

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО
ТРАНСПОРТУ

Сергій ПАНЧЕНКО,
Олександр СЕРКОВ,
Карина ТРУБЧАНИНОВА

**ТЕОРІЯ ТА ПРАКТИКА ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

Монографія

Харків – 2020

УДК 621.391
ББК 39.279
П 168

Рекомендовано до видання рішенням вченої ради Українського державного університету залізничного транспорту (протокол № 5 від 26 червня 2020 р.).

Рецензенти:

Ігор ЯКОВЕНКО, доктор фізико–математичних наук, професор, професор кафедри систем інформації ім. В. О. Кравця Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»,

Юлія КОЛЯДЕНКО, доктор технічних наук, професор, професор кафедри інфокомунікаційної інженерії ім. В. В. Поповського Харківського національного університету радіоелектроніки,

Віктор КРАСНОБАЄВ, доктор технічних наук, професор, професор кафедри електроніки і управляючих систем Харківського національного університету ім. В. Н. Каразіна

Сергій Панченко, Олександр Серков, Карина Трубчанінова

П 168 Теорія та практика електромагнітної сумісності телекомунікаційних систем: монографія / С. Панченко, О. Серков, К. Трубчанінова. – Харків: УкрДУЗТ, 2020. – 249 с., рис. 170, табл. 17.

ISBN 978-617-654-131-8

Розглянуто комплекс питань щодо систематизації існуючих даних про електромагнітну сумісність інфокомунікаційних систем. Запропоновано ефективні інженерні методи забезпечення вимог електромагнітної сумісності систем під час проектування і монтажу систем і визначено вплив рівня їхньої заводо захищеності на якість працездатності в цілому. Основну увагу приділено фізичному рівню, на якому формуються пропускна здатність, кількість каналів зв'язку та їхня заводо захищеність. Також розглянуто основні методи розширення спектра, модуляції та кодування сигналів.

Для інженерно-технічних і наукових працівників, які займаються розробкою, проектуванням та експлуатацією інфокомунікаційних систем із забезпеченням вимог їхньої електромагнітної сумісності. Також книга може бути корисною викладачам та студентам вищих навчальних закладів у галузі знань 17 – Електроніка та телекомунікації.

УДК 621.391
ББК 39.279
П 168

ISBN 978-617-654-131-8

©Панченко С., Серков О., Трубчанінова К., 2020
©Український державний університет
залізничного транспорту, 2020

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І ТЕРМІНІВ	6
ПЕРЕДМОВА	8
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	11
1.1. Системний підхід до проблеми ЕМС	11
1.2. Основні терміни та визначення	14
1.3. Джерела електромагнітних завад і їхні характеристики	17
1.3.1. Грозові розряди	17
1.3.2. Атмосферна електрика та електростатичні розряди	24
1.3.3. Електромагнітний імпульс ядерного вибуху	27
1.3.4. Класифікація завад	31
1.4. Завадоємисія	35
1.4.1. Механізм виникнення завад випромінювання	35
1.4.2. Випромінювання від кабелю	38
1.4.3. Випромінювання від друкованих плат	48
1.5. Алгоритм проектування пристроїв з урахуванням вимог електромагнітної сумісності	50
РОЗДІЛ 2. ШЛЯХИ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ ЗАВАД	54
2.1. Безпосередній зв'язок	57
2.1.1. Безпосередній зв'язок через лінії електроживлення	57
2.1.2. Безпосередній зв'язок через загальний опір	58
2.2. Зв'язок через випромінювання у ближній зоні	59
2.2.1. Індуктивний зв'язок	59
2.2.2. Ємнісний зв'язок	61
2.3. Моделі розповсюдження радіосигналів у вільному просторі	63

РОЗДІЛ 3. ВПЛИВ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАД НА ЕЛЕМЕНТНУ БАЗУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	69
3.1. Електромагнітна сумісність напівпровідникових структур	69
3.2. Вплив імпульсних завад на елементну базу телекомунікаційних систем	79
3.3. Вплив імпульсних завад на провідні лінії зв'язку телекомунікаційних систем	88
3.3.1. Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку, яку розташовано над поверхнею землі	88
3.3.2. Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку, яку розташовано під поверхнею землі	92
3.4. Розповсюдження імпульсних завад кабельною мережею	102
РОЗДІЛ 4. ПРИЛАДИ І МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД	107
4.1. Методи вимірювання кондуктивних завад	107
4.1.1. Контактні методи вимірювання наведеного струму	111
4.1.2. Безконтактні методи вимірювання наведеного струму	112
4.2. Методи вимірювання польових завад	117
РОЗДІЛ 5. МЕТОДИ ЗАХИСТУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	135
5.1. Конструкційні методи захисту	135
5.2. Схемотехнічні методи захисту	150
РОЗДІЛ 6. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ МОБІЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	160
6.1. Критерій забезпечення вимог ЕМС мобільних телекомунікаційних систем	163
6.2. Виявлення сигналу на фоні шуму	165
6.3. Виявлення двох відомих сигналів на фоні шуму	170
6.4. Імпульсні сигнали в надширокосмугових технологіях	172
6.5. Технологія надширокосмугового зв'язку	176
6.5.1. Метод позиційно-імпульсного кодування	176

6.5.2. Метод створення незалежних каналів зв'язку	183
6.6. Особливості впливу умов розповсюдження сигналів на якість безпроводового зв'язку	189
6.7. Метод формування НШС інформаційних сигналів з кодовою спектральною модуляцією	192
6.8. Метод вилучення інформаційних НШС сигналів у каналі зв'язку з завадами	195
6.9. Оцінювання впливу завад на якість відновлення інформації	199
6.10. Антени	201
РОЗДІЛ 7. МЕТОДИ ВИПРОБУВАНЬ ОБЛАДНАННЯ НА ЗАВАДОЗАХИЩЕНІСТЬ	205
7.1. Первинні джерела енергії	206
7.1.1. Структурні схеми побудови надширокосмугових випробувальних систем	207
7.1.2. Структурна схема магнітно-кумулятивного генератора зі стисненням магнітного потоку за допомогою спрямованого вибуху	209
7.1.3. Технічні характеристики основних типів віркаторів	209
7.2. Моделювальні установки для проведення випробувань	212
7.2.1. Моделювальні установки з вертикальною поляризацією електричного поля	213
7.2.2. Установки з горизонтальною поляризацією електричного поля	215
7.3. Широкошмугові випромінювальні імітатори електромагнітного поля	217
7.4. Методика проведення випробувань на основі НВЧ випромінювальної системи	220
7.5. Методика проведення випробувань до дії кондуктивних завад	222
7.5.1. Метод штиркових випробувань	223
7.5.2. Метод інжекції завад до ліній зв'язку	223
7.5.3. Метод випробувань з використанням системи зв'язку-розв'язки	224
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	226

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І ТЕРМІНІВ

C – електрична ємність, Ф

c – швидкість світла, 3×10^8 м/с

E – напруженість електричного поля, В/м, кВ/м

f – частота, Гц

H – напруженість магнітного поля, А/м

h – висота, м

I – діюче значення струму, А

L – індуктивність, Гн

l – довжина, мм, м

M – взаємна індуктивність, Гн

P – потужність, Вт

R – активний опір, Ом

S – коефіцієнт екранування

t – час, с

U – електрична напруга, В

V – швидкість, м/с

W – енергія, Дж

δ – товщина скін-шару

ϵ – діелектрична проникність середовища, Ф/м

$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ – електрична константа, Ф/м

λ – довжина хвилі, м

μ – магнітна проникність середовища

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ – магнітна константа, Гн/м

$\pi = 3,14159\dots$ – число

ρ – питомий електричний опір, Ом·м

σ – питома провідність, См/м

φ – кут відхилення за азимутом радиан, градус

ψ – кут відхилення за місцем, рад., град.

$\omega = 2\pi f$ – кутова частота, рад/с

τ – постійна часу, с

x, y, z – декартові координати

$Z = 120\pi$ – хвильовий опір вільного простору, Ом

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ВП – вимірювальний перетворювач

ЕМІ – електромагнітний імпульс

ІКС – інфокомунікаційна система

ЛЗ – лінія зв'язку

КЛПІ – кабельна лінія передачі інформації

КЛЗ – кабельна лінія зв'язку

ПЗ – програмне забезпечення

ПФ – передавальна функція

ПрЗ – пристрій захисту

РЗ – радіоелектронні засоби

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина

ЕДС – електродіюча сила

ЕМО – електромагнітна обстановка

ЕМЗ – електромагнітна завада

ЕМС – електромагнітна сумісність

ПЕРЕДМОВА

Складність забезпечення вимог електромагнітної сумісності (ЕМС) у системах зв'язку обумовлена бурхливим розвитком цифрових інфокомунікаційних технологій і є важливою частиною загальної проблеми забезпечення ЕМС радіоелектронних засобів. Значення цієї проблеми визначено загальними принципами вирішуваних завдань, що виникають під час роботи практично всіх технічних пристроїв, що підпадають під дію електромагнітних впливів. Таким чином, ЕМС радіоелектронних пристроїв визначається здатністю пристрою, обладнання чи системи задовільно функціонувати в їхній електромагнітній обстановці (ЕМО), не створюючи неприпустимих електромагнітних завад будь-чому в цій обстановці [1].

Загальним принципом забезпечення ЕМС є співставлення ЕМО, у якій здійснюється робота кожного технічного пристрою та реакція цих пристроїв на електромагнітні умови їх праці. При забезпеченні вимог ЕМС здійснюють аналіз джерел завад, шляхів їх розповсюдження та рецепторів – приймачів завад. У системному плані завдання виявляється складним не тільки за рахунок множини парних сполучень у системі, але і можливості електромагнітних впливів з різними характеристиками, а також накладенням у часі впливів декількох джерел завад. Це вимагає володіння не тільки методами прогнозування ЕМО, але і знанням властивостей елементів як рецепторів завад. Необхідність забезпечення ЕМС при визначеному і заданому складі обладнання та режимах його роботи обумовлює використання відомих і розроблення нових технічних заходів щодо зменшення завад у генеруючих джерелах як при кондуктивному, так і просторовому їх розповсюдженні. При цьому розрізняють методи, необхідні як для забезпечення внутрішньосистемної, так і міжсистемної ЕМС. При реалізації вимог внутрішньосистемної ЕМС забезпечення належної роботи компонентів пов'язано з реалізацією взаємодії системи з зовнішньою ЕМО, застосовуючи відповідну комбінацію стандартних

елементів, наприклад таких, як завадопридушуючі фільтри чи екрановані кабелі.

Особливістю реалізації вимог ЕМС у системах мобільного зв'язку є методи частотно-територіального планування, що дозволяють їх вирішити на міжсистемному рівні.

Однак перелік конкретних заходів з забезпечення ЕМС не буде сам по собі корисним без розуміння необхідності адаптації кожного з заходів до всієї сукупності конкретних обставин. Тому надані методи забезпечення ЕМС інфокомунікаційних систем слід розглядати як основу для адаптивних варіацій у відповідності з тим, які вимоги з'являються в кожному конкретному випадку.

Ця монографія призначена для систематизації та доповнення вже існуючих даних про ЕМС інфокомунікаційних систем і надання допомоги у вирішенні проблем ЕМС фахівцями з розроблення, монтажу та експлуатації інфокомунікаційних систем.

Автори висловлюють глибоку вдячність рецензентам за цінні зауваження, висловлені при рецензуванні, а також будуть вдячні читачам за всі критичні зауваження, які сприяють поліпшенню змісту і викладення матеріалу.

Автори

ВСТУП

Зараз важко знайти галузі діяльності людини, де не було б застосовано радіоелектронні, електронні та електротехнічні засоби, до складу яких включено елементну базу напівпровідникової електроніки, логічні та інтегральні мікросхеми. За останні роки суттєво розширені межі застосування цих засобів у різних галузях народного господарства, до яких належить промислове виробництво, енергетика, залізничний транспорт, авіація, космонавтика та зв'язок. За експертними оцінками спеціалістів, кількість радіоелектронних і радіотехнічних систем за кожні п'ять років у середньому подвоюється. А насиченість такими електронними пристроями, як персональні ЕОМ, що застосовують в автоматизованих системах управління та зв'язку різного призначення, щорічно збільшується у 2,5-3 рази.

Основу функціонування систем на ґрунті напівпровідникової електроніки становлять електромагнітні процеси, які, з одного боку, забезпечують її якість функціонування, а з іншого боку, впливають на рівень її безвідмовної роботи. Насамперед це стосується випадків експлуатації цих систем у складній електромагнітній обстановці, що являє собою сукупність електромагнітних полів, струмів і напруг, які впливають на працездатність таких систем.

Небезпечно, з точки зору якісного функціонування інфокомунікаційних систем, електромагнітну обстановку створюють джерела природного та штучного походження, які формують у навколишньому просторі відповідно ненавмисні та умисні електромагнітні завади.

Цілком істотно, що факт порушення якості функціонування та, особливо, виходу з ладу інфокомунікаційних систем, створених на ґрунті напівпровідникової елементної бази, під впливом на них джерел електромагнітного випромінювання став предметом досліджень, який у подальшому трансформувався в окремий науковий напрям, отримавши назву електромагнітної сумісності технічних засобів.

РОЗДІЛ 1

ПРОБЛЕМИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

1.1. Системний підхід до проблеми ЕМС

Сумісна одночасна робота інфокомунікаційних систем і комплексів обумовлює взаємний електромагнітний вплив один на одного як систем у комплексі, так і окремих елементів у середині систем. Та коли цей вплив перевищує рівні, визначені для кожного з них, то нормальне функціонування цих технічних засобів порушується. Відбуваються тимчасові порушення режимів роботи деяких пристроїв, викликаючи збої в їхній роботі чи неприпустимі незворотні зміни їхніх параметрів, що обумовлює вихід їх з ладу.

Забезпечення ЕМС є складним комплексною завданням, що вимагає його вирішення на найбільш ранній стадії створення інфокомунікаційних систем (ІКС). Це пов'язано з тим, що взаємні ненавмисні завади визначаються кількістю і геометрією розміщення випромінювачів і розподільних систем, спектральним складом випромінювання та рівнем сприйнятливості приймальних систем, ступенем екранування апаратури та її розміщення, трасуванням сигнальних, управляючих і силових КЛЗ, часовим регламентом роботи окремих частин ІКС [1-3].

Вирішення проблеми забезпечення вимог ЕМС має дві складові:

- прогнозування ненавмисних потенційно небезпечних електромагнітних зв'язків між різними частинами ІКС і комплексів;
- розроблення на ґрунті прогнозу теоретичних і експериментальних даних технічних чи організаційних заходів, які знижують рівні цих небезпечних зв'язків до прийнятних значень.

У той же час вирішення проблеми ЕМС обумовлює три основних етапи.

Перший етап – це рішення, які приймаються на етапі проектування. На цьому етапі для заданої моделі електромагнітної обстановки (ЕМО) завдання може бути вирішено достатньо точно і ефективно. Однак модель реально не може врахувати усі супутні фактори, пов'язані з інженерною реалізацією та технологією виробництва. Зокрема це стосується питань забезпечення сумісності з суміжними радіоелектронними системами, які створюють важко прогнозовані наведення для суміжного обладнання. Тому повне вирішення проблеми забезпечення ЕМС досягається на останніх етапах розроблення і конструювання – виготовлення та випробування.

Другий етап – проведення випробувань за критеріями ЕМС і вимірювання параметрів як окремих вузлів ІКС, так і виготовленого зразка в цілому.

Третій етап – експлуатація, де за результатами тих чи інших причин система функціонує в умовах, які відрізняються від розрахункових.

Розглянуті етапи щільно пов'язані між собою. Так, на стадії проектування мають бути враховані особливості технології та експлуатації. У той же час на етапі експлуатації виникає необхідність відповідної корекції технічних параметрів системи, виконання контрольних вимірювань, залучення методів визначення сигналів і завад, що більш притаманно першим двом етапам.

Вимоги щодо забезпечення ЕМС зазвичай вступають у протиріччя з іншими вимогами до системи. Зокрема це стосується вимог з використання частот, масогабаритних і вартісних характеристик. Тому найбільш важливою є конструктивна оптимізація цих вимог за умов того, що остаточним рішенням є компроміси. На практиці реалізація цього положення викликає ускладнення завдяки малому обсягу апріорної інформації про ЕМО та недостатній кількості апробованих математичних моделей, які визначають загасання електромагнітної енергії в різних каналах на шляху від джерела випромінювання (емітера) до приймача (рецептора) [2, 4-8].

Спроби вирішити це питання впровадженням нормативних документів [10-12], де регламентуються параметри, що визначають ЕМС ІС, повного успіху не мають, тому що ці параметри мають, безумовно, усереднений

характер і не завжди гарантують забезпечення ЕМС конкретної пари «емітер – рецептор».

На кожному з етапів проектування ІКС для забезпечення ЕМС будь-якої пари «емітер – рецептор» слід визначити фактичний рівень наведеної на вході рецептора потужності P_r і рівень потужності P_{pr} , припустимий з точки зору прийнятної зміни робочих характеристик рецептора. При цьому слід виявляти канали проникнення електромагнітної енергії, які роблять найбільший внесок, сформулювати технічні чи організаційні заходи, необхідні для виконання нерівності $P_r < P_{pr}$. Для вирішення цих питань потрібно знати:

- фізичні процеси, які виникають в емітерах, і рівні їх випромінювання в широкому діапазоні частот;
- залежність від частоти загасання електромагнітної енергії від емітера до рецептора, просторове затухання з урахуванням ефектів федингів і дифракції на елементах конструкції ІКС, ефективність екранування апаратури, загасання в селективних елементах, індуктивні та ємнісні наведення, втрати за рахунок неузгодження трактів та ін.;
- критерії кількісного оцінювання варіації робочих характеристик ІКС і підсистем при дії ненавмисних завад залежно від їхнього спектрального складу;
- кількісні характеристики можливих технічних заходів зі збільшення рівня розв'язок між емітером і рецептором залежно від частоти, а також можливі організаційні заходи.

Експериментальне визначення перелічених залежностей у більшості випадків, особливо на перших стадіях проектування, практично неможливе.

Таким чином **завданнями**, які вирішуються під час забезпечення ЕМС, є такі:

- вивчення закономірностей виникнення, розповсюдження та впливу електромагнітних завад;
- розроблення приладів і методів вимірювання параметрів ЕМО;

- оцінювання сприйнятливості обладнання ІКС до електромагнітних завад;
- створення норм, що регламентують рівні виникаючих завад і сприйнятливість ІКС до завад;
- розроблення засобів і методів зниження завад джерел випромінювання і підвищення рівня їхньої завадозахищеності;
- створення методів випробувань завадостійкості ІКС та контролю електромагнітної обстановки;
- розроблення системних підходів проектування радіоелектронних систем і комплексів для забезпечення вимог ЕМС, особливо на ранніх стадіях проектування.

1.2. Основні терміни та визначення

Електромагнітна сумісність (ЕМС) радіоелектронного засобу є його здатністю функціонувати сумісно і одночасно з іншими засобами, які мають електромагнітні якості, при можливій дії непередбачених електромагнітних завад, не створюючи при цьому неприпустимих завад іншим радіоелектронним та електронним засобам [3, 14].

Проблема електромагнітної сумісності ІКС пов'язана з процесами взаємного їх впливу та визначена трьома компонентами:

- джерелом електромагнітного випромінювання (емітером), який являє собою сукупність одночасно існуючих електромагнітних впливів на рецептор і визначає електромагнітну обстановку, у якій повинен працювати;
- шляхами його розповсюдження;
- рецептором (об'єктом впливу), яким є будь-який технічний пристрій, на який впливає електромагнітна завада.

Розрізняють внутрішньосистемну та міжсистемну ЕМС.

Внутрішньосистемна ЕМС – це здатність складових елементів системи задовільно функціонувати в електромагнітній обстановці, не створюючи при цьому неприпустимих електромагнітних завад іншим компонентам системи.

Міжсистемна ЕМС – це здатність системи в цілому задовільно функціонувати в електромагнітній обстановці, створеної зовнішніми джерелами завад, не створюючи при цьому неприпустимих електромагнітних завад будь-чому в зовнішньому середовищі.

Особливо чутливими до дії електромагнітних впливів є засоби зв'язку, обчислювальна техніка, радіоелектронна техніка, радіолокаційна та навігаційна апаратура, інфокомунікаційні системи, пристрої інформатики та керування. Рецептори також зазнають впливу від електромагнітних завад (ЕМЗ) по колах електричного живлення, інформаційних ланцюгах та просторового електромагнітного випромінювання.

