну від частоти електричних процесів джерела наведення.

Вираз (9.32) відрізняється від (9.24) лише іншою частотною залежністю. Тому, за аналогією, максимальне значення наведеної напруги

$$E_{\text{вихмакс}} = \frac{K_0 E \Delta f_{0,7}}{\pi} \frac{f_{01}}{f_{01}^2 - f_0^2}. \quad (9.33)$$

Щоб зрозуміти, яке з двох джерел – стрибок постійної напруги чи стрибок змінної напруги дає більше наведення при незмінних умовах візьмемо відношення (9.27) до (9.33).

Отримуємо

$$\frac{E_{\text{вихмакс}}}{E_{\text{вихмакс}}} = \frac{f_{01}^2 - f_0^2}{f_0 f_{01}}. \quad (9.34)$$

Звідси випливає, що при частоті джерела наведення значно вищій за частоту настроювання приймача ($f_{01} \gg f_0$), відношення напруг наведення буде дорівнювати f_{01} / f_0 . Якщо змінити частоту настроювання приймача так, щоб вона стала вищою за частоту джерела $f_{01} \ll f'_0$, тоді відношення напруги наведення дорівнюватиме f'_0 / f_{01} . В обох випадках чисельник більший за знаменник. Отже, *стрибок постійної напруги створює більше наведення, ніж стрибок змінної напруги* [4].

9.4. Електромагнітне екранування

Екранування – це локалізація електромагнітної енергії в межах певного простору, що досягається за допомогою встановлення перешкод поширенню електромагнітної енергії.

Екран є істотною частиною конструкції майже будь-якого радіотехнічного приладу. Він виконує функції захисту окремих каскадів або кіл одного приладу і приладів у цілому від небажаних взаємних впливів. Рациональне екранування приладу є одним з важливих завдань, що стоять перед конструктором. Визначення необхідності того або того ступеня екранування розгляданого електричного вузла не піддається технічному розрахунку. Унаслідок цього єдиним способом знаходження раціональності його конструкції є експеримент. Звісно, при цьому доводиться стикатися з великими труднощами, оскільки екран часто є складним комплексом деталей – корпус приладу, кожух, перегородки, фільтрувальні комірки – спільна дія яких дає потрібний результат.

Експериментальна перевірка ефективності конструкції екрана може бути проведена лише після виготовлення зразка приладу. Зміна конструкції екрана й перевірка цієї зміненої конструкції призводять переважно до складних переробок приладу або навіть до виготовлення його нового зразка. Тому конструктор, що працює в

цій галузі, має особливо ясно розуміти фізичну дію кожної екранувальної деталі і її відносного значення в комплексі деталей екрана.

Повне екранування (подавлення всіх видів електромагнітних зв'язків) використовується рідко через складність екрана і досить високу його вартість. Використовуючи ж часткове екранування перед усім треба з'ясувати, які паразитні зв'язки в даному радіоприладі найбільш істотно впливають на функціонування.

Якщо відстані малі, діють усі чотири види зв'язку, які розглядалися на початку цього розділу. Із збільшенням відстані насамперед зникають зв'язки через ближні електричне і магнітне поля. Потім перестає впливати електромагнітне поле і на великій відстані впливає лише зв'язок по дротах і хвилеводах.

Розрізняють такі способи екранування:

- електростатичне;
- магнітостатичне;
- електромагнітне.

Електростатичне та магнітостатичне екранування засновані на замиканні екраном, який має в першому випадку високу електропровідність, а в другому – магнітопровідність, відповідно електричного і магнітного полів [13].

9.4.1. Електростатичне екранування

Електростатичне екранування зводиться до замикання електричного поля на поверхню металевого екрана та відведення електричних зарядів на землю. Заземлення електричного екрана є необхідною умовою при електростатичному екрануванні. Використання металевих екранів дозволяє повністю вилучити вплив електростатичного поля.

Основним завданням екранування електричного поля є зниження ємнісного зв'язку між елементами екранування. Тобто, ефективність екранування визначається в основному відношенням ємностей зв'язку між джерелом і рецептором наведення до та після встановлення заземленого екрана. Тому, чим нижча ємність зв'язку, тим вища ефективність екрану.

Для прикладу екранування електричного поля візьмемо випадок коли точка B зв'язана ємністю $C_{зв}$ з точкою A і ємністю C_n з корпусом (рис. 9.14).

Напруга в точці B знаходиться за формулою

$$U_H = \frac{UC_{зв}}{C_H + C_{зв}}. \quad (9.40)$$

Цей вираз відповідає роботі ємнісного подільника напруги, що складається з ємностей $C_{зв}$ і C_H . Для зниження наведеної напруги U_H треба зменшувати ємність $C_{зв}$ і збільшувати ємність C_H .

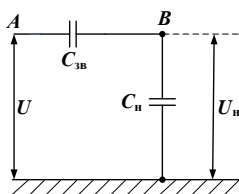


Рис. 9.14. Напруга, що наводиться в точці B за відсутності екрана

Якщо помістити між точками A і B екрануючий металевий лист E (рис. 9.15), то ємність $C_{зв}$ розділиться на дві послідовно сполучені ємності C_1 і C_2 , до яких приєднана паралельно невелика залишкова ємність $C'_{зв}$ (якщо між точками A та B наявний вільний простір).

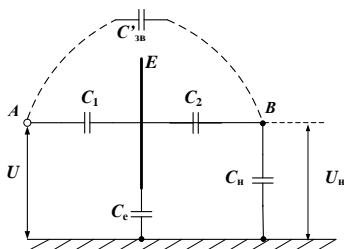


Рис. 9.15. Напруга в точці B при екрані, не з'єднаному з корпусом

Щоб визначити напругу U_H можна, нехтуючи ємністю $C'_{зв}$ вважати, що напруга в точці B визначається напругою на екрані U_e який замінює в цьому випадку точку A .

Згідно з поданою схемою, можна записати, що

$$U_n = \frac{U_e C_2}{C_n + C_2}. \quad (9.36)$$

Напруга на екрані, ураховуючи ємність C_e між екраном і корпусом, буде дорівнювати

$$U_e = \frac{UC_1}{C_1 + C_e}, \quad (9.37)$$

а напруга в точці B після встановлення екрана визначатиметься як

$$U_n = \frac{UC_1 C_2}{(C_1 + C_e)(C_n + C_2)}. \quad (9.38)$$

Наведена напруга після встановлення екрану може бути як вищою, так і нижчою, ніж до його установалення. Це залежить від:

1. Якщо екран установлений так, що його ємність відносно точки A велика, а щодо корпусу мала, тобто якщо C_1 значно більша за C_e , то напруга на екрані приблизно дорівнюватиме напрузі в точці A . У результаті, оскільки ємність C_2 завжди більша від ємності $C_{зв}$, напруга U_n після встановлення екрану буде більшою, ніж до встановлення, і екран стає не корисним, а шкідливим.

2. Якщо екран установлений так, що ємність його C_e щодо корпусу велика, то напруга за наявності екрана буде меншою, ніж без нього. Таким чином, із збільшенням C_e екранування стає ефективнішим.

Отже безмежне збільшення C_e призводить до короткого замикання між екраном і корпусом (рис. 9.16).