Електромагнітна завада – будь-яке електромагнітне явище, яке може погіршити функціонування пристрою, обладнання чи системи або негативно впливати на живу чи неживу матерію. Вона може бути електромагнітним шумом, небажаним сигналом чи зміною самого середовища розповсюдження. Електромагнітні завади враховують у смузі частот від 0 до 400 ГГц. Завади поділяють на кондуктивні та польові. Електромагнітні завади у формі вільного електромагнітного поля, які характеризуються напруженостями його складових, називають завадами випромінювання (польовими завадами). Вони розповсюджуються у просторі між джерелом випромінювання та рецепторами. У той же час завади, які визначають у вигляді відхилень від нормальних значень напруг і струмів, називають завадами провідності (кондуктивними завадами). Цей тип завад розповсюджується по провідниках, кабелях і провідних конструктивних елементах.

Сприйнятливістю до завад є найбільший рівень електромагнітних впливів, за якого порушується нормальна робота технічного пристрою.

Сукупність одночасно існуючих електромагнітних впливів на рецептор визначає електромагнітну обстановку (ЕМО), у якій він має функціонувати.

При цьому слід зауважити, що прогнозування, визначення ЕМО, яка залежить від дії багатьох джерел завад, є складною розрахунковою задачею.

У теорії ЕМС використовують також ряд специфічних термінів, основними з яких є такі:

Необхідна ширина смуги частот – мінімальна смуга частот, достатня для передачі інформації з заданою швидкістю і якістю.

Основне випромінювання – випромінювання в необхідній смузі частот.

Позасмувне випромінювання – частина спектральної щільності випромінювання, яке знаходиться за межами необхідної смуги частот.

Ширина займаної смуги частот – частотний діапазон, у межах якого середня потужність випромінювання дорівнює визначеному проценту повної середньої потужності випромінювання.

Ширина смуги частот спектра на рівні X , дБ, – частотний діапазон, за межами якого дискретна складова чи спектральна щільність потужності має ослаблення не менш ніж на X , дБ, відносно завданого початкового рівня.

Розвиток радіоелектронних засобів різного призначення призводить до перевантаження радіоспектра. Тому раціональне його використання з метою нормального функціонування всіх радіоелектронних засобів (РЗ) складає одне з важливіших завдань. Та особливо гостро ці питання виникають при забезпеченні вимог ЕМС складних автономних компактних систем, таких, наприклад, як кораблі, літаки, ракетні комплекси, до складу яких включено багато радіотехнічних засобів із різними функціями та принципами дії.

Наявність великої кількості компактно розміщених радіоелектронних пристроїв призводить до того, що електромагнітні процеси, які виникають під час роботи кожного такого елемента, тією чи іншою мірою впливають на процеси, що виникають в інших елементах. У свою чергу вони підпадають під вплив з їх боку. Водночас цей взаємний електромагнітний вплив призводить до збоїв у роботі окремих технічних засобів і серйозних порушень функціонування системи взагалі. Та коли в системах виникають потужні електромагнітні збурення, вони розповсюджуються як кондуктивно, так і просторово. При

цьому для забезпечення надійної і безперервної роботи системи слід виконувати відповідні заходи, що гарантують нормальну роботу всіх технічних пристроїв і систем.

Таким чином, будь-який радіоелектронний пристрій, з одного боку, не повинен створювати завад нормальному функціонуванню інших радіоелектронних пристроїв, а з іншого – сам повинен нормально функціонувати при вимкнених джерелах радіосигналів.

1.3. Джерела електромагнітних завад і їхні характеристики

Джерела електромагнітних завад залежно від характеру їх походження поділяють на **природні** і **штучні**. До перших відносять шуми, викликані атмосферною електрикою, космічними шумами, радіовипромінюванням планет, і грозові розряди, викликані розрядами блискавки. До штучних завад відносять електромагнітні імпульси, що супроводжують ядерні вибухи, електростатичні розряди, радіолокаційні станції, високовольтні лінії електропередачі, контактну мережу залізниць та електрозварювальне обладнання. Залежно від характеру зміни в часі ЕМЗ поділяють на імпульсні, періодичні та постійні. Технічні параметри джерел завад наведено в табл. 1.1 [15].

1.3.1. Грозові розряди

Блискавка є однією з розповсюджених причин небажаних перенапруг, збоїв і відмов ІКС [5-7].

Параметри джерел завад

Тип джерел завад	Параметр	
	Амплітудні	Часові
1. Грозові розряди: - струм молнії	$I = (10...250) \cdot 10^3, A$	$\tau_\phi = (0.5...8) \cdot 10^{-6}, c$ $\tau_i = (2...10) \cdot 10^{-5}, c$
- електромагнітні поля	$E = (30...800) \cdot 10^3, B/m$ $H = (0.1...3) \cdot 10^3, A/m$	$\tau_\phi = (0.1...5) \cdot 10^{-6}, c$ $\tau_i = (3...150) \cdot 10^{-5}, c$
2. Атмосферна електрика та електростатичні розряди	$E = (0.1...1.5) \cdot 10^5, B/m$ $U = (5...300) \cdot 10^3, B$	$\tau_\phi = (0.8...1) \cdot 10^{-7}, c$ $\tau_i = (0.5...40) \cdot 10^{-7}, c$
3. Електромагнітний імпульс ядерного вибуху	$E = (2...10) \cdot 10^4, B/m$ $H = 50...300, A/m$	$\tau_\phi = (4...10) \cdot 10^{-9}, c$ $\tau_i = (4...60) \cdot 10^{-7}, c$
4. Радіолокаційні станції	$E = (1.5...3) \cdot 10^3, B/m$	$f = (1...10) \cdot 10^8, Гц$
5. Радіопередаючі пристрої	$E = (0.5...1.5) \cdot 10^3, B/m$	$f = (0.1...100) \cdot 10^6, Гц$
6. Високовольтні лінії електропередачі	$E = (10...25) \cdot 10^3, B/m$	$f = 50, Гц$
7. Контактна мережа залізничних доріг	$E = (0.3...10) \cdot 10^3, B/m$ $H = (0.15...1.5) \cdot 10^3, A/m$	$f = 50, Гц$
8. Електрозварювальне обладнання	$E = 50...1500, B/m$ $H = 30...1000, A/m$	$f = 50, Гц$

Тривалість розряду блискавки складає в середньому 0,2 с, іноді (1...1,5) с, переднього фронту імпульсу складає (3...20) мкс, а величина струму розряду знаходиться в межах від декількох тисяч ампер до 100 кА. Під час розряду блискавки з'являються декілька імпульсів, причому крутість фронту в наступних імпульсах набагато більша, ніж у першому. При цьому з'являється потужне електромагнітне поле, форму якого наведено на рис. 1.1, що описує співвідношення [6-8].

$$E(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ E_0 k [\exp(-a_1 t) - \exp(-a_2 t)] & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (1.1)$$

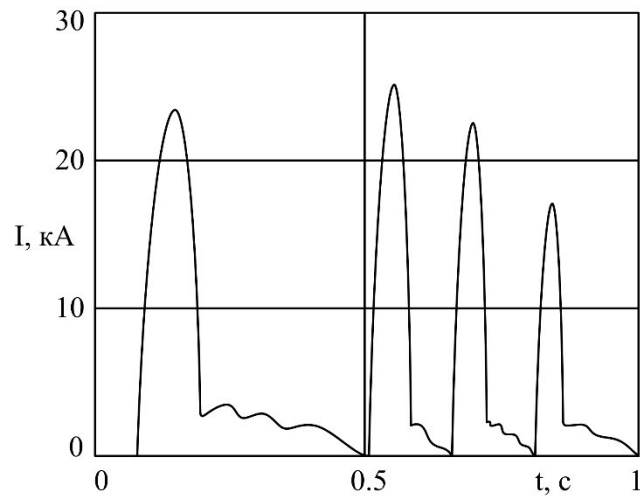


Рис. 1.1. Електромагнітний імпульс блискавки

У табл. 1.2 наведено чисельні значення параметрів і коефіцієнтів, що входять до співвідношення (1.1).

Залежність струму першого і другого імпульсу блискавки та її похідної в часі наведені відповідно на рис. 1.2. і 1.3.

Таблиця 1.2

Параметри формули (1.1)

Форма ЕМІ	Амплітуда (E_0, H_0)	k	a_1, c^{-1}	a_2, c^{-1}
Ближня зона				
$E_1, B/m$	50000...300000	1	70	$2.4 \cdot 10^4$
$H_1, A/m$	50...300	1.053	$1.4 \cdot 10^4$	$1.2 \cdot 10^6$
Дальня зона				
$E_2, B/m$	15000...100000	1.1	$7 \cdot 10^5$	$2.4 \cdot 10^7$
$H_2, A/m$	40...250	1.1	$7 \cdot 10^5$	$2.4 \cdot 10^7$

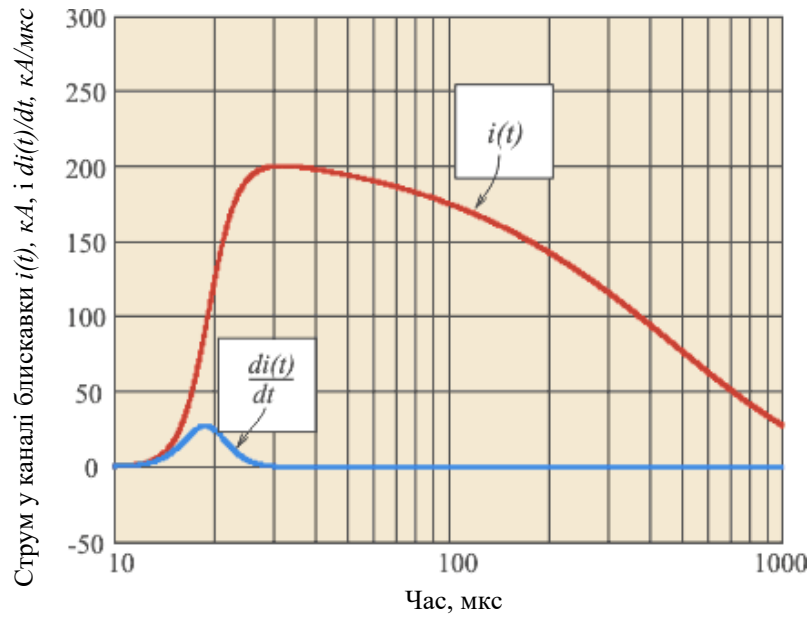


Рис. 1.2. Часова залежність струму першого імпульсу

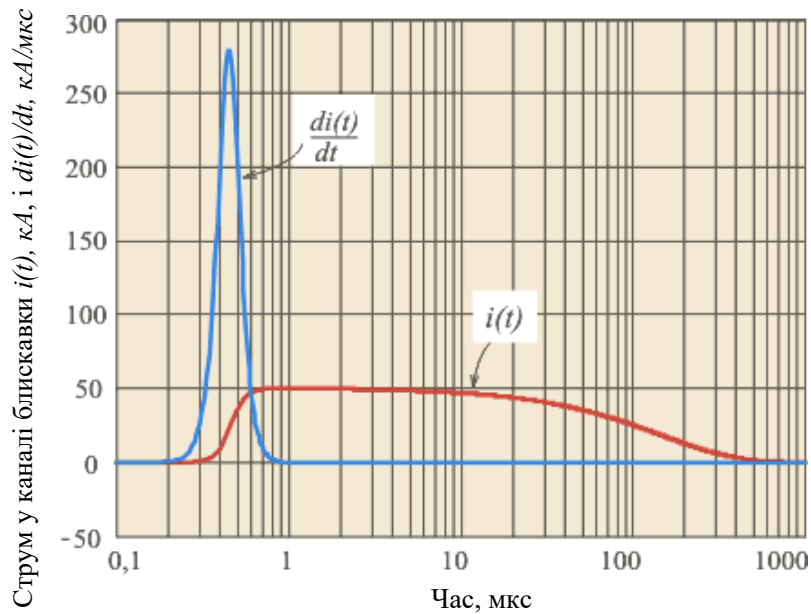


Рис. 1.3. Часова залежність струму другого імпульсу

Аналіз наведених графіків показує, що максимальна швидкість зростання (перша похідна) першого імпульсу складає 25 кА/мкс, натомість для подальших імпульсів вона складає 280 кА/мкс. При цьому слід зазначити, що швидкість зростання струму використовують для розрахунків величини наведеного імпульсу в кабельних системах ІКС.

У той же час струм блискавки, розповсюджуючись у землі, створює там падіння напруги, яке може вивести з ладу окремі складові ІКС, якщо вони розташовані в різних приміщеннях і з'єднані розташованими в землі кабельними лініями.

Зазвичай на ІКС блискавка впливає не шляхом прямого потрапляння розряду, а завдяки електромагнітному імпульсу, який внаслідок явища електромагнітної індукції може призвести до пробію ізоляції пристроїв і виведення з ладу мікросхем. На рис. 1.4 наведено механізм виникнення наведеної імпульсної напруги на повітряні лінії енергоживлення та зв'язку.

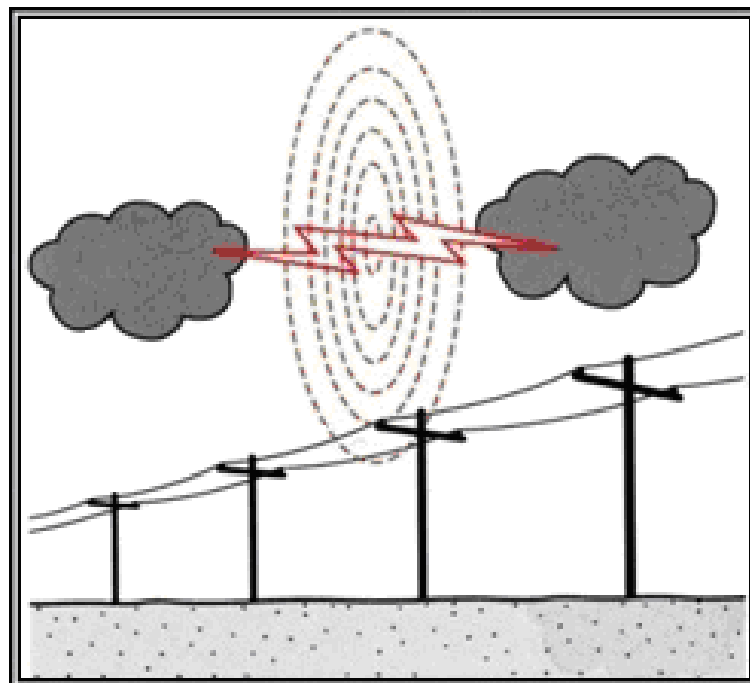


Рис. 1.4. Механізм виникнення наведеної імпульсної напруги на повітряних лініях енергоживлення та зв'язку

На рис. 1.5 наведено механізм виникнення наведеної імпульсної напруги на елементах ІКС, що розташовано всередині будівель і споруд.

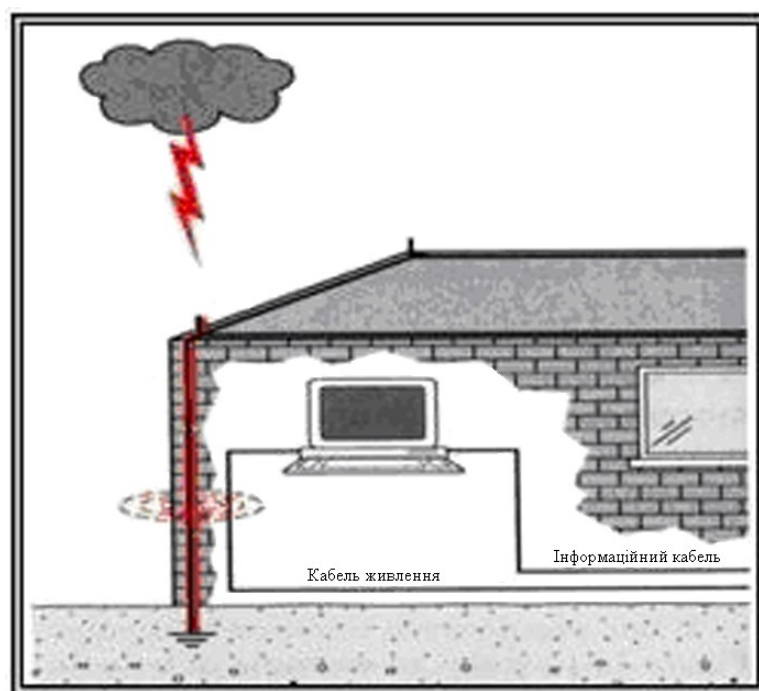


Рис. 1.5. Механізм виникнення наведеної імпульсної напруги всередині будівель і споруд

Результати впливу наведеної блискавкою напруги наведено на рис. 1.6 та 1.7 [7].

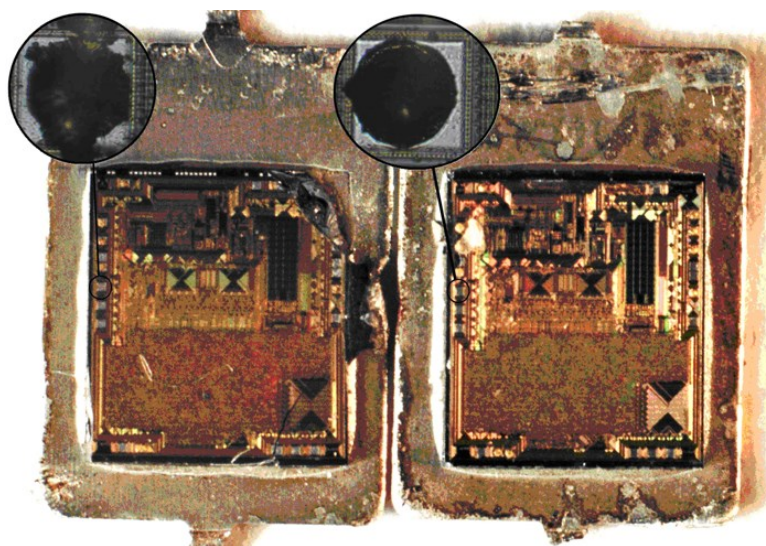


Рис. 1.6. Пропали контактних ділянок мікросхем

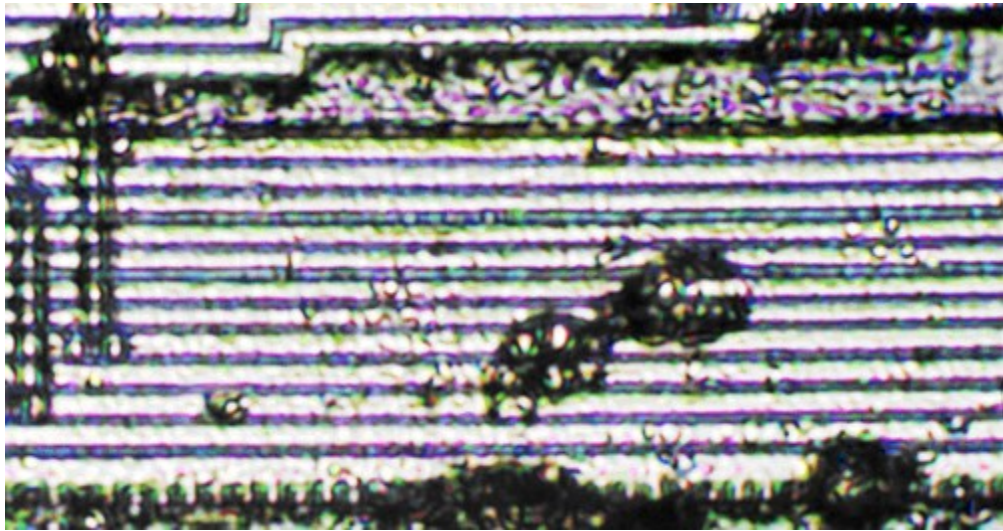


Рис. 1.7. Пропалення провідних доріжок мікросхем

Під час розрахунків рівня наведеної напруги на елементах ІКС необхідно визначати верхню та нижню межу частот діючого електромагнітного поля. У табл. 1.3 наведено чисельні їхні значення [5].

Таблиця 1.3

Частотні характеристики грозового електромагнітного поля

Форма ЕМІ	Верхня межа частот f_1 , кГц	Нижня межа частот f_2 , кГц
Ближня зона		
Електричне поле	2.5	0.025
Магнітне поле	125	5
Дальня зона		
Електромагнітне поле	2500	250

Аналіз наведених даних показує, що найбільш небезпечним є електромагнітне поле в дальній зоні. Це пов'язано з достатньо великими амплітудами та швидкостями їх зростання, а також наявністю в цій формі високочастотних складових мегагерцевого діапазону частот. Електромагнітний імпульс цієї форми сягає свого максимуму в 15-100 кВ/м за 0,08 мкс при тривалості напівспаду 1,0 мкс.

1.3.2. Атмосферна електрика та електростатичні розряди

Електричний потенціал грозової хмари під час дощу може сягати від десятка мільйонів до одного мільярда вольт. Та коли напруженість електричного поля між хмарою та поверхнею землі сягає 500...1000 В/м, починається електричний розряд з гострих елементів конструкцій. Висока напруженість поля, викликана атмосферною електрикою, наводить потенціали в декілька тисяч вольт у мережах з високим опором ізоляції на землю та призводить до пробую оптронів у модулях гальванічної розв'язки.

Електростатичні розряди виникають, коли два різних непровідних матеріали торкаються один одного. При цьому електрони з одного матеріалу переміщуються до іншого і здійснюється накопичення електростатичного заряду на її поверхні. Рівень заряду за рахунок такого переміщення є функцією різниці матеріалів у трибоелектричному ряду (рис. 1.8, а). Напруга, до рівня якого може бути заряджений предмет, залежить від його ємності та може сягати кількох кіловольт. А швидкість, з якою заряд буде нейтралізуватися, залежить від відносної вологості навколишнього середовища. Чим більше вологість повітря, тим швидше заряд буде нейтралізуватися. Існує баланс між генерацією та нейтралізацією зарядів, результатом якого є деякий типовий рівень напруженості, що може бути присутнім у конкретному навколишньому середовищі (рис. 1.8, б).

Еквівалентна схема розряду, його форма та шляхи протікання струму розряду наведено на рис. 1.9.

Енергія, що передається під час розряду, може бути достатньою, щоб викликати суттєві зміни в роботі об'єкта. Між об'єктами, що мають ємнісний зв'язок, буде протікати струм, доки існує різниця статичних потенціалів між ними. Струм розряду має дві складові. Це дуже швидкий, частки наносекунд, імпульс і має досить повільну основну частину розряду (рис. 1.9).

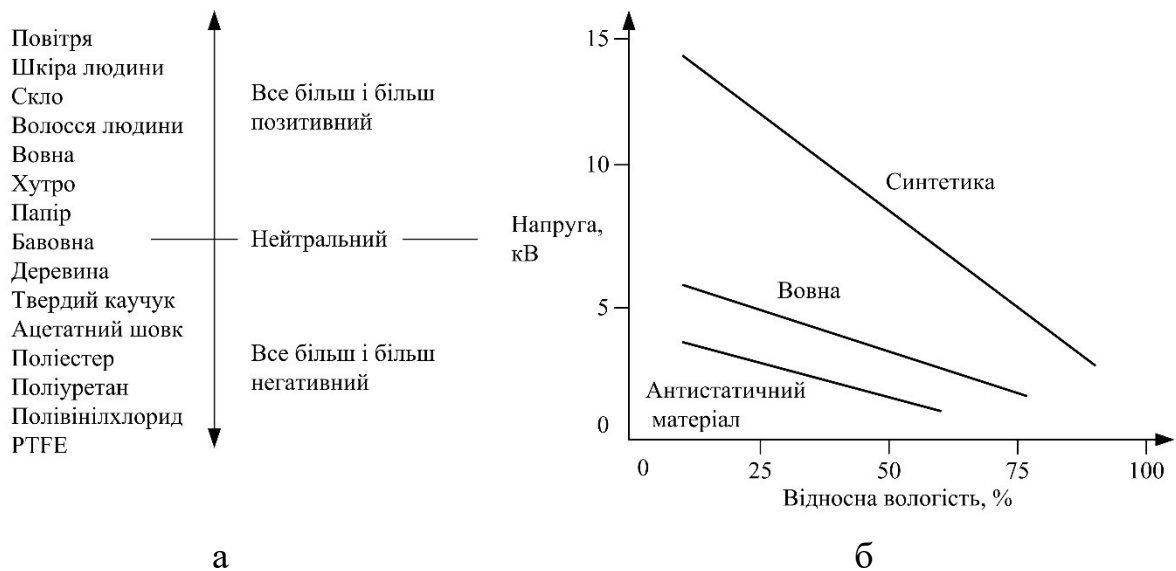


Рис. 1.8. Механізм формування електростатичного розряду:
а–трибоелектрический ряд; б–очікувана напруга заряду (МЕК 801-2)

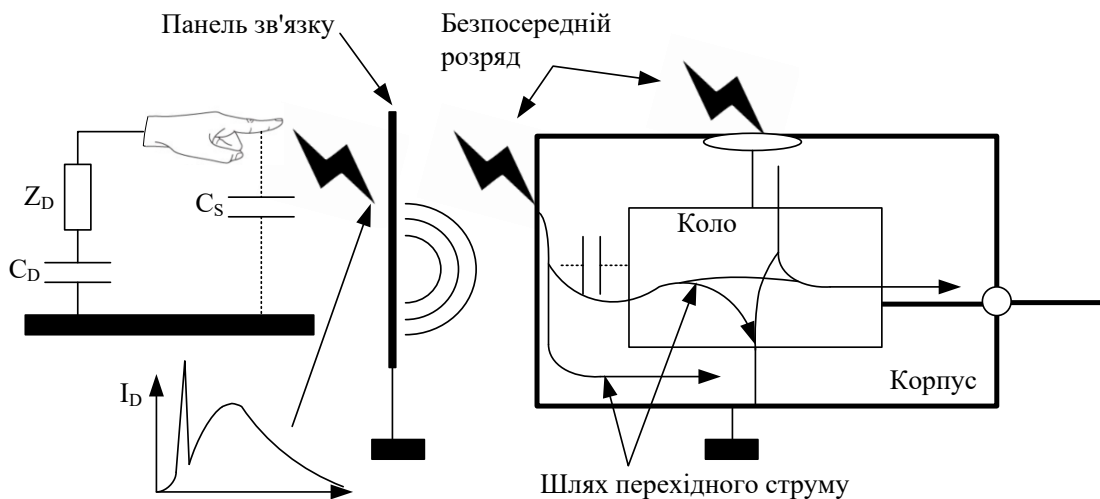


Рис. 1.9. Еквівалентне коо та форма розряду

Ємність C_D для людини має типові значення 150 пФ. Вона заряджається через високий опір Z_D до електростатичної напруги V . Коли починається розряд, ємність C_S вільного простору здійснює початковий імпульс струму, величина якого обмежується тільки паразитним повним опором локальної області. У той же час основний струм розряду обмежується загальною індуктивністю людини та опором Z_D .

Основні збої в роботі обладнання ІКС, що виникають за рахунок електростатичних розрядів, обумовлені швидкістю зростання di/dt імпульсу струму розряду та його побічними ефектами. Також причиною небажаних ефектів може бути швидкість зміни електричного поля dE/dt під час зміни локальної статичної напруги заряду. У цьому випадку вплив здійснюється через ємності в схемах з високим повним опором безпосередньо, до виникнення розряду.

Струм перехідного процесу тривалістю в частки наносекунди і амплітудою декілька десятків ампер протікає складним шляхом на землю через обладнання. Та коли цей шлях проходить через елементи схеми, то він здійснює вплив на функціонування цифрової схеми. Паразитний шлях визначається значною мірою паразитною ємністю, з'єднаннями в корпусі, індуктивністю з'єднувальних трактів чи монтажних проводів, аніж схемою, передбаченою проектувальником. Потужне магнітне поле, пов'язане зі струмом, може викликати перехідні напруги у близько розташованих провідниках, які не є фактичним шляхом для струму. Навіть коли розряд не здійснюється безпосередньо на обладнання, він буде створювати інтенсивне випромінювання, яке буде впливати на незахищене обладнання.

Критичними областями, які можуть діяти як місця ініціалізації для електростатичного розряду, є виступні елементи металоконструкцій, отвори, компоненти лицевої панелі та роз'єднувачі. Компоненти і отвори можуть сприяти розряду через поверхневі шляхи витікання до схем всередині корпусу, навіть коли сам корпус є непровідним. Градієнт напруги пробою в сухому повітрі складає приблизно 30 кВ/см. Але він значно зменшується по поверхні, особливо коли поверхня вкрита брудом чи іншими речовинами.

Загальна проблема виникає, коли корпус виробу з'єднується зовнішньо з землею в іншій точці та через різні шляхи, відмінні від заземлення всередині схеми. Завдяки індуктивності різних зв'язків перехідна напруга буде з'являтися всередині корпусу, між корпусом і схемою (рис. 1.10).

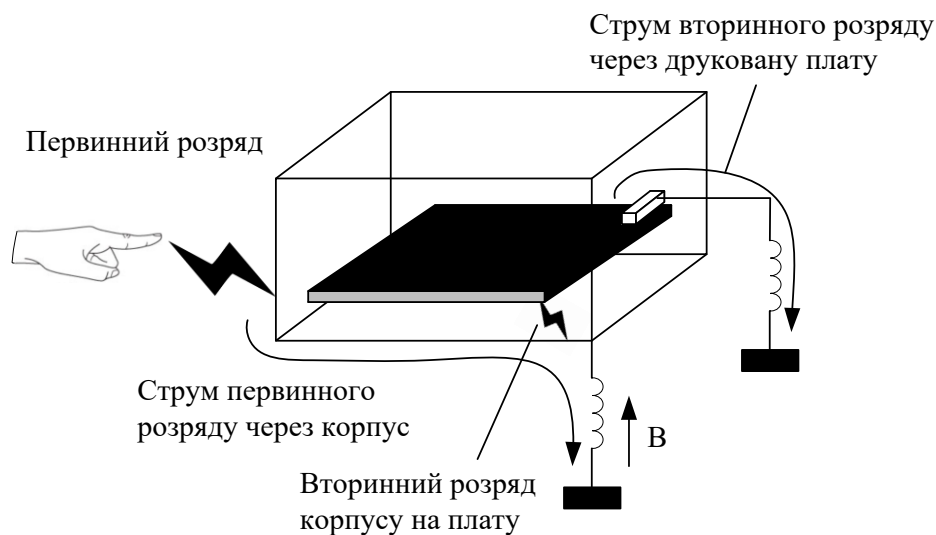


Рис. 1.10. Механізм виникнення вторинного електростатичного розряду

У цьому випадку така напруга стає причиною вторинного розряду, який може статися в будь-якій непередбачуваній точці всередині корпусу. Він може бути більш руйнівним і небезпечним, ніж попередній розряд, тому що має більш низький повний опір для обмеження струму. Крім того, більш висока наведена напруга виникає на провідних частинах друкованої плати, коли електростатичний розряд виникає в межах резонансної структури. Щоб це попередити слід корпус і схемну плату зв'язати разом у відповідній точці.

Таким чином, під час розроблення конструктивних елементів ІКС слід враховувати і запобігати випадкам, які сприяють виникненню електростатичних розрядів, що викликають збої в роботі ІКС.

1.3.3. Електромагнітний імпульс ядерного вибуху

Амплітудно-часові параметри електромагнітних випромінювань ядерного вибуху (ЕМІ ЯВ) регламентовано Міжнародною Електротехнічною Комісією [8].

У загальному вигляді імпульс ЕМІ ЯВ описує таке співвідношення:

$$E(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ E_0 k [\exp(-a_1 t) - \exp(-a_2 t)] & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (1.2)$$

Розрізняють три форми ЕМІ ЯВ: ранню, проміжну та пізню. У табл. 1.4 наведено чисельні значення параметрів і коефіцієнтів, які входять до складу аналітичного виразу (1.2).

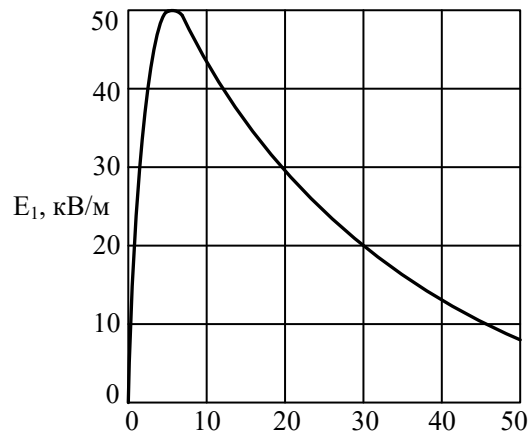
Таблиця 1.4

Параметри формули (1.2)

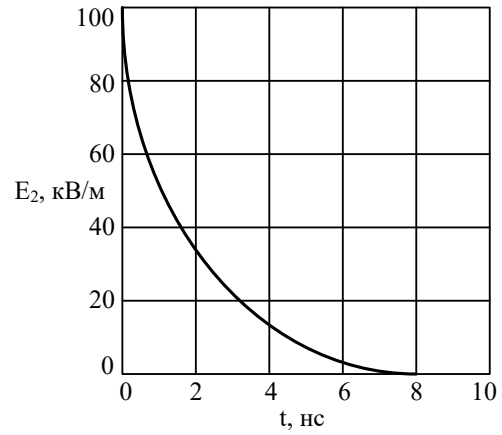
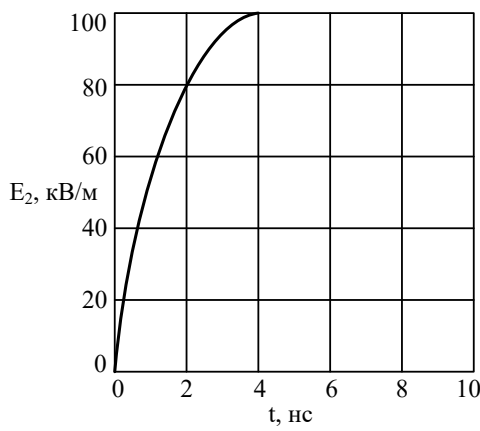
Форма ЕМІ ЯВ	$E_0, \text{кВ/м}$	k	$a_1, \text{с}^{-1}$	$a_2, \text{с}^{-1}$
Рання E_1	50	1.3	$4 \cdot 10^7$	$6 \cdot 10^8$
Проміжна E_2	100	1	10^3	$6 \cdot 10^8$
Пізня E_3	0.04	1.058	0.02	2
$E_3 = E_i + E_j$	0.01326	9.481	0.015	0.02

Пізня форма ЕМІ ЯВ являє собою суперпозицію двох складових $E_3 = E_i + E_j$, значення яких визначають за аналітичного виразу (1.1) із відповідними значеннями коефіцієнтів і параметрів табл. 1.3. Типові форми ЕМІ ЯВ наведено на рис. 1.11, а їхні амплітудно-частотні характеристики – на рис. 1.12. Імпульс ранньої форми ЕМІ ЯВ (рис. 1.11, а) сягає свого максимального значення 50 кВ/м за 4,8 нс, час зростання від 10 до 90 % амплітудного значення складає 2,5 нс, а тривалість напівспаду 23 нс.

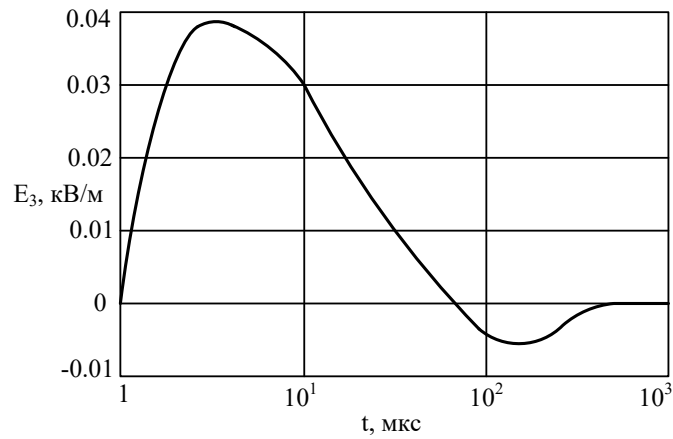
Аналіз залежностей, наведених на рис. 1.12, показує, що найбільш небезпечним, з точки зору забезпечення вимог ЕМС ІКС, є рання форма ЕМІ ЯВ (E_1).



а



б



в

Рис. 1.11. Типові форми ранньої (а), проміжної (б) і пізньої (в) ЕМІ ЯВ

Це пов'язано з достатньо великими амплітудами, швидкостями зростання та наявністю в ній високочастотних складових мегагерцевого діапазону.

Проміжна форма також є критичною для проникнення в корпуси-екрани, оскільки має у своєму спектрі низькочастотні складові кілогерцового діапазону.

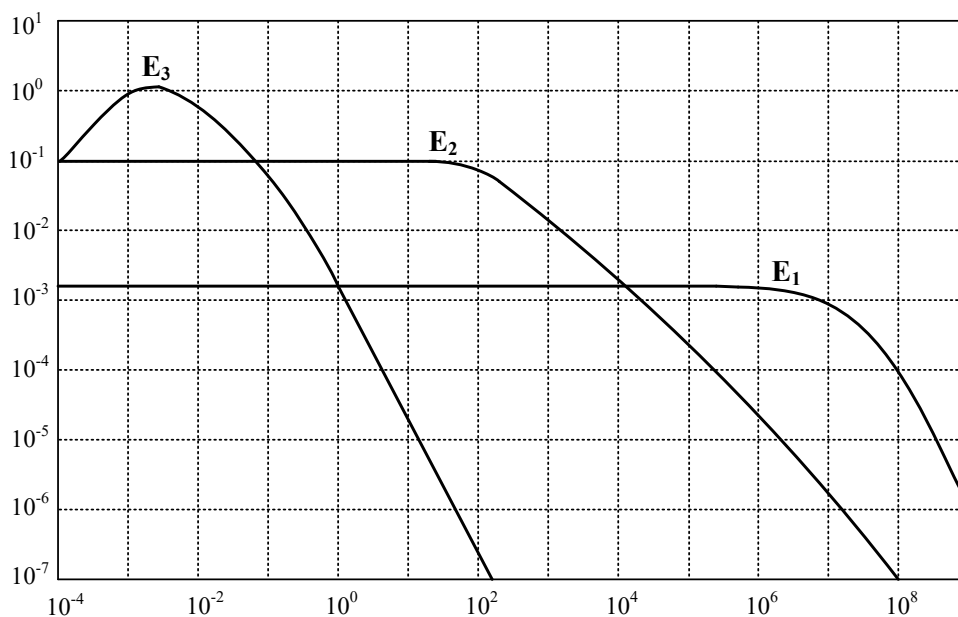


Рис. 1.12. Частотні характеристики ЕМІ ЯВ

Її амплітуда сягає свого максимального значення 10...100 В/м за 4,8 нс, а тривалість напівспаду становить 693 мкс (рис. 1.11).

Таким чином, під час розрахунків рівня забезпечення вимог ЕМС ІКС як джерела електромагнітного впливу слід застосовувати тільки ранню та проміжну форми ЕМІ ЯВ. При цьому слід зазначити, що для інженерних розрахунків при визначенні верхньої та нижньої меж спектра, справедливе використання таких емпіричних співвідношень: $f_1 \approx 0.25 / \tau_\phi$ і $f_2 \approx 0.25 / \tau_i$.

Магнітну складову поля ЕМІ ЯВ визначають з напруженості електричної складової електромагнітного випромінювання за допомогою хвильового опору середовища розповсюдження $Z_0 = 120\pi$ Ом як $H_0 = E_0 / Z_0$. Але це співвідношення справедливо тільки для ранньої форми ЕМІ ЯВ та її дальньої зони.

1.3.4. Класифікація завад

Зовнішній електромагнітний вплив на технічний пристрій, яке викликає порушення його нормального функціонування, є **електромагнітною завадою**. Граничні рівні електромагнітних впливів, за якими порушується його нормальна робота, визначають **сприйнятливість до завад** телекомунікаційних пристроїв. Електромагнітні завади у формі вільного електромагнітного поля, які характеризують напруженість його складових, є **завадами випромінювання (польовими завадами)**. У той же час завади, які виникають у вигляді відхилень від нормальних значень напруги і струмів, є **завадами провідності (кондуктивними завадами)**.

За своїм характером завади поділяють на **імпульсні та безперервні**.

Імпульсна завада U_n є різницею між значенням напруги U при дії завади та нормальною величиною напруги U_n за її відсутності. При цьому розрізняють імпульси **одиначні, періодичні та хаотичні**.

Одиначні імпульси з'являються настільки рідко, що до моменту виникнення на вході пристрою наступного імпульсу пристрій повністю відновлюється від впливу попереднього імпульсу. На рис. 1.13 схематично наведено параметри **одиначного імпульсу**.