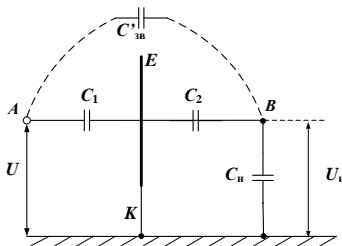


Рис. 9.16. Дія екрана, який з'єднаний з корпусом приладу

Якщо при цьому не враховувати залишкової паразитної ємності $C'_{\text{зв}}$ між точками A і B , то напруга $U_{\text{н}}$ виявиться рівною нулю, і конструкція екрана буде мати ідеальний ефект екранування.

Тобто, можна вважати, що фізичний сенс ефекту екранування, який отримуємо від металевого листа, сполученого з корпусом приладу, полягає у створенні короткого замикання на корпус для більшої частини паразитної ємності, що є між точками, які екрануються одна від одної.

У разі використання металевого листа, що прикриває обидві точки, які екрануються одна від одної (рис. 9.17) напруга $U_{\text{н}}$ за наявності листа буде значно більшою, ніж без нього, оскільки послідовно сполучені ємності C_1 і C_2 значно більші від $C_{\text{зв}}$, а $C_{\text{е}}$ невелика.

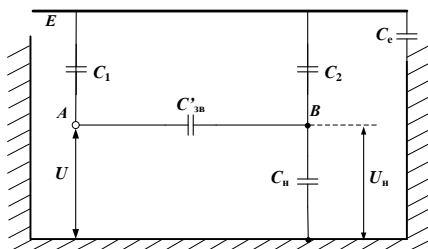


Рис. 9.17. Дія металеві кришки приладу

Якщо ж з'єднати металевий лист з корпусом приладу, тоді ємності C_1 і C_2 виявляються підключеними до корпусу, напруга в точці B визначатиметься співвідношенням між ємністю $C'_{\text{зв}}$ і сумою ємностей $C'_{\text{зв}} + C_2 + C_{\text{н}}$. Оскільки ємність $C'_{\text{зв}}$ менша за $C_{\text{зв}}$, а сума $C'_{\text{зв}} + C_2 + C_{\text{н}}$ більша від суми $C'_{\text{зв}} + C_{\text{н}}$, то така приєднана до корпусу приладу кришка дасть деякий екранувальний ефект, попри те, що вона розташована не між точками, які екрануються одна від одної. Екранувальний ефект може бути досить великий, якщо лист проходить поблизу від точок, що екрануються.

Отже, для екранування електричного поля слід застосовувати металеві перегородки і кожухи, сполучені з корпусом приладу.

Від якості приєднання екрана до корпусу приладу істотно залежить його дія екранування. Важливо не мати довгих сполучних дрітків між екраном і корпусом. Індуктивний опір такого провідника зростає з підвищенням частоти і за своїм впливом еквівалентний зменшенню ємності C_e . На короткохвильовому і ультракороткохвильовому діапазонах сполучні провідники завдовжки в декілька сантиметрів можуть різко погіршити екранування приладу.

Вузькі щілини й отвори в металевій перегородці не погіршують екранування електричного поля, якщо вони малі порівняно з довжиною хвилі. Якщо щілини і отвори наближуються до довжини хвилі, то зв'язок елементів, що екрануються, може відбуватися через електромагнітне поле.

Ефективність екранування електричного поля не залежить від товщини екрана. Причиною цього є незначна величина струмів, які проходять по екрану.

9.4.2. Магнітостатичне екранування

Магнітостатичне екранування використовується для того, щоб уникнути наведення на низьких частотах від 0 до $3 \dots 10$ кГц.

Завданням екранування магнітного поля є усунення або зменшення магнітного зв'язку між двома вузлами пристрою, що призводить до ослаблення збуджуваних в одному з них ЕРС і струмів.

Силкові лінії магнітного поля \vec{H} феромагнітного екрана з великою відносною магнітною проникністю μ проходять в основному по його стінках (рис. 9.18), які мають малий магнітний опір порівняно з повітряним простором усередині екрана.

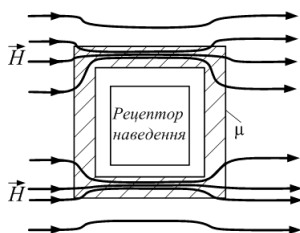


Рис. 9.18. Екран з феромагнітного матеріалу

Цей вид екранування називається шунтуванням магнітного поля екраном. Він застосовується для захисту від постійного і низькочастотного змінного магнітного поля.

Екранування змінного височастотного магнітного поля проводиться за допомогою екранів, виготовлених з немагнітних металів. Воно засноване на використанні явища магнітної індукції. Поставимо на шляху рівномірного змінного магнітного поля (рис. 9.19, а) мідний циліндр. У ньому збудяться змінні ЕРС, які створять змінні індукційні вихрові струми (струми Фуко).

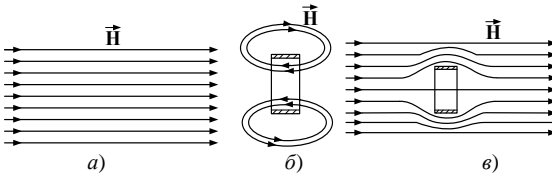


Рис. 9.19. Екранувальна дія мідного циліндра

Магнітне поле цих струмів (рис. 9.19, б) буде замкненим; усередині циліндра воно буде спрямоване назустріч збуджуючому полю, а за його межами – збігатися з ним за напрямом.

Результуюче поле (рис. 9.19, в) буде ослабленим у циліндрі і підсиленим поза ним, тобто відбувається витіснення поля з простору, займаного циліндром, у чому й полягає його екранувальна дія. Таке екранування називається витісненням магнітного поля екраном. Через поверхневий ефект густина вихрових струмів і напруженість змінного магнітного поля у міру поглиблення в метал спадає за експоненціальним законом

$$\frac{j_x}{j_{\text{пов}}} = e^{-x/x_0}, \quad (9.39)$$

де j_x – густина струму на глибині x ; $j_{\text{пов}}$ – густина струму на поверхні;

$$x_0 = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu \pi f}}, \quad \text{см} \quad (9.40)$$

– показник зменшення поля та струму (або еквівалентна глибина

проникнення). Тут ρ – питомий опір матеріалу, Ом·см; $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-8}$ (Г·см⁻¹) – магнітна проникність вакууму; μ – відносна магнітна проникність матеріалу; f – частота, Гц.

Очевидно, що величиною еквівалентної глибини проникнення зручно характеризувати екранувальний ефект вихрових струмів. Чим менше x_0 , тим більший струм тече в поверхневих шарах екрану, тим більше створюване ним зворотнє магнітне поле, що витісняє з простору, зайнятого екраном, зовнішнє поле джерела наведення.

Якщо екран зроблений з немагнітного матеріалу, то у виразі (9.40) $\mu = 1$, ефект екранування визначається лише питомим опором матеріалу і частотою поля, що екранується.

Якщо екран зроблений з феромагнітного матеріалу, то за інших рівних умов зовнішнім полем у ньому індукватиметься велика ЕРС завдяки більшій концентрації магнітних силових ліній. За однакової питомої провідності матеріалу збільшуються вихрові струми, що приведе до меншої глибини проникнення і до кращого екрануючого ефекту. Цим пояснюється наявність у знаменнику виразу (9.40) величини відносної магнітної проникності μ . У результаті екрануюча дія витіснення магнітного поля, що дається будь-яким металом магнітним і немагнітним, характеризується відношенням μ/ρ .