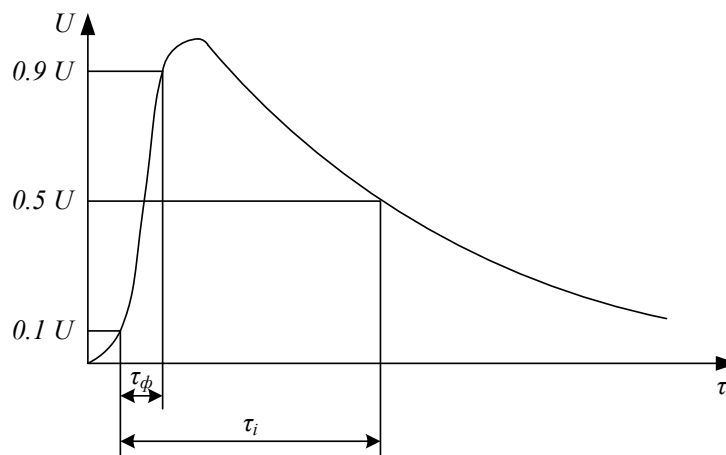


Рис. 1.13. Технічні характеристики одиначного імпульсу

На рис. 1.13 позначені такі параметри одиночного імпульсу: U – амплітуда одиночного імпульсу; τ_ϕ – тривалість фронту; $K = 1/\tau_\phi$ – крутість фронту; τ_i – тривалість імпульсу на рівнях $0.1U$ чи $0.5U$ амплітудного значення.

Можливі значення параметрів **періодичної імпульсної завади** наведено на рис. 1.14.

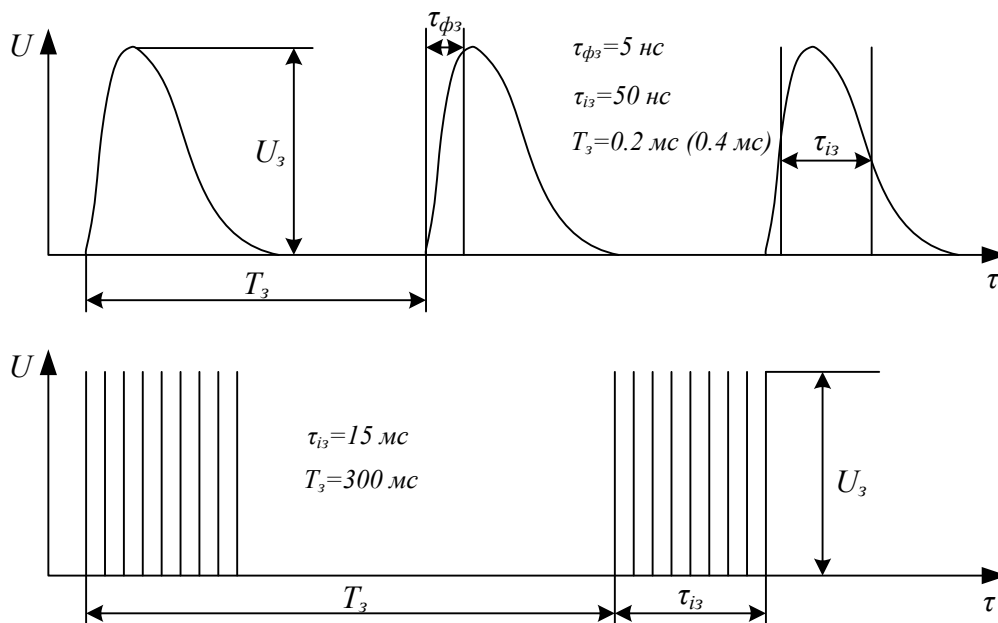


Рис. 1.14. Технічні характеристики періодичної імпульсної завади

На рис. 1.14 позначені такі параметри періодичної імпульсної завади: U_3 – амплітуда одиночного імпульсу; τ_{i3} – тривалість періодичної імпульсної завади на рівні $0.5U_3$ амплітудного значення; T_3 – період надходження імпульсів завади; $f = 1/T$ – частота надходження імпульсів завади; $Q = T_3/\tau_i$ – шпаруватість; $K = 1/Q = \tau_i/T_3$ – коефіцієнт заповнення.

Хаотичний імпульсний сигнал має різну амплітуду і тривалість. Будь-яку функцію чи послідовність імпульсів можна уявити у вигляді суми гармонічних складових із різними амплітудами, наприклад розкласти в ряд Фур'є.

$$U(t) = U_0/2 + U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + \dots,$$

де $U_0/2$ – постійна складова.

Частота першої гармоніки ω_1 визначає період надходження імпульсів T .

$$\omega_1 = 2\pi/T = 2\pi f.$$

Усі подальші гармоніки кратні першій.

$$\omega_2 = 2\omega_1; \omega_3 = 3\omega_1; \dots \omega_n = n\omega_1,$$

де n – ціле число.

Таким чином, періодична послідовність імпульсів має лінійчатий спектр. У ньому відсутні складові з частотами, які відрізняються від $n\omega_1$. При цьому проміжки між гармоніками виявляються зовсім порожніми.

Спектр одиночного імпульсу

Збільшимо період надходження імпульсів $T \rightarrow \infty$. При цьому частота першої гармоніки буде знижуватися та прагне до 0:

$$f_1 = 1/T \rightarrow df_1; \quad \omega_1 \rightarrow d\omega_1.$$

Відстань між гармоніками також буде зменшуватися:

$$\omega_{n+1} \cdots \omega_n \rightarrow d\omega.$$

Спектр із лінійчатого перероджується до суцільного, а індекс n втрачає сенс. Таким чином, спектр одиночного імпульсу являє собою безліч гармонічних складових усіх частот – від нуля до нескінченності з нескінченно малими амплітудами цих складових.

Часове та спектральне подання імпульсного сигналу

За відомою спектральною картиною $G(\omega)$ можна визначити вигляд імпульсного сигналу $U(\omega)$ як функцію часу та навпаки. Пряме та зворотне перетворення Фур'є має такий вигляд:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j\omega t} dt; \quad U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

В інженерних розрахунках для імпульсних одиночних сигналів безмежний спектр обмежують верхньою та нижньою межами. При цьому підвищення нижньої межі спектра f_n призводить до скосу вершини імпульсу, а зниження верхньої межі f_s збільшує тривалість фронту. Для інженерних розрахунків часто використовують такі співвідношення.

$$f_s = (0.3 \dots 0.4) / t_{\phi}; \quad f_n = (0.1 \dots 0.2) \delta / t_i.$$

Наприклад, $f_n = 2.5 \cdot 10^{-9} \cdot C$; $t_i = 23 \cdot 10^{-9} \cdot C$; $\delta = 0.1(10\%)$.

$f_n = 435 \text{ кГц}$; $f_s = 160 \text{ МГц}$.

У задачах ЕМС використовують відносні одиниці – децибели [дБ]. При поданні величини потужності у відносних одиницях

$$P[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}.$$

З огляду на те, що потужність пропорційна квадрату напруги, відношення напруги чи струмів буде мати такий вигляд:

$$U(I)[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_1(I_1)}{U_2(I_2)}.$$

1.4. Завадоємисія

Завадоємисія поділяється на емісію завад випромінювання від системи в цілому та кондуктивну завадоємисію в інтерфейсних і силових кабелях. Традиційно межа між емісією випромінювання і кондуктивною емісією встановлена на частоті 30 МГц. Емісія випромінювання поділяється на емісію від струмів на внутрішніх друкованих платах чи інших провідних структур, а також від струмів на зовнішніх кабелях, які підключені до обладнання.

1.4.1. Механізм виникнення завад випромінювання

Електричне поле (E -поле) створюється між двох провідників із різними потенціалами. Вимірюється поле у вольтах на метр ($E = V/d, \text{В/м}$) і пропорційне величині поданої напруги, поділеної на відстань між провідниками (рис. 1.15, а). Магнітне поле (H -поле) створюється навколо провідника зі струмом, вимірюється в амперах на метр ($H = I/r, \text{А/м}$) і пропорційне струму, поділеному на відстань від проводника (рис. 1.15, б).

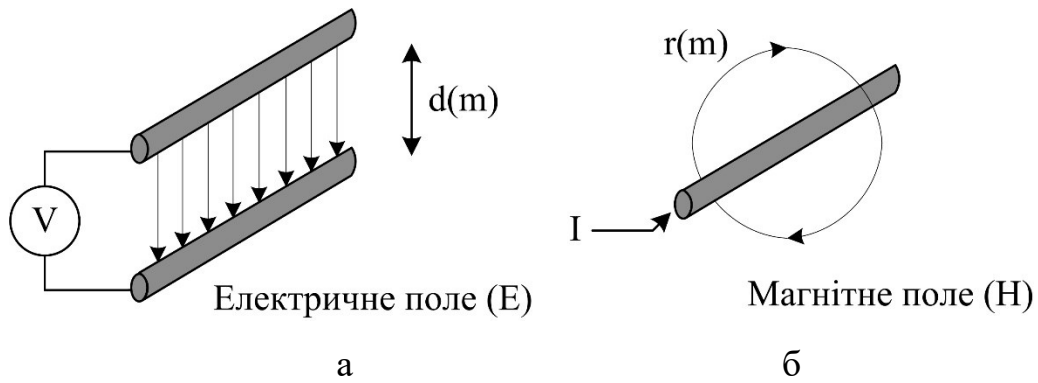


Рис. 1.15. Механізм виникнення електростатичного поля:
а–електричне поле; б–магнітне поле

Іноді напруженість магнітного поля вимірюється в теслах або гаусах. Зв'язок між ними такий: $1 \text{ A/m} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \text{T}$; $1 \text{ Гс} = 100 \cdot 10^{-6} \cdot \text{T} = 79.5 \text{ A/m}$.

Та коли змінна напруга створює змінний струм у колі провідників, навколо них створюється електромагнітна хвиля, що розповсюджується як комбінація E і H -полів (рис. 1.16). Швидкість її розповсюдження визначається середовищем. У вільному просторі вона дорівнює швидкості світла $3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$.

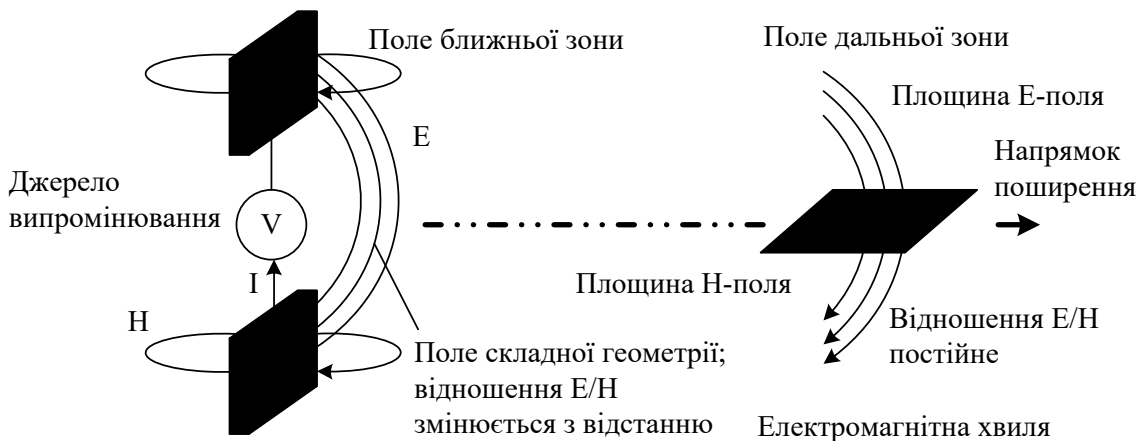


Рис. 1.16. Механізм виникнення електромагнітного поля

Поблизу джерела випромінювання геометрія і напруженість поля залежать від характеристик джерела. Провідник, по якому протікає струм з суттєвим значенням di/dt , генерує головним чином магнітне поле. Джерело, у

якого напруга змінюється з високою швидкістю dv/dt , генерує головним чином електричне поле. Структура цих областей визначається фізичним розташуванням провідників, а також іншими близько розташованими провідниками, діелектричними і магнітними матеріалами. Віддалік від джерела складна тривимірна структура поля змінюється. Залишаються тільки компоненти, ортогональні один одному та напрямку розповсюдження (рис. 1.16). Відношення напруженості електричного поля до напруженості магнітного поля (E/H) є хвильовим опором Z_0 . Величина його постійна і дорівнює хвильовому опору вільного простору, що визначає таке співвідношення:

$$Z_0 = \sqrt{(\mu_0/\varepsilon_0)} = 120 \cdot \pi = 377 \text{ Ом}, \quad (1.3)$$

де $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ – магнітна проникливість вільного простору, Гн/м ;

$\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ – діелектрична проникність вільного простору, Ф/м .

Структура електромагнітного поля наведена на рис. 1.17. У дальній зоні, яка має місце для відстані $d > \lambda/2\pi$, інтенсивність E і H -поля хвилі, відомої як плоска електромагнітна хвиля, зменшується з відстанню прямо пропорційно.

У ближній зоні $d < \lambda/2\pi$ хвильовий опір визначається у відповідності з характеристиками джерела. Низький струм і високий потенціал випромінювача, наприклад штиркова антена, будуть створювати головним чином електричне поле з високим хвильовим опором. У той же час великий струм і низький потенціал випромінювача, наприклад петля зі струмом, будуть створювати головним чином магнітне поле низького хвильового опору. Плоска хвиля може також бути створена у ближній зоні, але в особливому випадку, коли випромінююча структура має хвильовий опір близько 377 Ом.

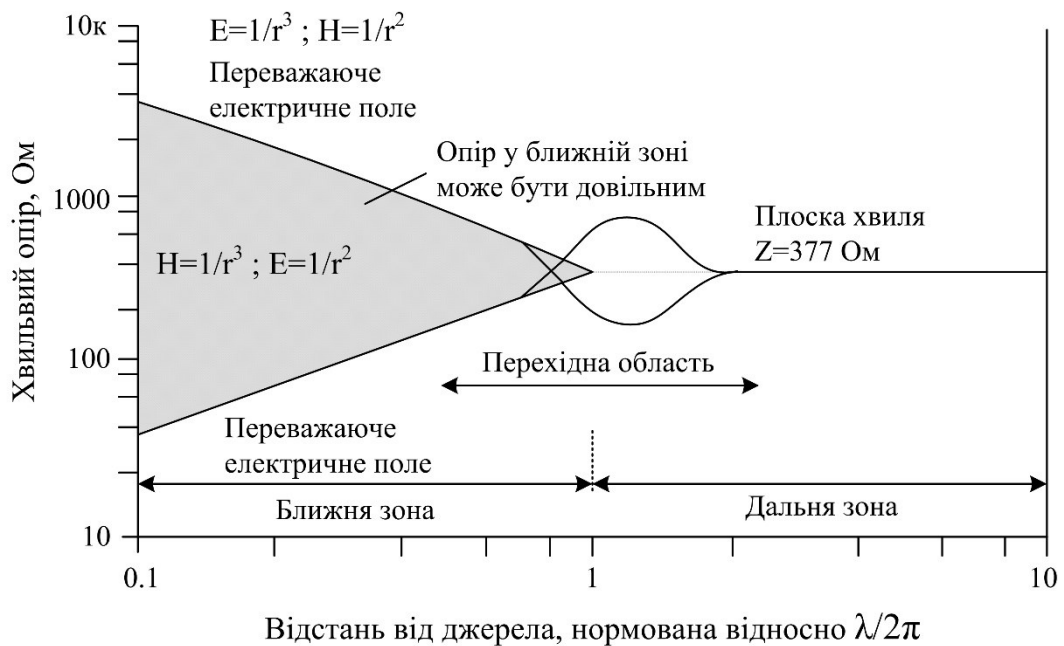


Рис. 1.17. Структура електромагнітного поля

Зона поблизу $\lambda/2\pi$ є перехідною між ближньою та дальньою зонами. Вона складає приблизно одну шосту частину довжини хвилі та визначає зону, у межах якої структура поля змінюється від складної до простої. Плоскі хвилі завжди приймаються для опису дальньої зони, у той час як у ближній зоні розглядають окремо електричне чи магнітне поля.

1.4.2. Випромінювання від кабелю

Паразитний зв'язок через випромінювання є домінуючим для кабелів. Висока ефективність їхнього випромінювання обумовлена тим, що типові кабелі мають резонанс в області 30 – 100 МГц. Коли довжина кабелю спільномірна чи перевищує довжину хвилі, резонанси можуть докорінно змінити властивості завадоємисії кабелю за рахунок виникнення пучності напруги і струму, які залежать від відношення L/λ . Максимальна інтенсивність поля відповідає випадку, коли довжина відрізка випромінювання дорівнює $\lambda/2$.

Моделлю для випромінювання кабелю є коротка несиметрична антена над поверхнею землі. Короткий штир довжиною L ($L \ll \lambda/2$) над поверхнею землі на відстані R , де протікає струм I , створює напруженість електричного поля:

$$E = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot I / R \cdot \sin \theta, \text{ В/м.}$$

При максимальній орієнтації напруженість поля на відстані 10 складе

$$E = 1.26 \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot I, \text{ В/м,}$$

де: L – довжина кабелю, м;

f – частота струму, МГц;

I – струм джерел, мА.

Схема випромінювання шпильової антени наведена на рис. 1.18.

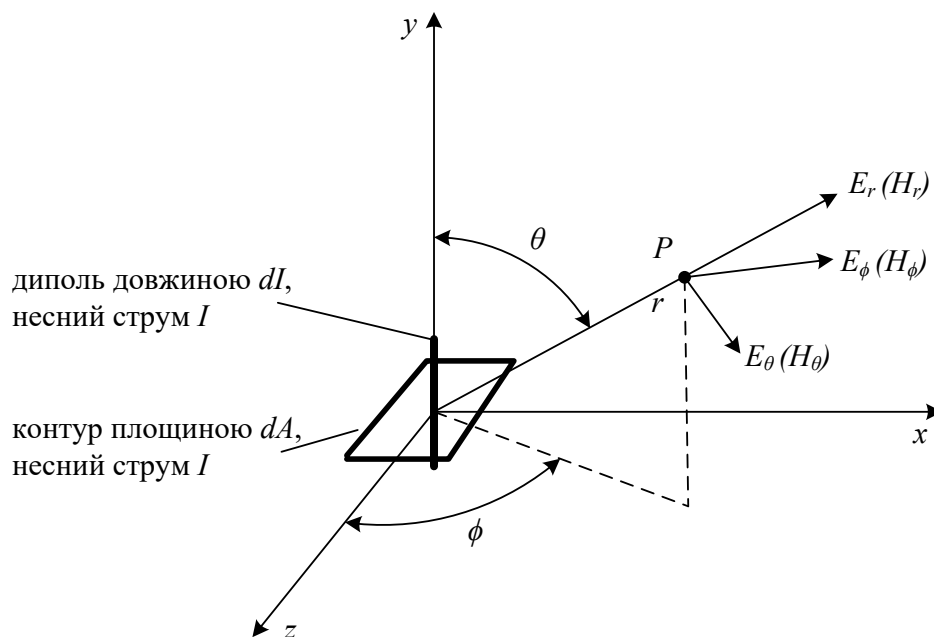


Рис. 1.18. Схема випромінювання шпильової антени

Норма випромінювання одного метра кабелю на відстані 10 м складає 30 дБм*кВ/м. При виконанні цієї норми на частоті 50 МГц струм кабелю не

повинен перевищувати 5 мкА. Таким чином, струм кабелю є індикатором імовірної відповідності нормам для емісії випромінювання. При значеннях струму більше 5 мкА виріб, до складу якого включено кабель, не зможе відповідати вимогам електромагнітної сумісності та не витримає іспитів на цю відповідність.

1.4.2.1. Емісія кондуктивних завад

Всередині обладнання виникнення джерела завад пов'язано з наявністю кабелів. Завада виникає між інформаційними, заземлюючими, нейтральними та фазовими провідниками. Кондуктивна завада є відхиленням від нормальних значень електричних параметрів. Її особливістю є те, що розповсюджується вона у провідних середовищах. Одним з видів кондуктивних завад є перехідні завади, механізм виникнення яких наведено на рис. 1.19 [9].

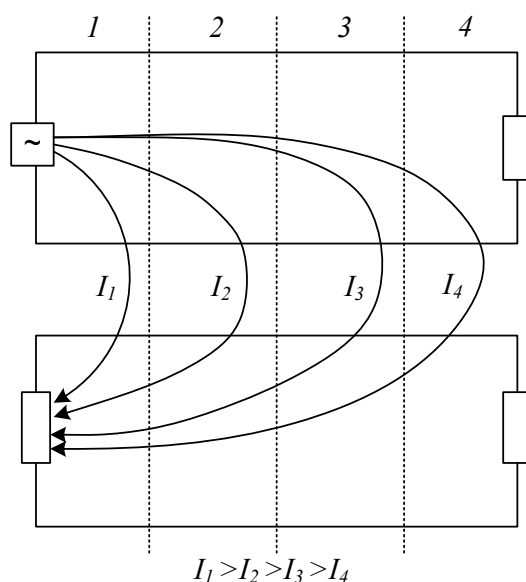


Рис. 1.19. Схема виникнення перехідних завад на ближньому кінці лінії

Перехідні загасання на ближньому кінці (NEXT - Near-End-Crosstalk) визначає таке співвідношення:

$$NEXT = 10 \lg \left| \frac{P_{10}}{P_{20}} \right|,$$

де NEXT – перехідне загасання на ближньому кінці лінії, дБ;

P_{10} – потужність випромінювання генератором;

P_{20} – потужність, яка надійшла до ближнього від генератора кінця лінії, яка підпадає під вплив завади.

Перехідні загасання на дальньому кінці (FEXT - Far-End-Crosstalk) визначає таке співвідношення:

$$FEXT = 10 \lg \left| \frac{P_{10}}{P_{21}} \right|,$$

де FEXT – перехідне загасання на дальньому кінці лінії, дБ;

P_{10} – потужність випромінювання генератором;

P_{21} – потужність, яка надійшла до дальнього від генератора кінця лінії, яка підпадає під вплив завади.

Механізм виникнення перехідних завод на дальньому кінці лінії наведено на рис. 1.20.

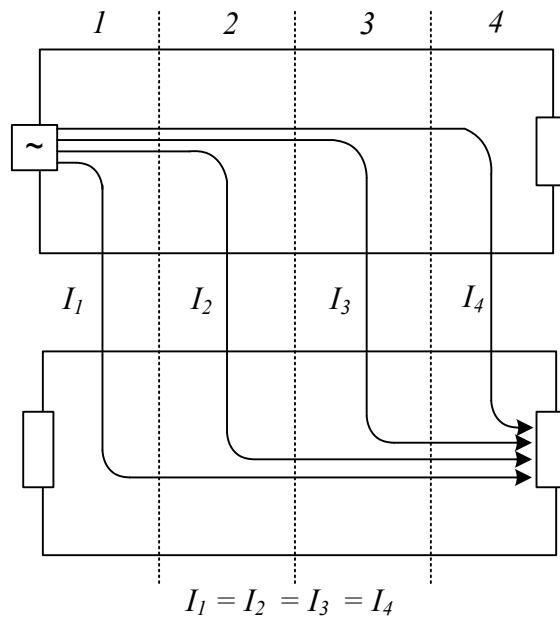


Рис. 1.20. Схема виникнення перехідних завад на дальньому кінці лінії

Залежності перехідних загасань на ближньому NEXT і дальньому FEXT кінцях ліній від довжини лінії l наведено на рис. 1.21.

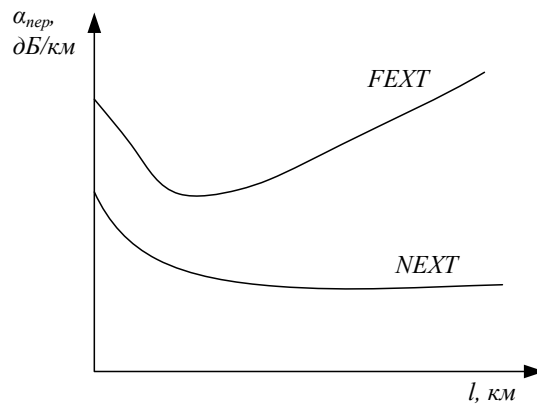


Рис. 1.21. Залежності перехідних загасань від довжини лінії l

При цьому власне загасання (Attenuation) буде визначати таке співвідношення:

$$\alpha = 10 \lg \left| \frac{P_0}{P_l} \right|,$$

де α – загасання, дБ/км чи на 100 м;

P_0, P_l – потужності сигналу на початку та в кінці лінії відповідно.

Через первинні параметри згасання може бути визначено як

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

де α – загасання дБ/км;

R, L, C, G – первинні параметри кабелю, а саме електричний опір провідів; індуктивність (зовнішня і внутрішня), електрична ємність і провідність ізоляції.

Електричний опір R , Ом, мідної жили визначає її перетин. Електрична ємність C , Ф/км, двопроводової лінії визначено як

$$C = \frac{\varepsilon}{18 \ln \frac{D}{d}},$$

де ε – коефіцієнт діелектричної проникності;

D та d – відповідно діаметри по ізоляції та мідній жилі.

Провідність ізоляції G , Ом/км, визначено як

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta,$$

де C – ємність;

ω – кутова частота;

$\operatorname{tg} \delta$ – тангенс кута діелектричних втрат ізолюючого діелектрика.

Індуктивність L , Гн/км, двопроводової лінії визначають за таким співвідношенням:

$$L = \chi \left[4 \cdot \ln \frac{2a - d}{d} + \mu_r Q(x) \right] \cdot 10^{-4},$$

де a – відстань між проводами;

d – діаметр провідника, мм;

$Q(x)$ – коефіцієнт, який враховує внутрішньопровідникову індуктивність;

μ_r – відносна магнітна проникність матеріалу провідників, для міді $\mu_r = 1$;

χ – коефіцієнт скручування, який враховує збільшення довжини кабелю внаслідок скручування осередя, $\chi = 1,01 \dots 1,07$.

1.4.2.2. Захищеність провідникових ліній

Під терміном захищеності провідникових ліній ACR (Attenuation / Crosstalk Ratio) розуміють різницю між рівнями корисного сигналу і завади в даній точці лінії (ACR=NEXT-Attenuation). Рівень захищеності лінії пояснює рис. 1.22 і визначає наступне співвідношення:

$$ACR = 10 \lg \left| \frac{P_{1l}}{P_{2l}} \right|.$$

Лінія передачі забезпечує усталену роботу будь-якого додатка з такою верхньою граничною частотою, де параметр ACR складає не менше 10 дБ.

У практичних випадках, при інженерних розрахунках, застосовують експертну систему оцінювання якості каналу провідникового зв'язку.

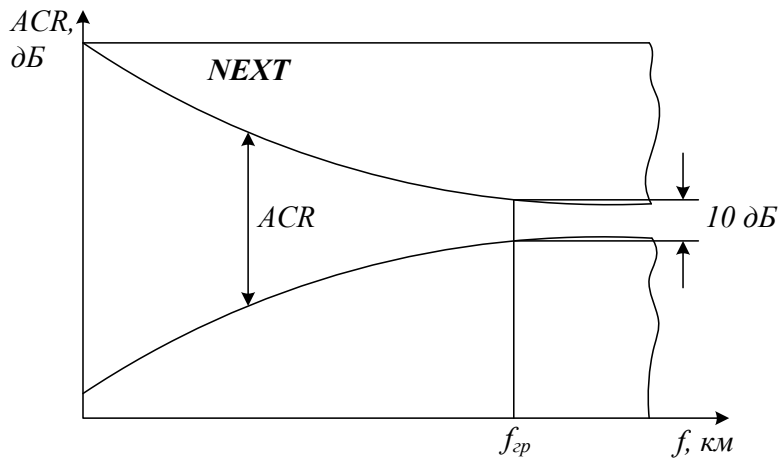


Рис. 1.22. Визначення рівня захищеності ACR провідникових ліній

Алгоритм роботи цієї системи полягає в наступному. До баз знань завантажують вимоги мережевих протоколів до середовища передачі інформації (рис. 1.23), вимоги існуючих типів додатків (рис. 1.24) і характеристик різних типів кабелів (рис. 1.25). Потім обчислюють загасання сигналу та рівня наведеної завади в лінії (рис. 1.26) і вводять необхідну довжину обраного за попередніми ознаками кабелю. На ґрунті проведеного аналізу вхідних введених даних система дає експертний висновок про придатність прийнятого рішення [195].

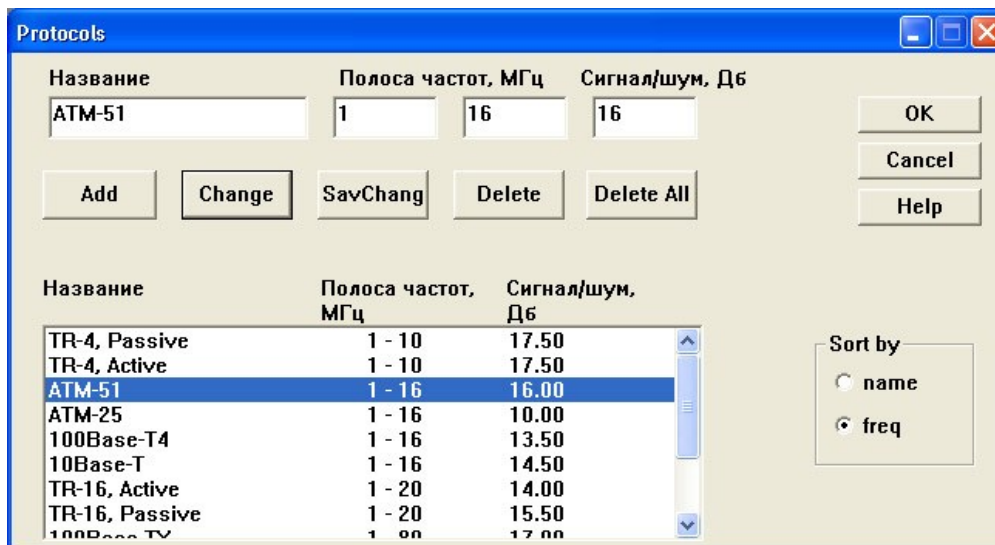


Рис. 1.23. База знань завантаження вимог мережевих протоколів

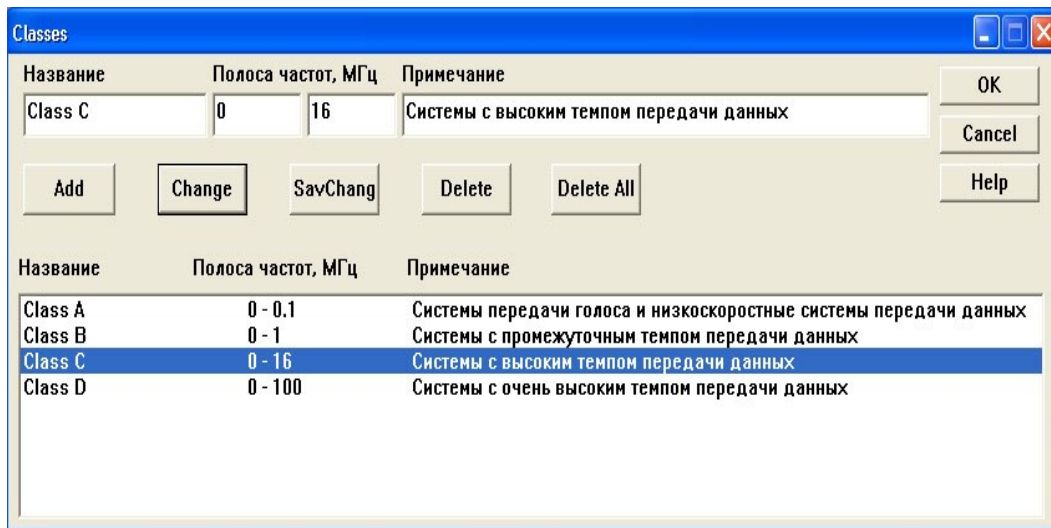


Рис. 1.24. База даних щодо вимог існуючих типів додатків

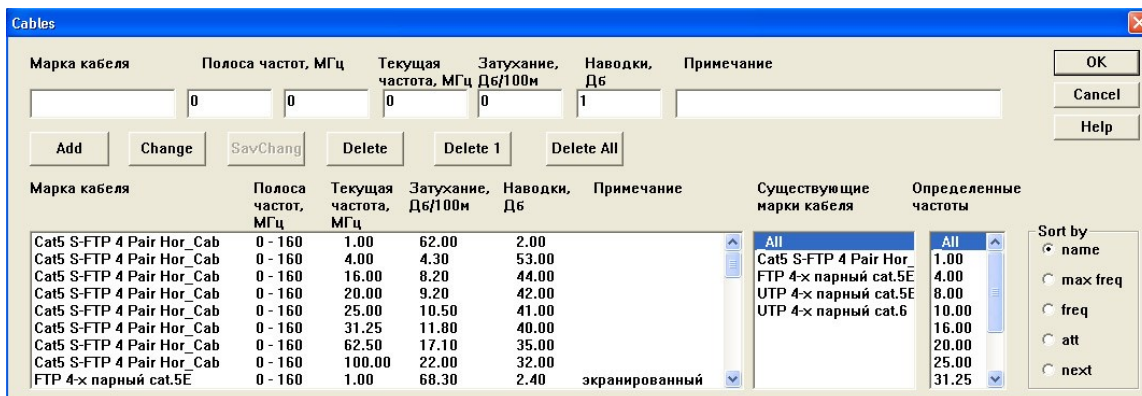


Рис. 1.25. База даних щодо характеристик різних типів кабелів

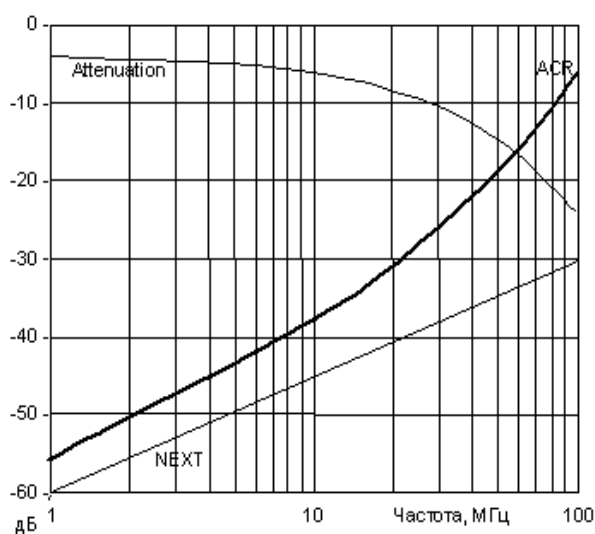


Рис. 1.26. Результати обчислень рівня загасання сигналу та наведеної завади в лінії

На рівень завад також суттєво впливають резонанси, які виникають залежно від розміру кабелю та місця його розташування – у вільному чи екранованому просторі. Максимальна інтенсивність поля буде у випадку, коли довжина кабелю буде дорівнювати $\lambda/2$. У цьому випадку

$$E_{\Theta} = 60 \cdot I \left\{ \cos\left(\frac{\beta \cdot L \cdot \cos \Theta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\beta \cdot L}{2}\right) \right\} / R \cdot \sin \Theta,$$

де $\beta = 2\pi/\lambda$ – фазова константа.

Наявність екранованого простору викликає додаткові резонанси. Так, для порожнього екрана з розмірами корпусу l, h, w (рис. 1.27) частота резонансу F , МГц, складе

$$F = 150 \sqrt{\left\{ (k/l)^2 + (m/h)^2 + (n/w)^2 \right\}}.$$

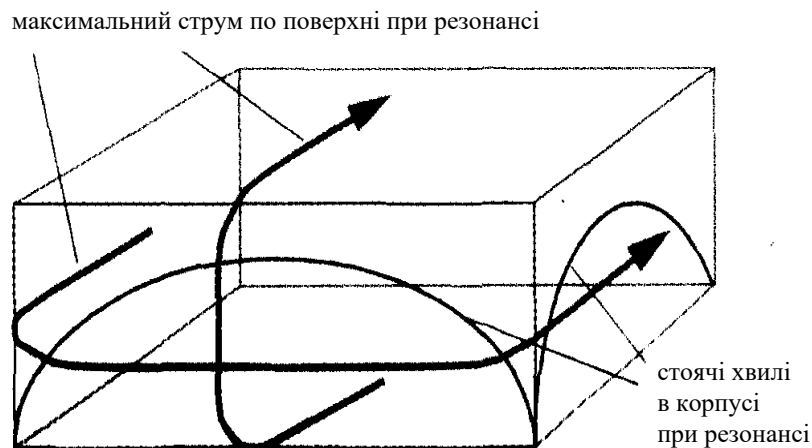


Рис. 1.27. Механізм виникнення резонансу в екрані

Типові структури, що викликають виникнення частотних резонансів, наведено в табл. 1.5.

Характеристики типових структур, що викликають резонанси

Частота, МГц	$\lambda/2$, м	Типова структура
10	15	Довгий кабель
50	3	Кабель середньої довжини, велика стійка
100	1,5	Кабель середньої довжини, стійка середнього розміру
300	0,5	Корпус середніх розмірів, внутрішні з'єднання
600	0,25	Малий корпус, друковані плати

1.4.3. Випромінювання від друкованих плат

У більшості виробів первинними джерелами є струми, що протікають у схемах, які реалізовано в друкованих платах [12]. Частина енергії випромінюється безпосередньо від друкованої плати, яку можна змоделювати у вигляді малої рамкової антени, де протікає струм завад (рис. 1.28). Малою є рамка, розміри якої менше чверті довжини хвилі ($\lambda/4$) на визначеній частоті, наприклад один метр на частоті 75 МГц.

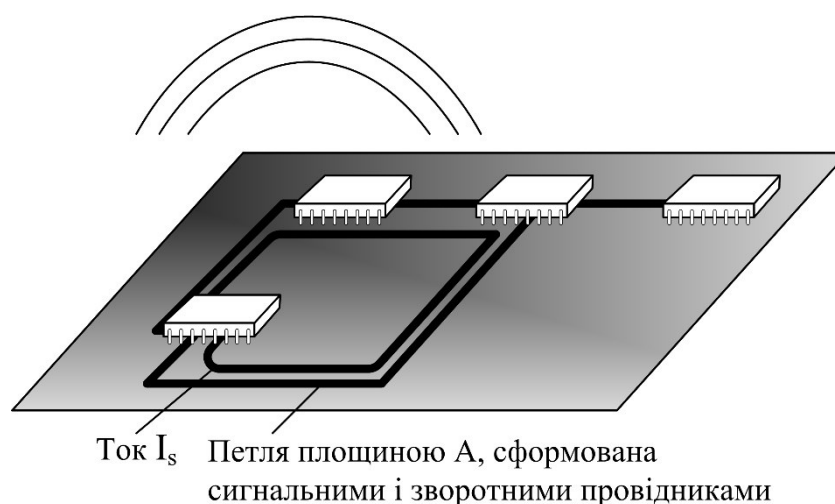


Рис. 1.28. Завадоємисія друкованих плат

Більшість контурів на друкованих платах є малими на частотах емісії до декількох сотень мегагерц. Коли розміри сягають $\lambda/4$, струм у різних точках контура з'являється не у фазі. Тому результатом стає зменшення напруженості поля в будь-якій заданій точці. Максимальна напруженість електричного поля від такої петлі над площиною заземлення на 10-метровій відстані пропорційна квадрату частоти.

$$E = 263 \cdot 10^{-12} \cdot f^2 \cdot A \cdot I_s, \text{ В/м}, \quad (1.4)$$

де A – площа петлі, см^2 ;

f – частота струму, МГц ;

I_s – струм джерела, мА .

У вільному просторі поле зменшується пропорційно відстані від джерела. Відстань у 10 м використовують в стандартах Європи як стандартну відстань для вимірювань на емісію завад випромінювання. Для найгіршого випадку припускають посилення поля у 2 рази за рахунок відбиття від площі заземлення, яка є необхідною деталлю під час випробувань, за стандартами. Площа контура являє собою повний шлях протікання струму сигналу в прямому та зворотному напрямках. Співвідношення (1.4) припускає, що струм I_s має одну частоту. Для прямокутних сигналів з безліччю гармонік для I_s слід використовувати спектр Фур'є. Це дає змогу грубо визначити, чи буде даний проект друкованої плати потребувати додаткового екранування. Наприклад, коли $A = 10 \text{ см}^2$, $I_s = 20 \text{ мА}$, $f = 50 \text{ МГц}$, то напруженість електричного поля E складе 42 дБм*кВ/м, що на 12 дБ вище європейської норми класу В. Таким чином, якщо частота і робочий струм встановлено, а площу контура не можна зменшити, то екранування буде необхідним.

Оскільки механізми паразитного зв'язку відносно завадостійкості по суті такі самі, що і при обмеженні завадоемісії, було розвинуто **принцип взаємності**, який встановлює, що зміни в механізмі зв'язку, які зменшують

емісію у визначеному діапазоні частот, будуть також поліпшувати усталеність пристрою в тому самому діапазоні частот. З іншого боку, частоти, на яких завадоемісія є надзвичайно небажаним явищем, будуть такими самими, на яких мають місце проблеми завадостійкості.

Ця концепція спирається на той факт, що механізми зв'язку зазвичай являють собою резонансні явища, які максимізують зв'язок на деяких частотах. Однак фактичні характеристики ЕМС ІКС значною мірою залежать від функціонування як джерела випромінювання, так і рецептора, а також зв'язку між ними. У той же час розуміння принципу взаємності може допомогти в боротьбі з великою кількістю проблем, обумовлених явищем паразитного зв'язку.

1.5. Алгоритм проектування пристроїв з урахуванням вимог електромагнітної сумісності

Алгоритм роботи автоматизованої системи проектування блоків радіоелектронних систем, розробленої на ґрунті К – значного диференційного обчислення з урахуванням вимог електромагнітної сумісності [10], наведено на рис. 1.28.