З виразу (9.39) після підстановки в нього значення $x = x_0$ випливає, що на глибині x_0 густина струму і напруженість магнітного поля падає в e разів, тобто до величини $1/2,72$, що становить $0,37$ від густини на поверхні. Оскільки послаблення поля всього у $2,72$ рази на глибині x_0 недостатнє для характеристики екранувального матеріалу, то користуються ще двома величинами глибини проникнення $x_{0,1}$ і $x_{0,01}$, що характеризують падіння густини струму і напруженості поля в 10 і 100 разів від їх значень на поверхні. Ці значення можна розрахувати за формулами

$$\begin{aligned} x_{0,1} &= x_0 \ln 10 = 2,3x_0, \\ x_{0,01} &= x_0 \ln 100 = 4,6x_0. \end{aligned}$$

У табл. 9.1 наведено значення глибин проникнення для різних екрануючих матеріалів.

Таблиця 9.1

Глибина проникнення для різних екранувальних матеріалів

Метал	Питомий опір ρ , Ом (мм ² /м)	Відносна магнітна проникність μ	Частота f , Гц	Глибина проникнення, мм		
				x_0	$x_{0,1}$	$x_{0,01}$
Мідь	0,0175	1	10^5	0,21	0,49	0,98
			10^6	0,067	0,154	0,308
			10^7	0,021	0,049	0,098
			10^8	0,0067	0,0154	0,0308
Латунь	0,06	1	10^5	0,39	0,9	1,8
			10^6	0,124	0,285	0,57
			10^7	0,03	0,09	0,18
			10^8	0,0124	0,0285	0,057
Алюміній	0,03	1	10^5	0,275	0,64	1,28
			10^6	0,088	0,20	0,4
			10^7	0,0275	0,064	0,128
			10^8	0,0088	0,020	0,04
Сталь	0,1	50	10^5	—	—	—
			10^6	0,023	0,053	0,106
			10^7	0,007	0,016	0,032
			10^8	0,0023	0,0053	0,0106
Сталь	0,1	200	10^2	1,1	2,5	5,0
			10^3	0,35	0,8	1,6
			10^4	0,11	0,25	0,5
			10^5	0,035	0,08	0,16
Перма-лой	0,65	12000	10^2	0,38	0,85	1,7
			10^3	0,12	0,27	0,54
			10^4	0,038	0,085	0,17
			10^5	0,012	0,027	0,054

З розгляду табл. 9.1 випливає, що для всіх високих частот, починаючи з діапазону середніх хвиль, екран із будь-якого вживаного металу завтовшки 0,5–1,5 мм діє дуже ефективно. Обираючи товщину і матеріал екрана, слід виходити не з електричних властивостей матеріалу, а керуватися міркуваннями механічної міцності, ваги, жорсткості, стійкості проти корозії, зручності стикування

окремих деталей і здійснення між ними перехідних контактів із малим опором, зручності паяння, зварювання тощо.

Варто зазначити, що розрахунок екранування магнітного поля – це досить складна процедура.

9.4.3. Екранування електричного і магнітного полів

Порівняємо екранувальну дію металевого листа при екрануванні ним магнітного і електричного полів. Тут передусім можна відзначити, що струми, які протікають по екрану під впливом магнітного поля, значно перевищують струми, що виникають при екрануванні електричного поля. Причиною цього є те, що струми, які збуджуються в екрані магнітним полем, протікають у короткозамкнутому поверхневому шарі тіла самого екрана, опір якого дуже великий, тоді як у коло струму, що протікає при електричному екрануванні, завжди включений опір паразитної ємності між точкою, яка екранується, і екраном.

Ефективність електричного екрана майже цілком визначається наявністю короткого замикання між екраном і корпусом приладу. При екрануванні магнітного поля присіднання екрана до корпусу абсолютно не змінює величини збуджуваних в екрані струмів і, отже, на ефективність магнітного екранування не впливає.

Зміна частоти не впливає на дію електричного екрана. Так само небагато впливає питома провідність матеріалу, з якого зроблений екран. Магнітне екранування цілком залежить від частоти. Чим нижча частота, тим слабкіше діє магнітний екран, тим більшої товщини доводиться його робити для досягнення одного і того ж екрануючого ефекту.

Щоб створити ефективний екран, треба дотримуватись таких умов:

1. У середині ідеального провідника не можуть існувати змінні електричні і магнітні поля. Струми протікатимуть по поверхні, не проникаючи в глибину металу, не зважаючи на те, що шлях по поверхні пластини є значно довшим за прямий. У реальному провіднику зі скінченною провідністю поверхневий ефект виявляється меншою мірою, ніж в ідеальному, і полягає в зменшенні величини струму у міру віддалення від поверхні провідника. Що вища часто-

та, то більше витісняється струм на поверхню провідника і тим ближчий такий провідник до ідеального по поверхневому ефекту.

2. Якщо через отвір у пластині з ідеального провідника пропустити дріт, по якому тече струм високої частоти, то в пластині збудяться поверхневі струми такої сили і такого напрямку, що сума струмів, які протікають через поперечний перетин отвору, дорівнюватиме нулю. Це треба враховувати, установлюючи перегородку, що розділяє простір, який екранується, на два відсіки. У такому екрані виникають блукальні струми, що створюють різницю височастотних потенціалів між окремими точками екрана.

3. Якщо на шляху змінного магнітного потоку встановлений металевий лист з ідеального провідника з отвором, то сумарний потік через отвір дорівнюватиме нулю. Це означає, що кількість магнітних силових ліній, які виходять із отвору, дорівнює кількості ліній, що входять в нього.

Отже, якщо генератор високої частоти разом з його електроживленням помістити в екран із добре провідного матеріалу без отворів з товщиною стінок приблизно 1 мм, то зовні екрана не буде ні електричного, ні магнітного поля.

Малі отвори майже не погіршують якості екрана, оскільки магнітне поле, що виходить із малого отвору, може бути виявлене тільки поблизу отвору. Довгі вузькі щілини, допустимі в електричному екрані, небезпечні в магнітному, якщо вони спрямовані перпендикулярно напрямку вихрових струмів. У тих випадках, коли екрануються складні електричні вузли, у яких напрями магнітних потоків можуть бути довільними, слід уникати довгих щілин. Для цього бажано кришки й екрани скріпляти один з одним і з корпусом приладу так, щоб можливі щілини не перевищували за довжиною 0,1–1,0 % довжин хвилі. Це важливо і для екранування електричного поля, оскільки від якості контакту між частинами екрана, що визначає різницю потенціалів між ними, майже цілком залежить ефективність електричного екрана.