Розміщення елементів у монтажному просторі здійснюють згідно з алгоритмом пошуку крайніх:

Крок 1. Виділяють елементи рівня, які найменше пов'язані з контактними площадками.

Крок 2. Визначають тип елемента за характером його наближення до контактних площадок.

Крок 3. Здійснюють зміну списку виводів блока шляхом доповнення його контактними елементами.



Рис. 1.29. Алгоритм роботи автоматизованої системи

Розміщення елементів на монтажній поверхні здійснюють за рівнем параметра наближення, коли спочатку розміщують елементи найменшого рівня, розташовуючи їх на вільному місці зліва, коли його означено прапором IN, чи з правого боку, у випадку, коли його зазначено як OUT. Приклад розміщення елементів блока в монтажному просторі наведено на рис. 1.30.

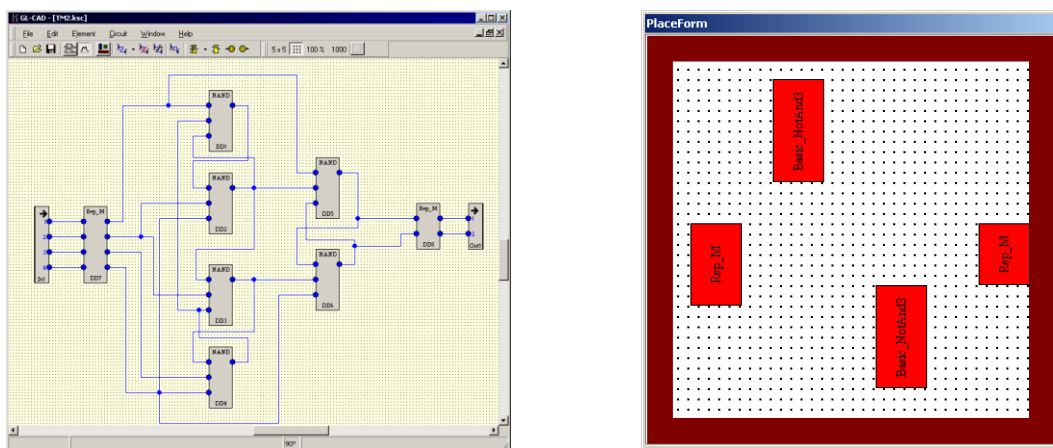


Рис. 1.30. Приклад розміщення елементів блока в монтажному просторі

Топологічний простір являє собою двосторонній монтаж, на кожному боці якого виконується розведення з'єднувальних провідників за допомогою ідентифікованих стандартних алгоритмів залежно від конкретних вимог. На

рис. 1.31. наведено результати автоматизованого з'єднання розміщених елементів.

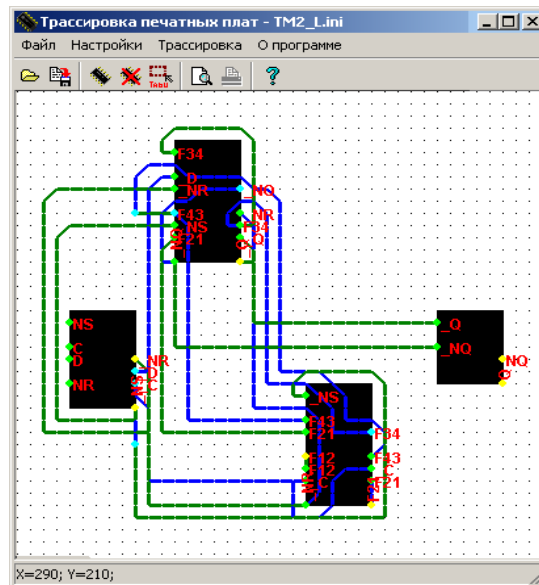


Рис. 1.31. Результати автоматизованого з'єднання розміщених елементів

Моделювання пристроїв із урахуванням впливу завад здійснюють у системі GL-CAD. Дослідження топології плати пристрою під час його проектування дозволяє динамічне (у процесі логічного моделювання пристрою) обчислювати завади, які у свою чергу можуть призвести до суттєвих змін вигляду часової діаграми (рис. 1.32).

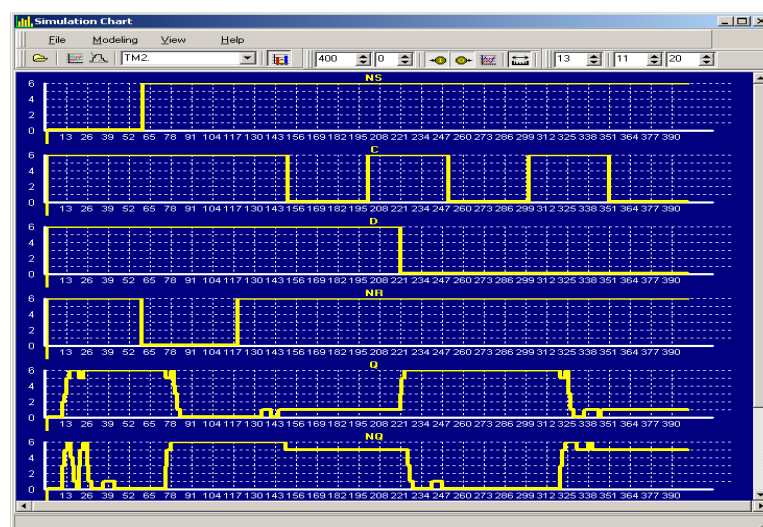


Рис. 1.32. Результати моделювання пристроїв із урахуванням впливу завад

Таким чином, алгоритм проектування пристроїв у системі GL-CAD матиме вигляд як на рис. 1.33.

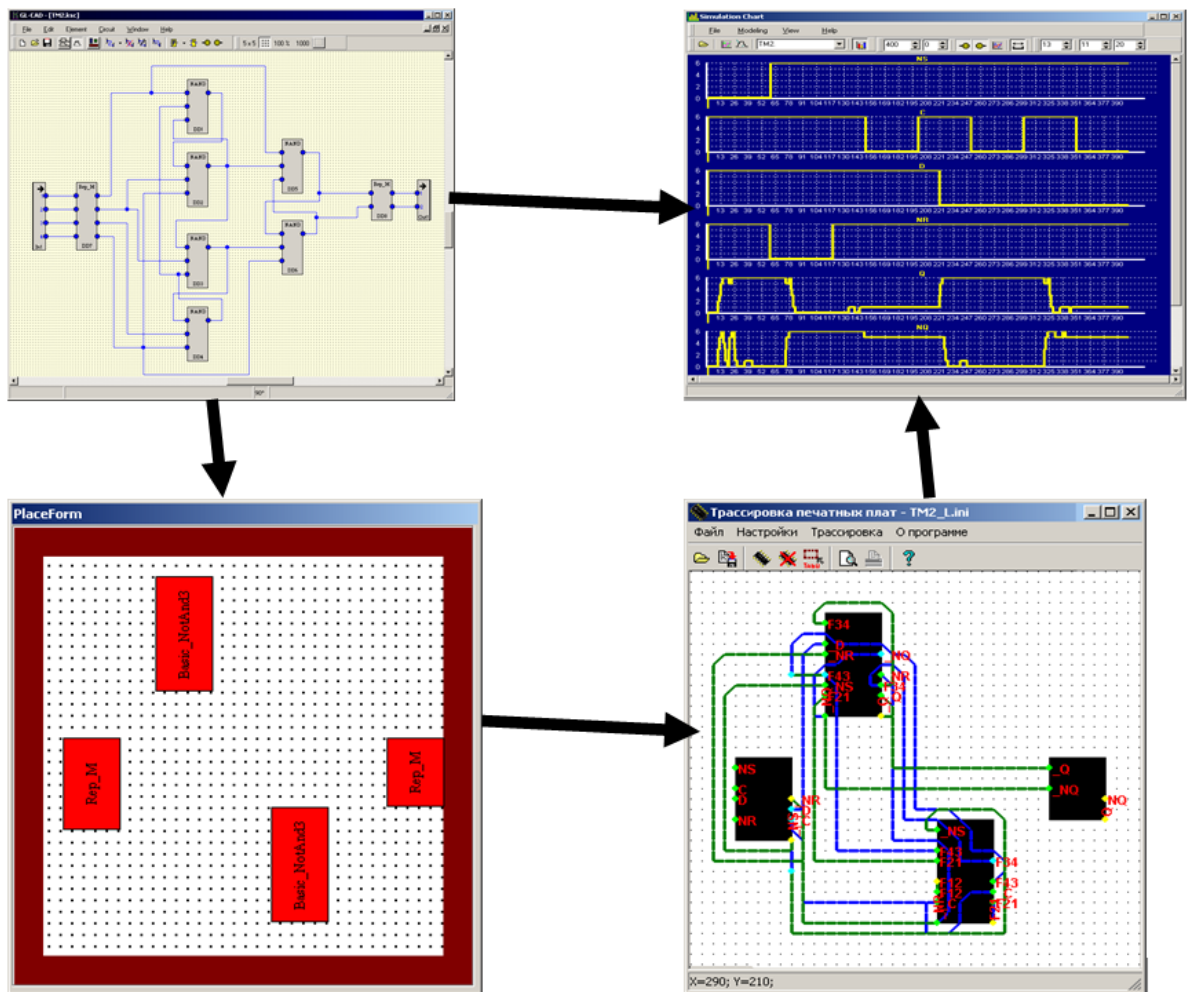


Рис. 1.33. Алгоритм проектування пристроїв у системі GL-CAD

РОЗДІЛ 2

ШЛЯХИ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ ЗАВАД

Проблема ЕМС ІКС виникає за наявності джерела завад і рецептора, який сприйнятливий до цієї завади. Коли джерело і рецептор знаходяться в межах однієї частини обладнання, то має місце «внутришньосистемна ЕМС». Однак за приналежності джерела та рецептора до різних пристроїв чи систем має місце «міжсистемна ЕМС». Для обмеження впливу завад під час виконання ІКС свого функціонального призначення слід визначати, як джерело завадоємисії пов'язано з рецептором. Сумісний розгляд джерела та рецептора визначає існуючі потенційні шляхи проникнення завад від одного до іншого (рис. 2.1) [9, 10].

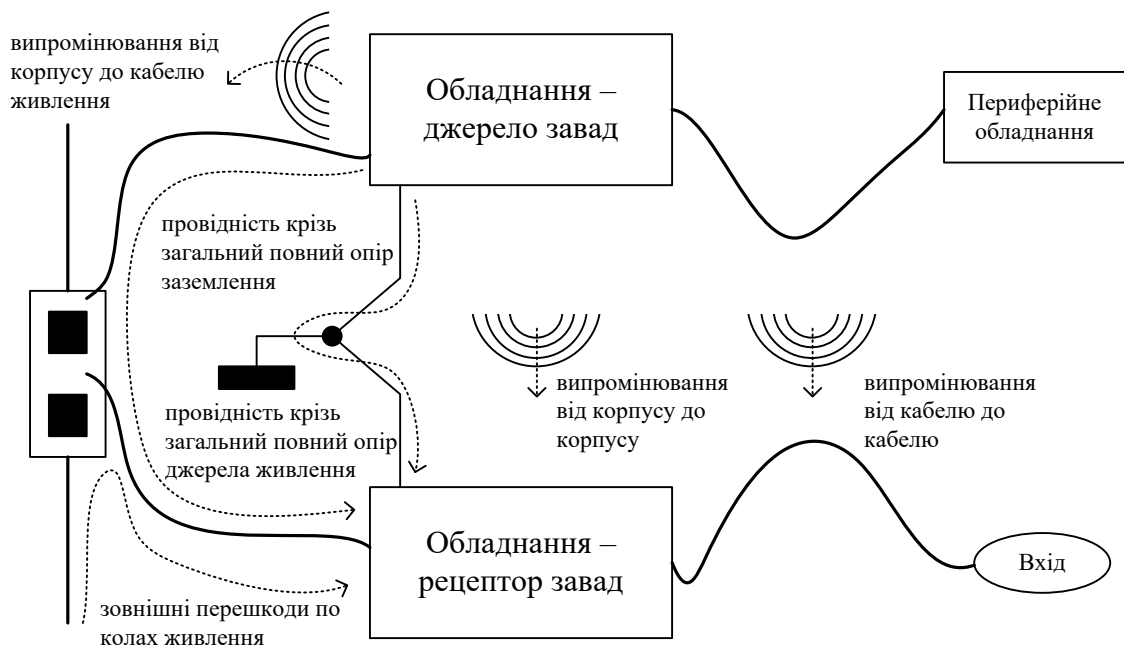


Рис. 2.1. Шляхи розповсюдження завад

Під час створення ІКС у першу чергу слід визначити характеристики завадоємисії та завадостійкості обладнання, що входять до її складу. Це дає змогу визначити можливі проблеми, які будуть обумовлені сильним зв'язком.

До складу більшості ІКС входять елементи, здатні приймати сигнали як антени, наприклад, кабелі, провідники друкованих плат, внутрішньопроводові і механічні конструкції. Ці елементи можуть ненавмисно передавати енергію через електричне, магнітне чи електромагнітне поле в колі, з яким вони мають зв'язок. У кожному з конкретних випадків внутрішньосистемні і зовнішні зв'язки між обладнанням змінюються за рахунок наявності екрануючих і діелектричних матеріалів, а також розташування та близькості перешкоджаючого та сприймаючого обладнання і особливо їхніх кабельних з'єднань. Фізичне рознесення провідників рецептора та джерела завад впливає на взаємну ємність та індуктивність. Результат зміни взаємної ємності при рознесенні двох провідникових ліній у вільному просторі наведено на рис. 2.2.

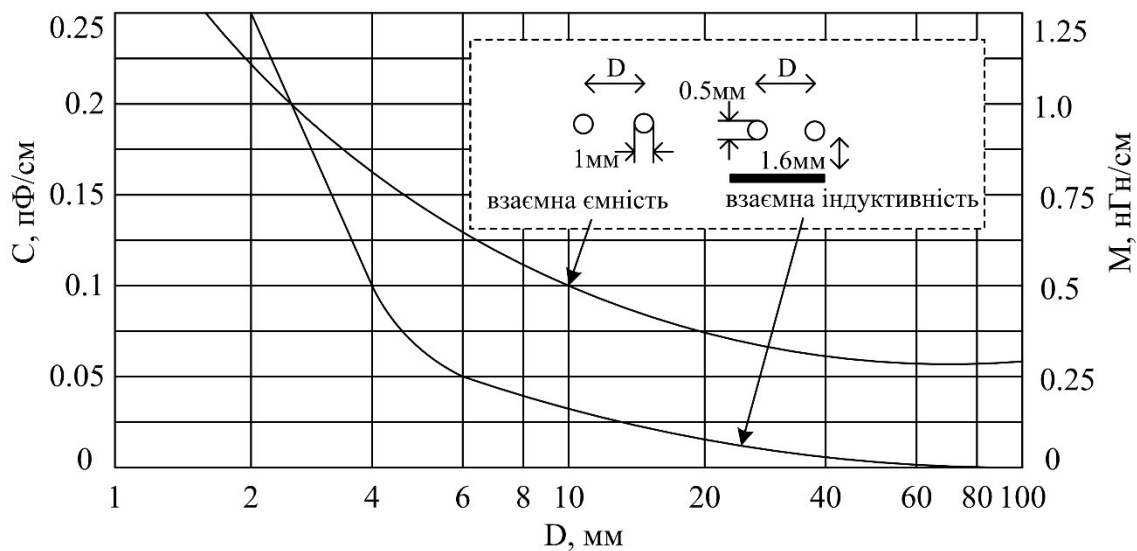


Рис. 2.2. Залежність взаємної ємності та індуктивності від відстані між провідниками

Відповідна залежність для визначення взаємної індуктивності двох провідників, розташованих над заземлюючою площиною, яка забезпечує зворотний шлях для струму, наведена на рис. 2.2.

Заземлюючі та екрануючі плоскості або підвищують завадний сигнал за рахунок відбиття, або зменшують його за рахунок поглинання. Зв'язок «провід – провід» може бути ємнісним або індуктивним і залежить від спрямованості

їхньої довжини та взаємного розташування. Діелектричні матеріали також можуть обмежувати поля розсіювання. Однак цей ефект дуже малий порівняно зі взаємодією провідників у більшості практичних ситуацій. Слід також зазначити, що індуктивний чи ємнісний механізм зв'язку має місце тільки в єдино можливій точці схеми. Тому таке припущення для кабелів і провідників друкованих плат не є справедливим. Коли зв'язок має місце в ближньому полі між колами на значній довжині, то обидва механізми взаємодіють сумісно. Еквівалентну схему двох провідників у кабелі наведено на рис. 2.3.

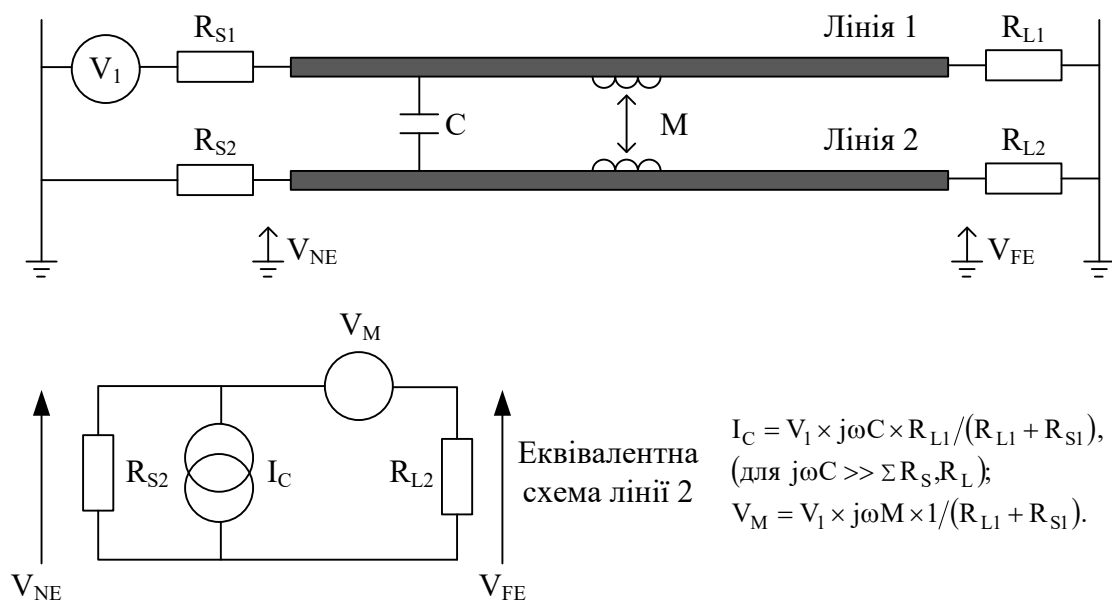


Рис. 2.3. Накладення індуктивного та ємнісного зв'язку

Завада, що виникає у другому колі за рахунок магнітного зв'язку, формується послідовно напругою на провіднику (V_M) і за рахунок ємнісного зв'язку, паралельно зі струмом (I_C). Тому загальна завада на кожному кінці провідника складається з суперпозиції цих двох джерел. Напруга за рахунок магнітного зв'язку складається послідовно з провідником і на одному кінці виникає у вигляді однакових знаків, а на іншому – дальньому кінці – у вигляді протилежних знаків. Це є явищем перехресних наведень. Вона визначає суть

термінів «перехресна завада на ближньому кінці кабелю» (NEXT) і «перехресна завада на дальньому кінці кабелю» (FEXT).

Проникнення завад здійснюється як за рахунок випромінювання у ближній зоні, так і за рахунок безпосереднього зв'язку.

2.1. Безпосередній зв'язок

2.1.1. Безпосередній зв'язок через лінії електроживлення

Завади можуть розповсюджуватися від джерела до рецептора через розподільну мережу електроживлення, до якої вони під'єднані. Для невеликих відстанях між пристроями зв'язок через кабель живлення може бути представлено еквівалентною схемою рис. 2.4.