Питання та завдання для самоконтролю

1. У чому полягає сутність проблеми забезпечення внутрішньоапаратної ЕМС? Які обставини її ускладнюють?
2. Якими є основні методи ослаблення та усунення паразитних наведень?
3. Якими є принципи відмінності міжсистемної ЕМС від внутрішньоапаратної ЕМС та між методами їх забезпечення?
4. Які основні складники можна виділити, розглядаючи питання внутрішньоапаратної ЕМС?
5. Поясніть фізичний зміст коефіцієнта паразитного зв'язку джерела і приймача паразитного наведення. Як приклад наведіть коефіцієнт паразитного зв'язку через загальний опір.
6. Як змінюється характер паразитного ємнісного зв'язку, якщо повний опір між досліджуваною точкою і корпусом має:
а) активний характер; б) ємнісний характер; в) індуктивний характер?
7. Як зміниться напруга в рецепторі наведення при підвищенні добротності коливального контуру в разі паразитного ємнісного зв'язку з резонансним контуром? Відповідь обґрунтуйте.
8. Поясніть фізичний зміст паразитного індуктивного зв'язку.
9. Від яких параметрів залежить коефіцієнт зв'язку в разі паразитного індуктивного зв'язку резонансних контурів?
10. Назвіть основну умову виникнення паразитного зв'язку через електромагнітне поле.
11. Обґрунтуйте твердження: «Стрибок постійної напруги створює більше наведення напруги, ніж стрибок змінної напруги».
12. Назвіть три основні види екранування. У яких конкретних випадках використовується той чи той вид?

ПІСЛЯМОВА

У результаті системного вивчення окремих питань, пов'язаних з процедурами забезпечення умов нормального одночасного функціонування неупорядкованої сукупності радіоапаратів різного призначення, зазначити таке.

Радіочастотний спектр є обмеженим природним ресурсом, потреба у використанні якого з метою організації одночасної ефективної роботи множини незалежних каналів радіозв'язку зростає з року в рік. Тому виникає проблема раціонального розподілу радіочастотного спектру між окремими регіонами земної кулі, наявними радіослужбами та деякими експлуатантами радіоелектронної апаратури. Розподілений між ними радіочастотний спектр стає при цьому своєрідним обмеженим радіочастотним ресурсом, який має конкретну вартість. Ця своєрідність полягає в тому, що цей ресурс не витрачається назавжди, а використовується лише на час передавання інформації. Деякі смуги радіочастотного спектра можуть використовуватися одночасно множиною радіоапаратів різного призначення. Але при цьому виникає необхідність забезпечення їх електромагнітної сумісності. Об'єктивні обставини, при яких деякі незалежні одночасно працюючі радіоелектронні апарати стають джерелами невідповідних міжканальних та міжсистемних радіозавад, способи зменшення рівней невідповідних радіозавад або їх повного усунення є предметом вивчення у дисципліні «Електромагнітна сумісність радіоелектронної апаратури».

Сподіваємось, що навчання за допомогою цього навчального посібника буде сприяти формуванню у студентів професійних знань та навичок, необхідних для розв'язання проблем забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних апаратів, розміщених на обмеженій території, в умовах існуючого дефіциту радіочастотного ресурсу.

КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОХВИЛЬ ЗА ЧАСТОТОЮ (ДОВЖИНОЮ ХВИЛІ)

Згідно з Рекомендаціями Міжнародного консультативного комітету по радіо границі частотних діапазонів радіохвиль визначаються номером діапазону n : мінімальна гранична частота діапазону дорівнює $f_{\min} = 3 \cdot 10^{n-1}$ Гц, а максимальна $f_{\max} = 3 \cdot 10^n$ Гц. Назви діапазонів наведено в табл. Д.1.

Таблиця Д.1.

№ діапазону	Частота	Назва за частотою	Скорочення	Довжина хвилі	Назва за довжиною хвилі
1	3 – 30 Гц	Виключно низькі частоти	ВНЧ	100 – 10 Мм	Декамега-метрові
2	30 – 300 Гц	Наднизькі частоти	ННЧ	10 – 1 Мм	Мега-метрові
3	300 – 3000 Гц	Інфранизькі частоти	ІНЧ	1000 – 100 км	Гектокіло-метрові
4	3 – 30 кГц	Дуже низькі частоти	ДНЧ	100 – 10 км	Міріа-метрові
5	30 – 300 кГц	Низькі частоти	НЧ	10 – 1 км	Кілометро-рові
6	0,3 – 3 МГц	Середні частоти	СЧ	1000 – 100 м	Гекто-метрові
7	3 – 30 МГц	Високі частоти	ВЧ	100 – 10 м	Дека-метрові
8	30 – 300 МГц	Дуже високі частоти	ДВЧ	10 – 1 м	Метрові
9	0,3 – 3 ГГц	Ультрависокі частоти	УВЧ	1 – 0,1 м	Дециметро-рові
10	3 – 30 ГГц	Надвисокі частоти	НВЧ	10 – 1 см	Сантиметрові

Закінчення табл. Д. 1.

№ діапазону	Частота	Назва за частотою	Скорочення	Довжина хвилі	Назва за довжиною хвилі
11	30 – 300 ГГц	Виключно високі частоти	ВВЧ	10 – 1 мм	Міліметрові
12	300 – 3000 ГГц	Гіпервисокі частоти	ГВЧ	1 – 0,1 мм	Дециміліметрові

Крім класифікації радіохвиль, що наведена в табл. Д.1, для радіохвиль з частотами вищими 1 ГГц використовують ще й таку класифікацію (табл. Д.2).

Таблиця Д. 2

Позначення піддіапазону	Частотні інтервали, ГГц
<i>L</i>	1 – 2
<i>S</i>	2 – 4
<i>C</i>	4 – 8
<i>X</i>	8 – 12
<i>K_u</i>	12 – 18
<i>K_a</i>	18 – 27
<i>K</i>	27 – 40
<i>W</i>	40 – 100

У метровому і дециметровому діапазонах відокремлюють піддіапазони, які використовують для телебачення. Їх позначають римськими цифрами:

I піддіапазон – від 48,5 МГц до 66 МГц (1-й та 2-й радіоканали);

II піддіапазон – від 76 до 100 МГц (з 3-го по 5-й радіоканали);

III піддіапазон – від 174 до 230 МГц (з 6-го по 12-й радіоканали);

IV піддіапазон – від 470 до 582 МГц (з 21-го по 34-й радіоканали);

V піддіапазон – від 583 до 790 МГц (з 35-го по 60-й радіоканали).

ПРИКЛАД ВИЗНАЧЕННЯ НОРМ ЧАСТОТНО-ТЕРИТОРІАЛЬНОГО РОЗНЕСЕННЯ ДВОХ НЕЗАЛЕЖНИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЇХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ

Потрібно:

визначити норми частотно-територіального рознесення (ЧТР) незалежних i -го радіоприймального пристрою (РПП) – рецептора завади та j -го радіопередавального пристрою (РПД) – джерела ненавмисної радіозавади, розміщених на обмеженій території.

Вихідні дані:

- класи випромінювань відповідних РПД – джерел корисних сигналів та ненавмисних радіозавад (Розділ 2: підрозділи 2.2, 2.3);
- особливості характеристики антен відповідних РПП і РПД (Розділ 5);
- математичні моделі втрат під час поширення радіосигналу та ненавмисної радіозавади (Розділ 6: підрозділ 6.3.4);
- інші дані та чинники, які можуть бути затребувані для здійснення конкретних розрахунків: типи радіосистем, види радіотрас, захисні відношення, поляризаційні втрати, способи апроксимації обвідних спектральних густин радіовипромінювань та діаграм спрямованості антенних пристроїв тощо (Розділи 3, 7 і 8).