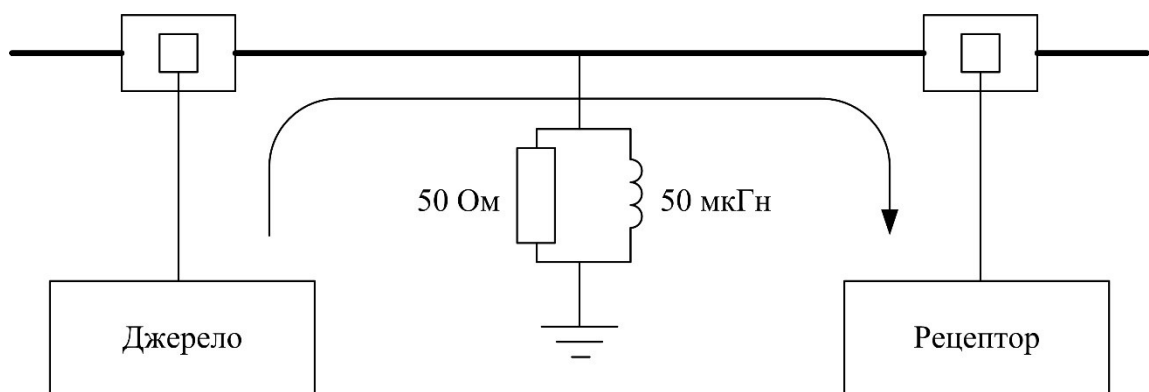


Рис. 2.4. Зв'язок через лінії електроживлення

Параметри еквівалентної схеми для лінії з розподільними параметрами, критерієм якого є довжина L , що перевищує ($L > \lambda/4$) чверть хвилі λ випромінювання, такі: хвильовий опір Z_0 знаходиться в межах від 2 до 2000 Ом; опір між фазою і землею в діапазоні від 9 кГц до 30 МГц складає 50 Ом/50 мкГн.

2.1.2. Безпосередній зв'язок через загальний опір

Зв'язок через загальний опір виникає завдяки опорі провідників, яким джерело завод пов'язано з рецептором. Найбільш розповсюдженим випадком загального повного опору є наявність з'єднувального провідника. Однак загальний опір може також виникати за рахунок взаємного індуктивного зв'язку між двома петлями струму чи взаємного ємнісного зв'язку між двома вузлами напруги. Таким чином, кожний вузол чи контур повсюди пов'язаний із усіма іншими подібними елементами. Практично ступінь зв'язку дуже швидко падає зі збільшенням відстані. На рис. 2.5 наведено схему зв'язку через загальний опір [16-20].

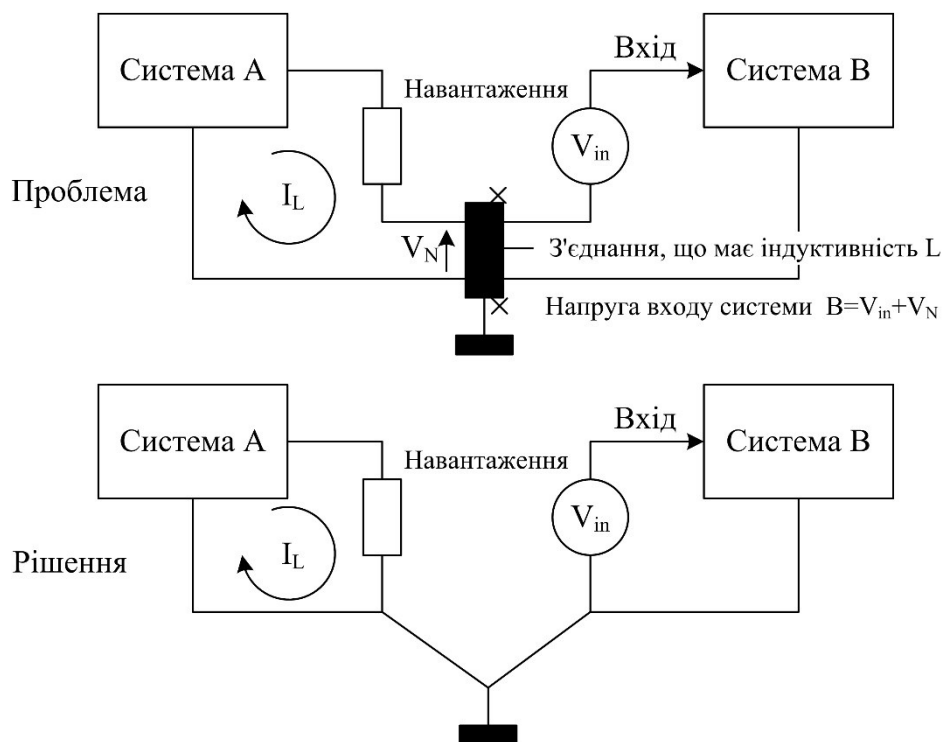


Рис. 2.5. Зв'язок через загальний опір

У випадку, коли джерело заводи (вихід системи А) використовує загальне з рецептором з'єднання з землею (вхід системи В), будь-який струм, що

протікає крізь загальний повний опір, створює напругу послідовно з входом системи В, величину якого визначає таке співвідношення:

$$V_N = -L \cdot di/dt ,$$

де L – власна індуктивність з'єднання, Гн .

Величину повного опору визначає довжина проводу чи провідника на друкованій платі. Висока швидкість зміни струму di/dt на виході сприяє більш ефективним зв'язкам за рахунок індуктивних властивостей повного опору. Вихід і вхід можуть бути частиною тієї самої системи. У цьому випадку існує паразитний зворотний зв'язок, який може стати причиною коливального процесу. Рішення полягає у формуванні роздільних кіл, щоб не було будь-яких загальних шляхів для протікання струму. Це застосовують до кіл, які можуть мати загальний опір, наприклад кола живлення.

2.2. Зв'язок через випромінювання у ближній зоні

2.2.1. Індуктивний зв'язок

Змінний струм, що протікає в провіднику, створює магнітне поле, яке у близько розташованих провідниках наводить напругу (рис. 2.6). Величину цієї напруги визначає таке співвідношення:

$$V_N = -M \cdot di/dt ,$$

де M – взаємна індуктивність пов'язаних провідників, Гн .

Еквівалентна схема для магнітного зв'язку (рис. 2.6) являє собою генератор напруги, який відкрито послідовно в коло рецептора.

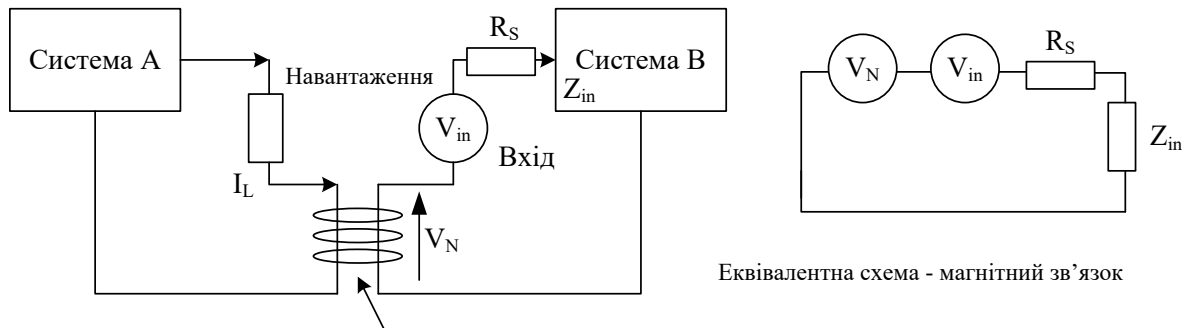


Рис. 2.6. Індуктивний зв'язок

На рівень зв'язку не впливає наявність безпосереднього з'єднання між цими двома колами. Рівень наведеної напруги не зміниться у випадках, чи будуть вони підключені до землі, чи будуть ізольовані. Взаємна індуктивність M залежить від площі контурів струму джерела та рецептора, їхньої орієнтації, відстані між ними та наявності будь-яких магнітних екранів. Типові значення для коротких відрізків кабелю знаходяться в межах $0,1 \dots 3$ мкГн. Розрахунок величини взаємної індуктивності M для типових випадків здійснюють за такими формулами:

- взаємна індуктивність між двома провідниками для $D/l \ll 1$

$$M = 0.002 \cdot l \cdot (\ln(2l/D) - 1 + D/l), \text{ мкГн};$$

- взаємна індуктивність між двома провідниками над заземленою площиною

$$M = 0.001 \cdot \ln\left(1 + (2h/D)^2\right), \text{ мкГн/см};$$

- індуктивність зворотного провідника кругового перетину d

$$L = 0.004 \cdot l \cdot (\ln(2D/d) - D/l + 0.25), \text{ мкГн};$$

- індуктивність поодинокого провідника діаметром d над площиною

$$L = 0.002 \cdot \ln(4h/d), \text{ мкГн/см}.$$

- індуктивність прямого провідника діаметром D

$$L = 0.002 \cdot l \cdot (\ln(4l/D) - 0.75), \text{ мкГн}.$$

На практиці приймають 20 нГн / дюйм, що складає приблизно 0,8 мкГн / м.

У цих співвідношеннях: l – довжина провідників, см; D – відстань між провідниками, см; h – висота розміщення провідників над площиною, см.

2.2.2. Ємнісний зв'язок

Зміна напруги на одному з провідників створює електричне поле. Воно може охоплювати близько розташовані провідники та наводити на ньому напругу (рис. 2.7), величину якого визначає таке співвідношення:

$$V_{in} = C_C \cdot Z_{in} \cdot dV_N / dt,$$

де C_C – взаємна ємність пов'язаних провідників, $n\Phi$.

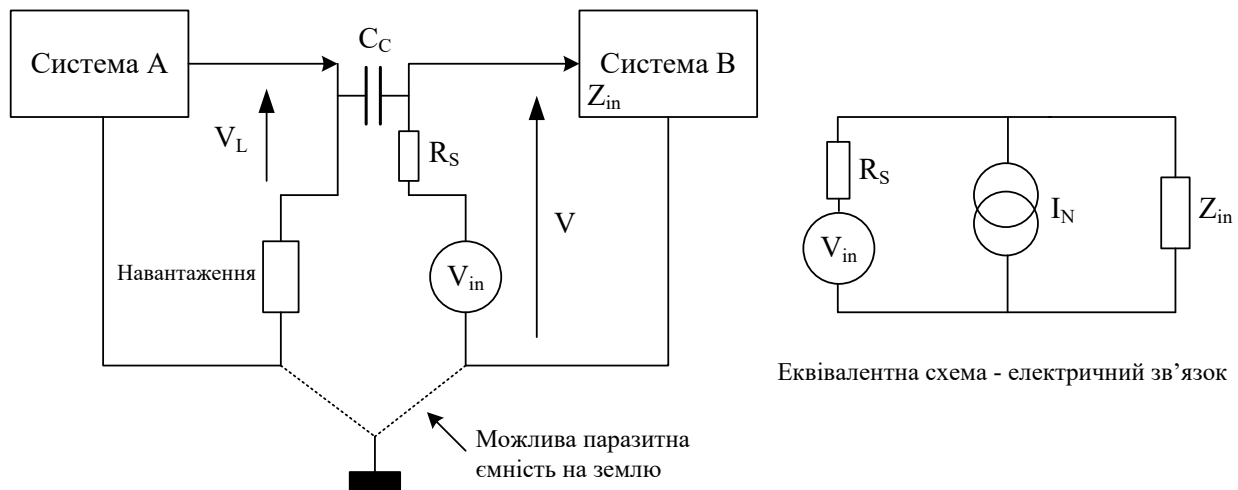


Рис. 2.7. Ємнісний зв'язок

Завади виникають нібито від джерела струму зі значенням $C_C \cdot Z_{in} \cdot dV_N/dt$. Величина C_C залежить від відстані між провідниками, їх ефективних просторових розмірів та наявності будь-якого екрануючого чи діелектричного матеріалу. Зазвичай два паралельних ізольованих провідники, що розташовані на відстані 2,5 мм один від одного, мають ємність зв'язку близько 50 пФ на метр.

Розрахунок величини взаємної ємності $C_C, n\Phi$ для типових випадків здійснюють за такими формулами:

- взаємна ємність між двома провідниками

$$C_C = 0.0885 \cdot l \cdot \pi / a \cosh(D/d),$$

де: d – діаметр провідників, см;

D – відстань між провідниками, см;

l – довжина провідників.

$$a \cosh x = \ln(x \pm \sqrt{x^2 - 1}); a \sinh x = \ln(x \pm \sqrt{x^2 + 1}); \operatorname{ath} x = 0.5 \ln((x + 1)(x - 1));$$

- ємність сфери радіусу r

$$C_C = 4\pi \cdot 0.0885 \cdot r = 1.1 \cdot r;$$

- ємність на одиницю довжини між концентричними циліндрами кругового перетину із внутрішнім радіусом r_1 та зовнішнім радіусом r_2 у вільному просторі, $n\Phi/cm$:

$$C_C = 0.0885 \cdot 2\pi / \ln(r_2/r_1);$$

- ємність між двома пластинами площею A на відстані d , $n\Phi$

$$C_C = 0.0885 \cdot A/d.$$

Коефіцієнт 0,0885 є діелектричною проникністю вільного простору ϵ_0 . Для інших матеріалів, при отриманні абсолютної діелектричної проникності цей коефіцієнт множать на відносну діелектричну проникність ϵ_r .

2.3. Моделі розповсюдження радіосигналів у вільному просторі

Для розрахунків ослаблення радіосигналів у вільному просторі між двома ізотропними антенами в телекомунікаціях застосовують модель Okumura-Nata, яка ґрунтується на низці емпіричних формул. Відповідно до цієї моделі основні втрати передачі радіосигналу $L(R)$, ∂B , під час їх розповсюдження на трасі протяжністю R , $км$, визначають такими співвідношенням:

$$L(R) = \alpha + \beta \cdot \lg(R),$$

де α , β - коефіцієнти, які залежать від типу місцевості, робочої частоти та висоти розташування антен. Коректне використання цієї моделі накладає певні обмеження, зокрема:

- антени базових станцій повинні бути розташовані вище оточуючих споруд;
- розмір чарунки структури мережі складає більше ніж один кілометр;
- втрати розповсюдження визначають процеси дифракції і розсіювання радіохвиль на висоті даху будівель;
- робоча частота f складає 150... 1000 МГц;
- висота антени базової станції h_{BC} складає 30 ... 200 м;
- висота антени абонентської станції h_{AC} складає 1... 10 м;
- протяжність траси R складає 1...20 км.

Додаткові обмеження застосовують також під час конкретизації траси розповсюдження радіосигналів [22-25]. Розрізняють **міську забудову**, яку характеризує багатоповерхова адміністративна і жила забудова, індустріальні райони. Щільність будівель достатньо висока, але може бути розбавлена зеленими насадженнями, невеликими скверами тощо. Основні втрати передачі радіосигналу $L_m(R)$ визначатиме таке співвідношення:

$$L_m(R) = 69,55 + 26,16 \cdot \lg(f) - 13,82 \cdot \lg(h_{BC}) - a(h_{AC}) + k[44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{BC})] \cdot \lg(R),$$

де f – робоча частота, МГц;

h_{BC} - висота антени базової станції, м;

h_{AC} - висота антени абонентської станції, м;

R – протяжність траси, км;

k – коефіцієнт розширення дії моделі для протяжності траси до 100 км:

для $R < 20$ км $k = 1$;

для 20 км $< R < 100$ км k обчислюється такими чином:

$$k = 1 + (0.14 + 1.87 \cdot 10^{-4} \cdot f + 1.07 \cdot 10^{-3} \cdot h_{BC}) \cdot \left[\lg\left(\frac{R}{20}\right) \right] \cdot 0.8.$$

Модель передмістя характеризується наявністю поодиноких житлових та адміністративних будівель, магазинів висотою 1-3 поверхи, великих площ зелених насаджень (дерев), паркових зон з окремими групами будівель щільної забудови. У цьому випадку основні втрати передачі радіосигналу $L_n(R)$ визначатиме таке співвідношення:

$$L_n = L_M - 2 \cdot \left[\lg\left(\frac{f}{28}\right) \right]^2.$$

Модель сільської місцевості характеризує відкритий простір із деякими будівлями, ферми, чагарники, шосе. У цьому випадку основні втрати передачі радіосигналу $L_c(R)$ визначатиме таке співвідношення:

$$L_c = L_M - 4,78 \cdot [\lg(f)]^2 + 18,33 \cdot \lg(f) - 35,94.$$

Модель відкритого простору характеризується наявністю озер, водосховищ, відкритих ділянок без насаджень, неродючих земель. У цьому випадку основні втрати передачі радіосигналу $L_e(R)$ визначатиме таке співвідношення:

$$L_e = L_M - 4,78 \cdot [\lg(f)]^2 + 18,33 \cdot \lg(f) - 40,94.$$

Приклад розрахунку міжсистемної ЕМС базових станцій

Постановка задачі: необхідно здійснити аналіз ЕМС між двома БС. Базова станція стандарту AMPS є джерелом завад, а базова станція стандарту CDMA є приймачем завад. Обидві базові станції працюють на одній несній частоті $f = 830$ МГц. Вхідні дані для розрахунку наведено в таб. 2.1 [39-42].

Таблиця 2.1.

Вхідні дані для розрахунку

1	Робочий діапазон, МГц	824-840 CDMA	824-840 AMPS
2	Потужність передавача БС, дБ	40 CDMA	40 AMPS
3	Чутливість приймача БС, дБ	- 102 CDMA	- 90 AMPS
4	Коефіцієнт підсилення антени радіопередавача у напрямку на радіоприймач РПД(ФРПМ), дБ	16 CDMA	16 AMPS
5	Коефіцієнт підсилення антени радіоприймача у напрямку на радіопередавач РПМ(ФРПМ), дБ	16 CDMA	16 AMPS
6	Рознесення каналів, кГц	1250 CDMA	30 AMPS
7	Захисне співвідношення (сигнал / завада), дБ	7 CDMA	9 AMPS
8	Середовище розповсюдження радіохвиль	Місто	
9	Згасання в антено-фідерному тракті РПД, дБ	$U_{РПД} = 1,51$	
10	Згасання в антено-фідерному тракті РПМ, дБ	$U_{РПМ} = 0,1$	
11	Ослаблення радіозавади у лінійному тракті РПМ, дБ	$N(\delta f) = 1$	
12	Втрати на трасі розповсюдження сигналів від РПД (БС AMPS – джерело завад) до РПМ (БС CDMA - рецептор завад), дБ.	$L(R)$	
13	Висота антени базової станції, м	$h_{БС} = 30$	
14	Висота антени абонентської станції, м	$h_{АС} = 1,5$	
15	Протяжність траси – відстань між базовими станціями, км	$R = 0,5$	

Аналіз ЕМС

Визначаємо потужність радіозавади P_{3I} , дБВт, на вході РПМ (БС CDMA):

$$P_{3I} = P_{РПД} + G_{РПД(\phi РПМ)} + G_{РПМ(\phi РПД)} - U_{РПД} - U_{РПМ} - N(\delta f) - L(R),$$

$$P_{3I} = 40 + 16 + 16 - 1,51 - 0,1 - 1 - L(R) = 69,39 - L(R).$$

Визначаємо втрати на розповсюдження у місті:

$$L_m(R) = 69,55 + 26,16 \cdot \lg(f) - 13,82 \cdot \lg(h_{BC}) -$$

$$- a(h_{AC}) + k[44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{BC})] \cdot \lg(R).$$

З огляду на те, що $R < 20$ км, приймаємо $k = 1$.

Визначаємо коригуючий коефіцієнт на висоту абонентської станції:

$$a(h_{AC}) = (1,1 \cdot \lg(f) - 0,7) \cdot h_{AC} - 1,56 \cdot \lg(f) + 0,8,$$

$$a(h_{AC}) = (1,1 \cdot \lg 830 - 0,7) \cdot 1,5 - 1,56 \cdot \lg 830 + 0,8 = 0,0128.$$

Втрати на розповсюдження радіохвиль в місті складають

$$L_m(R) = 69,55 + 76,39 - 20,45 - 0,0128 - 10,562 = 114,915 \quad \text{дБ}.$$

Потужність радіозавади з урахуванням втрат в місті складає

$$P_{3I} = 69,39 - L(R) = 69,39 - 114,915 = -45,53 \quad \text{дБВт}.$$

Рівняння ЕМС для радіоелектронних систем

$$P_{min} - P_{3I} \geq A + k \cdot (\sqrt{2} - 1) \cdot \sigma,$$

де $P_{min} = -102$ дБ – чутливість приймача;

$P_{3I} = -45,53$ дБ – потужність радіозавади на вході CDMA;

$A = 7$ дБ – захисне відношення сигнал / завада (внутрішньосистемні завади);

$k=1,65$ – коефіцієнт, який враховує припустимий відсоток погіршення якості радіозв'язку нижче заданого рівня;

$\sigma = 6$ дБ – мінімально припустимий рівень сигналу, при якому в системі CDMA забезпечується прийнятна якість мовлення.

При цьому рівняння ЕМС для радіоелектронних систем набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} -102 - (45,53) &\geq 7 + 1,65 \cdot 0,414 \cdot 6, \\ -56,47 &\geq 11,1 \end{aligned}$$

і умови нерівності не виконуються.

Висновок. Взаємна беззавадова робота неможлива.

Рекомендації щодо покращення електромагнітної обстановки.