Теоретичні засади

Здійснення ЧТР двох незалежних радіоелектронних пристроїв – джерела ненавмисної радіозавади та її рецептора, ґрунтуються на аналізі відносного багатофакторного енергетичного показника $\Delta P_{\text{по}}$ (8.19) при різних значеннях захисних відношень Q_0 (8.14) і визначеному частотнонезалежному параметрі \dot{A}_{0ij} , який кількісно характеризує особливості антенно-фідерних трактів РПП і РПД. Параметр $\Delta P_{\text{по}}$ надається, з одного боку, співвідношенням (8.19) з урахуванням (8.14) і значення \dot{A}_{0ij} , тобто визначається параметрами, які не залежать від частотних рознесень РПП і РПД та відстаней між ними. Тому $\Delta P_{\text{по}}$ є деякою обраною, тобто декларованою

при конкретних обставинах постійною величиною. З іншого боку, $\Delta P_{\text{до}}$ визначається сумою (8.20), доданки якої є частотнозалежними, а один з них залежить ще і від відстані між РПП та джерелом ненавмисної радіозавади. Оскільки $\Delta P_{\text{до}} = \text{const}$, то збільшення одного доданка у виразі (8.20), наприклад, NFD (8.7), супроводжується відповідним зменшенням іншого доданка, який залежить від умов поширення радіохвиль і визначається на основі співвідношень, наприклад (6.18) або (6.19).

Визначення норм ЧТР здійснюється на основі зазначених вище співвідношень із застосуванням відповідного програмного забезпечення, яке може бути розроблено користувачем самостійно, якщо він хоче автоматизувати об'ємні обчислювальні процедури створення підсумкових таблиць і відповідних графіків. Особливістю розрахунків є те, що графіки ЧТР (рис. 8.7) встановлюють взаємозалежність аргументів відносного енергетичного показника $\Delta P_{\text{до}}$ (8.20). Тому побудова графіків можлива тільки програмними методами. Відповідна програма повинна мати розвинений інтерфейс користувача, який складається з таких основних вікон: «Основне», «Частотна маска», «Діаграма спрямованості», «Траса», «Результат» і має додаткові віконця.

У разі відсутності відомостей про характеристики спрямованості антен $F(\varphi, \theta)$ необхідних для розрахунків, але за наявності припущень про геометричну форму відповідних діаграм спрямованості антен, для приблизного відтворення $F(\varphi, \theta)$, можна застосувати загальну методику побудови кривих типу $D(f)$, застосовуючи співвідношення (8.9), (8.11) або (8.13). Крім того, математичні моделі стилізованих діаграм спрямованості різних конфігурацій можна знайти в [40].

Види даних, які треба вводити у вікна відповідної програми на окремих етапах визначення норм ЧТР, перелічені в прикладі, наведеному нижче.

Визначення норм ЧТР РПД базової станції (БС) та РПП мобільної станції (МС) стандарту CDMA-450, які працюють в одному частотному діапазоні

1. Активізуємо створену програму розрахунків норм ЧТР за-
собами операційної системи комп'ютера.

У відповідні віконця інтерфейсу користувача програми вво-
димо, наприклад, такі конкретні дані:

а) для станції, що заважає:

- висота підняття антени над рівнем земної поверхні – 20 м;
- коефіцієнт підсилення антени – 10 дБ;
- тип поляризації антени – вертикальна;
- втрати у фідері антени – 2 дБ;
- нормована характеристика спрямованості – наближена до
кругової.

б) для станції, що піддана заваді:

- чутливість – -107дБм;
- відношення сигнал/завада – 8 дБ;
- висота підняття антени над рівнем земної поверхні – 2 м;
- тип поляризації антени – вертикальна;
- коефіцієнт підсилення антени – 2 дБ;
- втрати у фідері антени – 1 дБ.

2. Перейти у вікно «Спектральна маска джерела радіозава-
ди». Ввести у відповідні віконця такі вихідні дані:

- «Рівень – 0» – 0 дБ, «Займана смуга» – 1,25 МГц;
- «Рівень – 3» – 45 дБ, «Займана смуга» – 1,5 МГц;
- «Рівень – 30» – 60 дБ, «Займана смуга» – 1,77 МГц;
- «Рівень – 60» – 65 дБ, «Займана смуга» – 2,25 МГц;
- «Рівень – 120» – 75 дБ, «Займана смуга» – 3,96 МГц;
- Послаблення гармонік – 20 дБ;

Підтвердити введення даних, натиснувши кнопку «ОК».

3. Перейти у вікно «Характеристика вибіркості РПП». Вве-
сти у відповідні віконця такі вихідні дані для частотної маски
приймача станції, що піддана заваді:

- «Рівень – 0» – 0 дБ, «Займана смуга» – 1,25 МГц;
- «Рівень – 3» – 45 дБ, «Займана смуга» – 1,5 МГц;
- «Рівень – 30» – 60 дБ, «Займана смуга» – 1,77 МГц;

- «Рівень – 60» – 65 дБ, «Займана смуга» – 2,25 МГц;
- «Рівень – 120» – 75 дБ, «Займана смуга» – 3,96 МГц;
- Послаблення на один канал – 1,5 дБ;
- Послаблення гармонік – 20 дБ;

Підтвердити введення даних, натиснувши «ОК».

4. Перейти у вікно розрахунку втрат при поширенні радіохвиль. Вибрати зі списку метод розрахунку за формулою Хати.

5. Перейти до розрахунку ЧТР, натискаючи кнопку «ЧТР».

Ввести у віконця такі значення:

- кількість графіків ЧТР – 10;
- кількість кроків за частотою – 100;
- мінімальне рознесення за частотою – від 0 МГц; максимальне рознесення – до 1,8 МГц (тобто ширина смуги частот рознесення – 1,8 МГц);
- кількість кроків за відстанню – 10000 (можна варіювати залежно від продуктивності комп'ютера);
- мінімальна відстань – 0,01 км;
- максимальна відстань – 100 км.

6. Натиснути на програмну клавішу «Розрахунок». Після завершення розрахунку відкривається файл в MS Excel, у якому зображено родину графіків ЧТР, поданих у логарифмічному масштабі для десяти значень $\Delta P_{\text{до}}$, дБ (рис. Д.2.1).

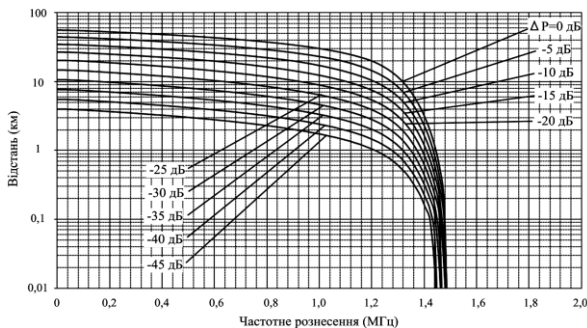


Рис. Д.2.1. Результати ЧТР для вказаних значень $\Delta P_{\text{до}}$, дБ

Кількісні результати розрахунків ЧТР також можуть бути поданими у вигляді відповідної таблиці.

7. Отримані результати зберігаємо засобами MS Excel. Для цього обирається опція «Зберегти» в меню «Файл».

Графіки, які розраховані для різних значень параметра $\Delta P_{\text{нб}}$, зображені на рис. Д.2.1. За своєю формою вони збігаються з графіками, наведеними на рис. 8.7. Графіки можна інтерпретувати як нормативи ЧТР для різних значень сукупного параметра $\Delta P_{\text{нб}}$:

- для будь-якої точки, яка належить графіку або розташована вище нього, вимоги (8.14) мають місце і ЕМС між i -м РПП та j -м РПД забезпечується;

- для будь-якої точки області, яка обмежена осями координат і відповідним графіком ЧТР, співвідношення (8.14) не виконується, тому ЕМС між i -м РПП та j -м РПД не забезпечується.

Частотно-територіальне рознесення двох радіоелектронних пристроїв різного призначення за наведеною вище методикою здійснювалось з виконанням відповідних наукових досліджень, результати яких мають підтверджену практичну значущість.

ПРИКЛАД ОЦІНЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ НЕЗАЛЕЖНИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

Потрібно:

виявити умови забезпечення ЕМС декількох незалежних РЕС, що працюють одночасно на обмеженій території.

Вихідні дані:

- класи випромінювань відповідних РПД – джерел корисних сигналів та ненавмисних радіозавад (Розділ 2: підрозділи 2.2, 2.3);
- особливості характеристики антен відповідних РПП і РПД (Розділ 5);
- математичні моделі втрат під час поширенні радіосигналу та ненавмисної радіозавади (Розділ 6: підрозділ 6.3.4);
- інші дані та чинники, які можуть бути затребувані для здійснення конкретних розрахунків: типи радіосистем, види радіотрас, захисні відношення, поляризаційні втрати, способи апроксимації обвідних спектральних густин радіовипромінювань та діаграм спрямованості антенних пристроїв тощо (Розділи 3, 7 і 8).

Теоретичні засади

Електромагнітна сумісність i -го РПП і j -го РПД вважається забезпеченою, якщо відношення потужності сигналу до потужності завади на вході РПП дорівнює відомому захисному відношенню або перевищує його (7.19). З цього постулату випливає, що вихідна потужність кожного РПД – джерела корисного сигналу для одного РПП і ненавмисної завади для всіх інших, повинна перевищувати деяку порогову величину, яка визначається правою частиною критеріальної нерівності (7.45). У ній:

- еквівалентні вихідні потужності радіопередавачів P_j , вибірковість загального фільтра NFD_{ij} , втрати при поширенні радіохвиль L_{ij} обчислюються за формулами, які пояснюють зміст позначень в (7.41);
- значення NFD_{0ij} обчислюється за формулою (8.7);

– втрати при поширенні радіохвиль L_{0ij} визначаються на основі обраних моделей, наведених, наприклад, у Розділі 6;

– сукупність характеристик, зосереджених у квадратних дужках, визначають особливості антенно-фідерних трактів джерела та рецептора ненавмисної радіозавади (Розділ 5).

Для коректного оцінювання EMC PEC за розробленою методикою, треба мати топографічний план розміщення відповідних антенних пристроїв, відомості про їх характеристики, значення захисних співвідношень для кожного РПП, призначеного для приймання сигналів відомого класу.

У критерії забезпечення EMC, поданому у вигляді сукупності нерівностей (7.45), фігурують чисельні вищевказані функціональні залежності. Тому досліджувати умови забезпечення EMC декількох незалежних PEC доцільно, застосовуючи програмне забезпечення, яке може бути розроблено користувачем.

Програма повинна мати розвинений інтерфейс, який складається з таких основних вікон: «Основне», «Діаграма спрямованості антени», «Траса», «Результат». Крім того, слід передбачити наявність декількох додаткових віконць.

У разі відсутності даних про характеристики спрямованості антен $F(\varphi, \theta)$ необхідних для розрахунків, але за наявності припущень про геометричну форму відповідних діаграм спрямованості антен, для приблизного відтворення $F(\varphi, \theta)$, можна застосувати загальну методику побудови кривих типу $D(f)$, застосовуючи співвідношення (8.9), (8.11) або (8.13). Крім того, математичні моделі стилізованих діаграм спрямованості різних конфігурацій можна знайти в [40]. Ця рекомендація була застосована під час здійснення ЧТР окремих РПД і РПП (див. Додаток 2).

Банк даних, потрібних для виконання завдання, крім відомостей, які застосовуються при здійсненні ЧТР (Додаток 2), повинен містити ще й дані про:

- просторові координати $[x, y]$ фазових центрів антен, які використовуються в системах;
- чутливості РПП;
- ослаблення дзеркальних каналів приймання;
- кількість сусідніх каналів приймання в конкретному РПП.

Оцінювання EMC трьох станцій CDMA-450 BS, що розташовані на обмеженій території і працюють на близьких частотах

1. Активізуємо створену програму оцінювання стану EMC PEC засобами операційної системи комп'ютера.

2. У відповідні віконця інтерфейсу користувача програми вводимо конкретні дані, які стосуються кожного РПД систем, між якими повинна бути забезпечена EMC, і відповідних РПП. Зовнішній вид основного вікна програми може бути подібним до того, яке зображене на рис. Д.3.1.

Расчет электро-магнитной совместимости (массовое распространение)

Заважуюча станція:

CDMA-450 BS Несуча частота: 463.975 МГц

Частотна маска

Попередня Наступна Потужність випромінювання: 25 Вт

У початок У кінець Висота підйому ант.: 20 м

Додати Видалити Підсилення антени: 11 дБ

Редагувати Тип поляризації: Вертикальная

Втрати у фідері: 2 дБ

Координати станції:

РПП РПД

x 0 км 0 км

y 2 км 0 км

Приймальна станція:

CDMA-450 BS Несуча частота: 455.9 МГц

Частотна маска

Попередня Наступна Чутливість: -109 дБм

У початок У кінець Висота підйому ант.: РПП 20 м

Додати Видалити Захисне відношення: 8 дБ

Редагувати Тип поляризації: Вертикальная

Підсилення антени: 6 дБ

Втрати у фідері: 2 дБ

Координати станції:

РПП РПД

x 0 км 20 км

y 1 км 20 км

Коефіцієнт стиснення

Коефіцієнт стиснення (дБ)

10

Швидкість передачі одного біту

5

Передатчик сигналу:

Підсилення антени: 2 дБ

Втрати у фідері: 1 дБ

Потужність: 50 Вт

Висота антени: 2 м

Редактор бази в Excel

Метод розрахунку втрат на шляху: Формула Хаті

ЧТР

Траса

РОЗРАХУНОК

Рис. Д.3.1. Основне вікно програми

3. Після завершення відповідних розрахунків з'являється вікно, типу зображеного на рис. Д.3.2. У ньому подані всі розраховані величини, які заносяться в банк даних і за якими визначають наявність або відсутність ЕМС між РПД однієї станції з РПП іншої.

Результат

Потужність сигналу на вході РПП

-191.627936283566

Потужність завади на вході РПП

-451.531766224267

Потужність завади на вході РПП порогова

-189.627936283566

Потужність завади на виході РПД порогова

275.883230027421

Потужність сигналу на виході РПД

16.9897000433602

Потужність завади на виході РПД

13.9794000867204

Втрати завади на шляху поширення

97.5778586957376

Втрати сигналу на шляху поширення

172.97203391219

NFD сигнал-завада

340.287705200513

NFD сигнал-сигнал

0

КП антени передавача завади

11

КП антени приймача сигналу

6

КП антени передавача сигналу

2

Утрати за рахунок форми ДС на РПП сигналу

-40.6456024147367

Утрати за рахунок форми ДС на РПД сигналу

0

Утрати за рахунок форми ДС на РПД завади

0

Утрати за рахунок поляризації сигнал-сигнал

0

Утрати за рахунок поляризації сигнал-завада

-0

Парна сумісність
забезпечена

Операції з базою даних:

Створити базу

Вказати базу

Продивитись базу

Додати розрахунок

Результат

OK

Рис. Д.3.2. Результат оцінки парної ЕМС

Результат

Потужність сигналу на вході РПП

-191.627936283566

Потужність завади на вході РПП

-449.310671218795

Потужність завади на вході РПП порогова

-189.627936283566

Потужність завади на виході РПД порогова

279.787152168648

Потужність сигналу на виході РПД

16.9897000433602

Потужність завади на виході РПД

13.0102999566398

Втрати завади на шляху поширення

92.1067727374427

Втрати сигналу на шляху поширення

172.97203391219

NFD сигнал-завада

347.662713300035

NFD сигнал-сигнал

0

КП антени передавача завади

11

КП антени приймача сигналу

6

КП антени передавача сигналу

2

Утрати за рахунок форми ДС на РПП сигналу

-40.6456024147367

Утрати за рахунок форми ДС на РПД сигналу

0

Утрати за рахунок форми ДС на РПД завади

0

Утрати за рахунок поляризації сигнал-сигнал

0

Утрати за рахунок поляризації сигнал-завада

-0

Масова сумісність

забезпечена

Операції з базою даних:

Створити базу

Вказати базу

Продивитись базу

Додати розрахунок

Результат

OK

Рис. Д.3.3. Результати оцінювання масової EMC

Подібні розрахунки здійснюються для всіх можливих парних та масових ситуацій.

4. Після здійснення попередніх оцінок, які стосуються вищезначених парних оцінок, з'являється вікно, подібне до того, що зображене на рис. Д.3.3. У ньому міститься оцінка ЕМС окремого РПП, який піддається масовому впливу незалежних радіозавад, з джерелами цих завад, тобто з РПД інших РЕС. Подібні вікна з оцінкою ЕМС формуються для кожного РПП.

5. У ситуації, яка досліджується, ЕМС забезпечена для всіх РЕС.

Методика оцінювання ЕМС незалежних РЕС, розташованих на обмеженій території, яка застосована в прикладі, є оригінальною [17].

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	4
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	6
ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1. СУТНІСТЬ ПРОЦЕДУР ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ	10
1.1. Інформація, повідомлення, сигнал, радіоелектронний апарат.....	10
1.2. Соціально-економічний аспект проблеми забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронної апаратури.....	18
1.3. Науково-технічний аспект забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронної апаратури.....	22
Питання та завдання для самоконтролю.....	25
РОЗДІЛ 2. ОСОБЛИВОСТІ ВИПРОМІНЮВАНЬ РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ, ЩО ВПЛИВАЮТЬ НА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОАПАРАТУРИ	26
2.1. Структура випромінювань радіопередавачів.....	26
2.2. Основне випромінювання радіопередавача.....	36
2.3. Небажані радіовипромінювання.....	43
2.3.1. Позасмугові випромінювання радіопередавача.....	45
2.3.2. Нормування рівнів позасмугових випромінювань.....	49
2.3.3. Побічні випромінювання радіопередавачів.....	55
2.3.4. Потужність побічних випромінювань.....	63
Питання та завдання для самоконтролю.....	66
РОЗДІЛ 3. КАНАЛИ ПРОНИКНЕННЯ РАДІОЗАВАД У РАДІОПРИЙМАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ СУПЕРГЕТЕРОДИННО- ГО ТИПУ	68
3.1. Загальні положення.....	68
3.2. Групи технічної складності радіоприймальних пристроїв.....	72
3.3. Канали приймання в РПП супергетеродинного типу.....	76
3.3.1. Види каналів приймання.....	76
3.3.2. Комбінаційні канали приймання.....	78
3.3.3. Інтермодуляційні канали приймання.....	86
3.3.4. Сусідні канали приймання.....	87

3.4.	Ширина смуги пропускання основного каналу РПП.....	88
3.5.	Вибірковість РПП.....	90
3.6.	Розподіл підсилення по приймальному тракту.....	93
3.7.	Чутливість радіоприймача та його сприйнятливість до радіозбурень.....	94
3.8.	Нелінійні ефекти в радіоприймальних пристроях.....	97
3.8.1.	Перехресні спотворення в РПП.....	100
3.8.2.	Ефект інтермодуляції в РПП.....	102
3.8.3.	Ефект блокування РПП.....	106
3.9.	Ефект подавлення слабого сигналу сильною завадою на виході детектора.....	108
	Питання та завдання для самоконтролю.....	111
РОЗДІЛ 4. ОСОБЛИВОСТІ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГ-НІТНОЇ СУМІСНОСТІ ЦИФРОВОЇ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ.....		113
4.1.	Загальні положення.....	113
4.2.	Спільні характеристики і параметри ЕМС аналогових та цифрових РЕЗ.....	114
4.3.	Принципи визначення критеріїв ЕМС цифрових РЕЗ.....	116
4.4.	Вимоги нормативних документів до параметрів та характеристик ЕМС цифрових РЕЗ.....	118
4.5.	Фізичний прояв дії завад у цифрових РЕЗ.....	124
4.5.1.	Міжсимвольна інтерференція та спотворення.....	125
4.5.2.	Кількісне оцінювання міжсимвольних спотворень.....	127
4.6.	Визначення величини захисного відношення для аналого-вих та цифрових РЕЗ.....	128
4.7.	Вплив завад цифрового формату на приймач аналогової системи радіозв'язку.....	131
4.8.	Завада у вигляді ЧРК-ЧМ.....	133
4.9.	Завада – цифровий багатоканальний телефонний сигнал з часовим розподілом каналів і ФМ носійною.....	134
4.10.	Завада – цифровий сигнал типу «Один канал на одній носійній».....	134
4.11.	Вплив завад на приймач цифрової системи радіозв'язку.....	134
4.12.	<u>Корисний цифровий сигнал типу ОКН.....</u>	<u>137</u>
	Питання та завдання для самоконтролю.....	138

Отформатировано: Шрифт: не полужирный

РОЗДІЛ 5. ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕН, ЯКІ ВПЛИВАЮТЬ НА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕМС	139
5.1. Загальні положення	139
5.2. Поляризаційна характеристика	140
5.3. Діаграма спрямованості антени	143
5.4. Коефіцієнт підсилення антени	146
5.5. Проміжна і ближня зони випромінювання антен	151
5.6. Показники антенних пристроїв, що впливають на забезпечення ЕМС РЕА	155
5.7. Специфічні методи забезпечення ЕМС	156
5.7.1. Захисні екрани	156
5.7.2. Компенсаційні методи захисту від завад	159
5.7.3. Адаптивні антени	165
Питання та завдання для самоконтролю	169
РОЗДІЛ 6. ВПЛИВ ПРОЦЕСІВ ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ НА ЕМС РЕА	171
6.1. Залежність параметрів радіолінії від способу поширення радіохвиль	171
6.2. Множник ослаблення при поширенні радіохвиль над гладкою поверхнею Землі	176
6.3. Поширення радіохвиль над нерівною поверхнею Землі	184
6.4. Ослаблення іоносферних хвиль	191
6.5. Втрати передачі в космічних радіолініях	196
6.6. Взаємні завади в радіолініях	200
Питання та завдання для самоконтролю	203
РОЗДІЛ 7. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА ОБСТАНОВКА	204
7.1. Загальні положення	204
7.2. Формування ЕМО та її характеристики	206
7.3. <u>Методи опису та аналізу і оцінки</u> ЕМО	208
7.3.1. Електродинамічний метод оцінки ЕМО	211
7.3.2. Енергетичний підхід до оцінки ЕМО	215
7.3.3. Імовірнісний метод оцінювання якості ЕМО	224
7.3.4. Геометричний підхід до оцінки стану ЕМО	230
7.3.5. Спосіб опису ЕМО, заснований на елементах теорії множин	231
7.4. Критерій якості ЕМО	231

7.4.1. Процедури визначення потужностей сигналу та завади на вході РПП.....	232
7.4.2. Методика визначення допустимих рівнів завад на вході окремих радіоприймачів у групуванні РЕА.....	235
7.4.3. Методика визначення допустимого рівня сукупної радіозавади на вході радіоприймача.....	236
Питання та завдання для самоконтролю.....	240
РОЗДІЛ 8. ЧАСТОТНО-ТЕРИТОРІАЛЬНЕ РОЗНЕСЕННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ.....	241
8.1. Спектральні маски радіопередавального та радіоприймального пристроїв.....	241
8.2. Процедура здійснення частотно-територіального рознесення незалежних РПД та РПП.....	249
Питання та завдання для самоконтролю.....	252
РОЗДІЛ 9. ВНУТРІШНЬОАПАРАТНА ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ.....	253
9.1. Загальні положення.....	253
9.2. Види паразитних зв'язків між окремими елементами та вузлами електричної схеми РЕА.....	254
9.2.1. Зв'язок через загальний опір.....	254
9.2.2. Ємнісний зв'язок між елементами електричного кола.....	255
9.2.3. Індуктивний зв'язок.....	258
9.2.4. Ємнісний та індуктивний зв'язки за участю сторонніх дротів.....	260
9.2.5. Зв'язок через електромагнітне поле.....	261
9.3. Джерела і рецептори паразитних наведень.....	262
9.3.1. Високочастотне наведення від стрибка постійної напруги.....	263
9.3.2. Ударне збудження приймача наведення.....	265
9.3.3. Високочастотне наведення від стрибка змінної напруги.....	269
9.4. Електромагнітне екранування.....	272
9.4.1. Електростатичне екранування.....	273
9.4.2. Магнітостатичне екранування.....	277
9.4.3. Екранування електричного і магнітного полів.....	281
Питання та завдання для самоконтролю.....	283

ПІСЛЯМОВА	284
ДОДАТОК 1. КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОХВИЛЬ ЗА ЧАСТОТОЮ (ДОВЖИНОЮ ХВИЛІ)	285
ДОДАТОК 2. ПРИКЛАД ВИЗНАЧЕННЯ НОРМ ЧАСТОТНО-ТЕРИТОРІАЛЬНОГО РОЗНЕСЕННЯ ДВОХ НЕЗАЛЕЖНИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ ДЛЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЇХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ	287
ДОДАТОК 3. ПРИКЛАД ОЦІНЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ НЕЗАЛЕЖНИХ РАДІО-ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ	292
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	303

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Теория нелинейных электрических цепей / В.С.Андреев – М. : Радио и связь, 1982. – 281 с.
2. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / Дж.Барнс; пер. с англ. – М. : Мир, 1990. – 238 с.
3. Модель декаметрового канала связи с межсимвольной интерференцией / А. Г.Богачев // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – 2007. – № 8. – С. 76–80.
4. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре / М. Л.Волин. – М. : Радио и связь, 1981. – 296 с.
5. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчёта: учебное пособие для вузов / В.А.Ворона – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 384 с.
6. Передача информации по беспроводным сетям в условиях пересечённой местности / В. Г.Гавриленко, В. А.Яшнов – Нижний Новгород, 2007. – 112 с.
7. Частотная избирательность приёмников АМ сигналов / В. Н.Голубев – М. : Связь, 1970. – 199 с.
8. Эффективная избирательность радиоприёмных устройств / Голубев В. Н. – М. : Связь, 1978. – 239 с.
9. Распространение радиоволн / М.П.Долуханов – М. : Связь, 1972. – 336 с.
10. ДСТУ 30372 – 95. Терміни та визначення понять в області електромагнітної сумісності технічних засобів.
11. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для ВУЗов / Г. А.Ерохин, О. В.Чернышев, Н. Д. Козырев, В. Г.Кочержевский – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.
12. Закон України «Про телекомунікації» від 18.11.2003 № 1280-IV.
13. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учебное пособие. / Ю.Ф.Зиньковский, В.Г.Клименко, В. П.Погребняк – К. : УМК ВО, 1990. – 264 с.
14. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / В. А.Иванов, Л. Я.Ильницкий, М.И.Фузик М – К. : Техніка, 1983. – 120 с.

15. Електродинаміка та пристрої надвисоких частот: навчальний посібник / В.О.Іванов, Є.І.Габрусенко, Л.В.Сібрук – К. : НАУ-друк, 2009. – 312 с.

16. Алгоритм розрахунку норм частотно-територіального рознесення радіоелектронних засобів / В. О.Іванов, М. В.Решетник, Д.П.Бондаренко // Вісник державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2007. – 5(3). – С. 262–270.

17. Умови забезпечення електромагнітної сумісності у групуванні радіоелектронних систем / В.О.Іванов В, Л.В.Сібрук, О.В.Куленко // Електроніка та системи управління. – 2009. – №1 (19). – С. 76 – 81.

18. Частотно-просторове подання математичних моделей енергетичних втрат під час поширення радіохвиль / В.О.Іванов, В.В.Соколов //Електроніка та системи управління. – 2010. – №1 (23). – С. 87 – 92.

19. Антени та пристрої надвисоких частот. Підручник для ВНЗ / Л.Я.Ільницький, О.Я.Савченко, Л.В.Сібрук / За ред. Л.Я.Ільницького. – К. : Укртелеком, 2003. – 496 с.

20. Основи розрахунку радіоліній / Л.Я.Ільницький, Л.В.Сібрук – К. : НАУ, 2004. – 24 с.

21. Распространение радиоволн и работа радиолиний / А.И.Калинин, Е.Л.Черенкова – М. : Связь, 1971. – 440 с.

22. Ковалев И. П. Нелучевая статистическая модель двухмерного многолучевого радиоканала / И. П. Ковалев // Радиотехника. – 2004. – № 10. – С. 28–32.

23. Устройство приёма и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов / Е.А.Колосовский – М. : Горячая линия – телеком, 2007. – 456 с.

24. Помехоустойчивость и ЭМС РЭС / Ю.А.Комиссаров, С.С.Родионов – К. : Техніка, 1978. – 208 с.

25. Коренной А. В. Алгоритм квазиоптимальной фильтрации марковских последовательностей в многолучевых каналах связи / А. В. Коренной, М. А. Шелковников, Е. А. Богословский // Радиотехника. – 2003. – № 1. – С. 54–58.

26. Коренной А. В. Квазиоптимальный алгоритм фильтрации импульсной характеристики декаметрового канала связи / А. В. Коренной, М. А. Шелковников // Радиотехника. – 1998. – № 3. – с. 61–64.