Передавач БС стандарту CDMA має меншу потужність випромінювання у смузі частот у порівнянні з передавачем БС AMPS. Подальші рекомендації слід відносити до налаштувань БС стандарту AMPS. Для цього слід:

- зменшити потужність $P_{РПД}$ БС стандарту AMPS, що у свою чергу призведе до зменшення зони обслуговування;
- зменшити $G_{РПД(\phi РПМ)}$ – коефіцієнт підсилення антени передавача БС стандарту AMPS у напрямку приймача БС стандарту CDMA;
- зменшити $G_{РПМ(\phi РПД)}$ – коефіцієнт підсилення антени приймача БС стандарту CDMA у напрямку передавача БС стандарту AMPS.
- змінити несну частоту БС AMPS.

Це досягається шляхом застосування спрямованих (секторних) антен та їх орієнтацією у просторі.

РОЗДІЛ 3

ВПЛИВ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАД НА ЕЛЕМЕНТНУ БАЗУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

3.1. Електромагнітна сумісність напівпровідникових структур

Одна із задач електромагнітної сумісності полягає у визначенні механізмів виникнення і розвитку тимчасової втрати працездатності напівпровідникових елементів за наявності зовнішнього електромагнітного випромінювання. Зокрема, це стосується взаємодії потоку заряджених часток із власними коливаннями напівпровідникової структури, які є основою комплектуючих радіовиробів [43-45]. Це дозволяє визначити часові характеристики режиму генерації коливань – інкременту нестійкості. Виникнення режиму генерації призводить до спотворення вольт-амперних характеристик пристроїв та появи ділянок з негативним опором. При встановленні взаємозв'язку між електромагнітними полями поверхневих коливань та хвильовими функціями потоку електронів на межі використана методика із застосуванням рівняння Шредингера та додаткових умов щодо збуджених хвильових функцій електронів пучка. Розглянемо взаємодію плазмених коливань двомірного електронного газу з потоком заряджених часток, який прямує по нормалі до межі розділу середовищ.

Нехай на межі двох середовищ із різними електромагнітними властивостями є нескінченно тонкий прошарок електронів, поведінку яких описує рівняння Шредингера із потенційним бар'єром $U(y) = -V_0\delta(y)$.

$$\frac{\hbar^2}{2m} \Delta \Psi_k + [\varepsilon_k - V_0\delta(y)]\Psi_k = 0, \quad (3.1)$$

де ε_k – енергія частки;

m_e – ефективна маса.

Для знаходження їх спектра уявимо хвильову функцію частки Ψ_k в області $y < 0$ та $y > 0$ таким чином:

$$\Psi_{1,2} = B_{1,2k} \exp(\pm \chi y + i(k_x x + k_z z - \varepsilon_k t / \hbar)), \quad (3.2)$$

де k_x, k_z – компоненти хвильового вектора в напрямку, паралельному межі розділу $\chi = \left[k_x^2 + k_z^2 - (2m/\hbar^2) \varepsilon_k \right]^{1/2} > 0$.

На межі розділу $y = 0$ виконується умова рівності хвильових функцій, а похідна від хвильових функцій отримує розрив.

$$\frac{\hbar^2}{2m} \left(\frac{\partial \Psi_{1k}(0)}{\partial y} - \frac{\partial \Psi_{2k}(0)}{\partial y} \right) = -U_0 \Psi_{1k}(0); \quad (3.3)$$

$$\Psi_{1k}(0) = \Psi_{2k}(0).$$

Звідси походить, що $\hbar^2 \chi / m_e = V_0$. Хвильова функція нормована таким чином, що $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \Psi_k^* \Psi_k = N_0 \exp(-2\chi|y|)$; N_0 - щільність часток.

Частота плазмених коливань 2D електронів буде дорівнювати [44]

$$\omega_s^2 = \frac{4\pi e^2 N_0 d |q_x|}{m_e (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}; \quad d = \frac{l}{\chi}; \quad |q_x| d \ll l \quad (3.4)$$

Якщо припустити, що $\varepsilon_i = \varepsilon_{0i} - \frac{\omega_{0i}^2}{\omega^2}$, то частота поверхневих плазмених

коливань матиме такий вигляд.

$$\omega_s = \frac{\Omega_s}{(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)^{1/2}}; \quad \Omega_s = \sqrt{\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_0^2 d|q_x|}; \quad \omega_0^2 = \frac{4\pi e^2 N_0}{m_e}. \quad (3.5)$$

Здійснивши стандартну процедуру квантування енергії електромагнітного поля поверхневих плазмонів, отримуємо співвідношення для оператора вектора – потенціалу.

$$\hat{A}_\alpha(\vec{r}, t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \left(\frac{4\pi\hbar c}{V\omega_s(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)} \right)^{1/2} e_l \exp(i\vec{q}_l \vec{r}) (\hat{a}_{\vec{q}}(t) + \hat{a}_{-\vec{q}}^+(t)), \quad (3.6)$$

де $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – не містять частотної дисперсії.

Припускаємо далі, що крізь прошарок прямує (інжектуються) зовнішній потік заряджених часток (електронів). Для знаходження матричних елементів гамільтоніану взаємодії плазмонів з цим потоком використовуємо таке співвідношення:

$$\hat{H}^{int} = -\frac{1}{c} \int \hat{j}(\vec{r}, t) \cdot \hat{A}(\vec{r}, t) d\vec{r}, \quad (3.7)$$

де $\hat{j} = e\hbar / (2im) \sum_{\rho=1}^3 (\hat{\Psi}_\rho^+ \vec{\nabla} \hat{\Psi}_\rho - \vec{\nabla} \hat{\Psi}_\rho^+ \hat{\Psi}_\rho)$ - оператор щільності повного електронного струму, який включає падаючий ($\rho = 1$), відбитий ($\rho = 3$) та проникний ($\rho = 2$) струми; m - ефективна маса електрона, що інжектуються. При цьому оператори хвильових функцій мають таке вигляд:

$$\begin{aligned}
\hat{\Psi}_1 &= \sum_k e^{ik} y^y \hat{\Psi}_k(x, z, t); & \hat{\Psi}_2 &= \sum_k \alpha_k e^{-ik_y} y^y \hat{\Psi}_k(x, z, t); \\
\hat{\Psi}_3 &= \sum_k \beta_k e^{ik} y^y \hat{\Psi}_k(x, z, t); & & \\
\hat{\Psi}_k(x, z, t) &= \frac{\hat{b}_k(t)}{\sqrt{V}} e^{i(k_x x + k_z z)},
\end{aligned} \tag{3.8}$$

де $\hat{b}_k^+(t) = \hat{b}_k^+(0) \exp(i(\varepsilon_h / \hbar)t)$ та $\hat{b}_k(t) = \hat{b}_k(0) \exp(-i(\varepsilon_h / \hbar)t)$ – оператори народження та знищення електронів; V - об'єм системи.

Закон дисперсії електронів припускає бути квадратичним

$$E_k = \frac{\hbar^2 (k_x^2 + k_y^2 + k_z^2)}{2m_0}.$$

Коефіцієнти α_k і β_k знаходимо з граничних умов і для функцій $\hat{\Psi}_{1,2,3}$ мають такий вигляд:

$$\alpha_k = \frac{i\hbar^2 k_y}{m U_0 + i\hbar^2 k_y}; \quad \beta_k = \frac{-m V_0}{m V_0 + i\hbar^2 k_y}. \tag{3.9}$$

Оператор енергії взаємодії часток із плазмонами матиме такий вигляд:

$$\hat{H}^{int} = \sum_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}} W^{(p)}_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}} \hat{b}_{\bar{k}'}^+ (\hat{a}_{\bar{q}}(t) + \hat{a}_{-\bar{q}}^+(t)) \hat{b}_{\bar{k}}(t),$$

де $W_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}}$ – матричний елемент гамільтоніану взаємодії, який визначають такі співвідношення:

$$W^{(1)}_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}} = F \frac{k'_y + k_y + i(k'_x + k_x)}{k'_y - k_y + i|q_x|}, \quad (3.10)$$

$$W^{(2)}_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}} = F \frac{k'_y + k_y - i(k'_x + k_x)}{k'_y - k_y - i|q_x|} \alpha_{k'}^* \alpha_k, \quad (3.11)$$

$$W^{(3)}_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}} = F \frac{k'_y + k_y - i(k'_x + k_x)}{k'_y - k_y - i|q_x|} \beta_{k'}^* \beta_k, \quad (3.12)$$

$$F = \frac{e}{m V} \left[\frac{\pi |q_x| \hbar^3}{2\omega_q (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)} \right]^{1/2}$$

Кінетичне рівняння набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{\partial N_q}{\partial t} = & \frac{2\pi}{\hbar} \sum_{\bar{k}'\bar{k}} |W_{\bar{k}'\bar{q}\bar{k}}|^2 [(N_{\bar{q}} + 1)n_{\bar{k}}^{(p)}(1 - n_{\bar{k}'}^{(p)}) - \\ & - N_{\bar{q}}n_{\bar{k}'}^{(p)}(1 - n_{\bar{k}}^{(p)})] \delta(E_{\bar{k}'} - E_{\bar{k}} - \hbar\omega_{\bar{q}}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Припускаємо, що розподіл часток описує таке співвідношення:

$$n_{\bar{k}}^{(p)} = (2\pi)^3 n_p \delta(k_x) \delta(k_y - k_p) \delta(k_z),$$

де $n_2 = |\alpha_k|^2 n_1$; $n_3 = |\beta_k|^2 n_1$; $k_1 = k_2 = k_0$; $k_3 = -k_0$.

Приймаючи до уваги нерівність $\frac{\hbar^2 k_0^2}{2} \gg \hbar\omega_q$, отримуємо такий вираз для

інкременту $\gamma = \frac{\partial N_q}{N_q \partial t}$ поверхневих плазмонів в 2D електронному газі:

$$\gamma = \frac{\partial N_q}{N_q \partial t} = \frac{\omega_b^2 |q_x| v_0}{2\Omega_s} (1 + R^3 + D^3), \quad (3.14)$$

де $R = |\beta_k|^2$ – коефіцієнт відбиття часток від бар'єру;

$D = |\alpha_k|^2$ – коефіцієнт проникнення часток крізь бар'єр.

Підставивши до співвідношення (14) значення R, D , які визначені через

$$k_0, \chi, \text{ та вводячи } \eta = \frac{\chi^2}{k_0^2}, \text{ отримуємо } \gamma = \frac{\omega_b^2 |q_x| v_0}{\Omega_s} Z, \text{ де } Z = 1 - \frac{3}{2} \frac{\eta^2}{(1+\eta)^4}.$$

У той же час, з урахуванням співвідношення (6), де $\chi = \frac{2m_e U_0 a}{\hbar^2}$,

$$\text{виходить, що } \gamma = \frac{\omega_b^2 |q_x| v_0}{\Omega_s} Y, \text{ де } Y = \frac{1}{1+\eta}.$$

Таким чином, потенційний бар'єр проявляє себе зовсім різними чином, у випадку, коли процес взаємодії плазмонів і електронів детерміновано чи має характер випадкових зіткнень [50]. Так, при $\eta = 0$ співвідношення для інкрементів співпадають, а $Z = Y = 1$. Із зростанням η функція Y зменшується, та за $\eta \rightarrow \infty$ перетворюється на нуль. Функція Z проходить через мінімум при $\eta = 1$, а при $\eta \rightarrow \infty$ вона обертається на одиницю та стає менш чутливою до потенціального бар'єру.

Під час визначення інкрементів нестійкості з кінетичних рівнянь в умовах

$$k_0^2 \gg \frac{\omega^2}{v_0^2} \text{ було розглянуто тільки процес розсіяння електронів на потенціалі}$$

поверхневого плазмону тільки по ходу пересування частинки, та було знехтувано зворотним процесом розсіювання. Скориставшись формулою (3.10), здійснимо порівняння матричних елементів для цих процесів. Розглянемо

$$\text{множник } C = \frac{k'_y + k_y + i(k'_x + k_x)}{k'_y - k_y + i|q_x|} \text{ в формулі (3.12). Покладемо } k_y = k_0, k_x = 0, k'_x = q_x.$$

Хвильовий вектор k'_y розсіяного вперед електрона дорівнює $k'_y = k_0 \pm \frac{\omega}{v_0}$. Тоді,

з огляду на те, що $q_x^2 \ll \frac{\omega^2}{v_0^2}$; $k_0^2 \gg q_x^2$, маємо $|C_1|^2 = \frac{4k_0^2 v_0^2}{\omega^2}$. Хвильовий вектор

електрона, розсіяного назад, дорівнює $k'_y = -(k_0 \pm \frac{\omega}{v_0})$. При цьому отримуємо

$$|C_2|^2 = \frac{\omega^2}{4k_0^2 v_0^2}. \text{ Вочевидь}$$

$$\left| \frac{C_2}{C_1} \right|^2 = \frac{\omega^4}{16k_0^4 v_0^4} \ll 1. \quad (3.15)$$

Таким чином, у випадку, коли кінетична енергія електрона менша за енергію поверхневого плазмону, має місце процес поглинання енергії поверхневих коливань. Величину декременту плазмонів при їх взаємодії з моноенергетичним потоком заряджених часток визначаємо, нехтуючи впливом потенційного бар'єру на межі розділу середовищ. При цьому кінетичне рівняння для плазмонів має вигляд

$$\frac{\partial N_q}{\partial t} = \frac{2\pi}{\hbar} N_q n_0 \sum_{k_y} |W|^2 \delta(E_{k'} - \frac{\hbar^2 k_0^2}{2m} - \hbar\omega_s). \quad (3.16)$$

У зв'язку з тим, що хвильовий вектор розсіяного електрона $k'_y = \pm k_+$ є найбільшою складовою у співвідношеннях (3.16), матричний елемент $|W| = |W_{k_0 \vec{q} \vec{k}}|^{(1)} + |W_{k_0 \vec{q} \vec{k}}|^{(2)}$ дорівнюємо $2F |W|^2$, підставляємо значення $|W|^2$ та, замінюючи складання інтегруванням, знаходимо декремент

$$\gamma = -\frac{\omega_b^2 |q_x|}{\omega_s k_+ (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}, \quad (3.17)$$

$$\text{де } k_+ = \sqrt{k_0^2 + \frac{2m\omega_s}{\hbar}}.$$

Із зростанням k_0 абсолютне значення декременту зменшується та біля деякого порогового значення $k_0^2 > \frac{2m\omega_s}{\hbar}$ перетворюється на нуль. Подальше збільшення k_0 призводить до зміни знаку γ та інкремент за умов $k_0^2 > \frac{2m\omega_s}{\hbar}$ набуває такого вигляду: $\gamma \approx \frac{\omega_b^2 |q_x| v_0}{\Omega_s}$. Для розвитку нестійкості необхідно, щоб величина γ перевищувала затухання плазмонів, яке обумовлено процесами розсіювання електронів на різних об'єктах, наприклад, домішки, фонони та ін. Затухання плазмонів, що викликане цим процесом, дорівнює $\nu/2$, де ν - найбільша характерна частота релаксації імпульсу електронів. Крім того, необхідно, щоб довжина вільного пробігу електронів в потоці перевищувала глибину проникнення поверхневого плазмону.

Наведемо чисельні оцінки для гетероструктури $Al_xGa_{1-x}As - GaAs - Al_xGa_{1-x}As$ із двомірним електронним газом на межі розділу середовищ при $k_0^2 \gg \frac{2m\omega_s}{\hbar}$. При $\Omega_s = 10^{12} \text{ c}^{-1}$, $d \sim 2 \cdot 10^{-7} \text{ см}$ $q_x \approx 10^5 \text{ см}$, $v_0 \sim 10^7 \text{ см}$, $\frac{\omega_b^2}{\Omega_s^2} \approx 0,1$ інкремент сягає величини $0,1\Omega_s$, що перевищує $\nu \leq 10^{11} \text{ c}^{-1}$.

Таким чином, визначено один із видів зворотних відмов напівпровідникової елементної бази телекомунікаційних систем, що ґрунтується на взаємодії струму, наведеного зовнішнім випромінюванням та власними полями структур, які комплектують пристрій.

Під час руху заряду в матеріальному середовищі створюється електромагнітне поле, величину якого визначає не тільки величина заряду та його швидкість, але й діелектричні властивості середовища. Перетинаючи межу розмежування середовищ, поле, яке створює заряд, змінюється, частина його відривається від частинки та випромінюється у простір. Випромінювання, яке виникає при цьому, має назву перехідного. Таким чином, виникає безперервний

процес перетворення енергії заряду на енергію власних коливань структури. В структурі встановлюється режим генерації коливань. Електронна система втрачає частину своєї енергії, а зростання струму супроводжує падіння напруги, що призводить до появи ділянок вольт-амперної характеристики із негативним опором. При цьому режим генерації характеризується експоненціальним зростанням амплітуди власних коливань структури ($\approx \exp(+\gamma t)$), де γ - інкремент нестійкості. Власні частоти визначає концентрація носіїв струму, діелектрична проникливість та розміри. Наприклад, для високочастотних та імпульсних напівпровідникових діодів власні частоти знаходяться в субміліметровому діапазоні. Наявність області з негативним опором на вольт-амперній характеристиці (рис. 3.1) характеризує можливість появи одного з типів зворотних відмов як наслідок трансформації енергії наведеного струму на енергію коливань, що випромінюється до оточуючого середовища.

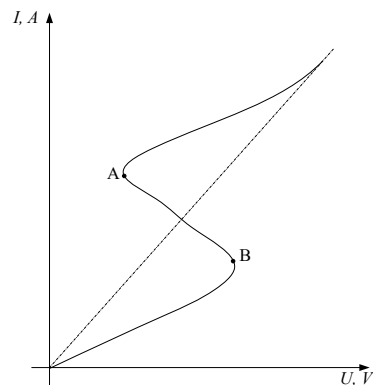


Рис. 3.1. Вольт-амперна характеристика діоду (А - В – спотворення характеристики за умов дії електромагнітного випромінювання)

Визначення наявності ділянки прямого струму із негативним опором в залежності від параметрів діоду та зовнішнього електромагнітного випромінювання здійснюємо на основі експериментальних даних, отриманих під час експерименту. В сучасних швидкодіючих імпульсних пристроях перетворення напруги часто використовують діод кремнієвий планарний з бар'єром Шоттки 2Д 922 2В та діод кремнієвий епітаксіальний КД 409 А. Тому

вони обрані як приклад для отримання експериментальних даних. Електричні характеристики діодів та вимоги до характеристик експериментальної установки для отримання даних наведено в табл. 3.1 та 3.2, а схема установки – на рис. 3.2 [55-57].

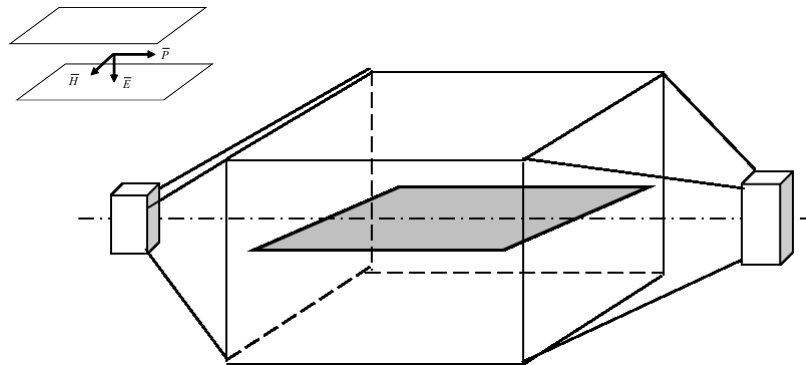


Рис. 3.2. Схема експериментальної установки

Таблиця 3.1

Електричні характеристики діодів

<i>Характеристики</i>		<i>2Д922В</i>	<i>КД409А</i>
Електричні параметри	Постійний зворотний струм, мкА	$T1 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$0,5 (U_{зв} = 10\text{В})$
		$T2 = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	$10 (U_{зв} = 10\text{В})$
	Загальна ємність, пФ	$1,0 (U_{зв} = 0)$	$2,0$ $U_{зв} = 15\text{В}$
	Індуктивність, нГн	$1,0$	$4,0$
Граничні експлуатаційні дані	Постійна зворотна напруга, В		10
	Постійний струм, мА	$T1 = 35 \text{ }^\circ\text{C}$	15
		$T2 = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	25
	Імпульсний прямий струм, мА	$T1 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	500
$T2 = 100 \text{ }^\circ\text{C}$		250	
Температура зовнішнього середовища $^\circ\text{C}$		<i>від -60 до + 100 $^\circ\text{C}$</i>	

Характеристики експериментальної установки

<i>Параметр</i>	<i>Величина</i>
Напруженість електричного поля, кВ/м	від 10^{-3} до 200
Напруженість магнітного поля, А/м	від 0,1 до 530
Тривалість фронту імпульсу, нС, не більше, ніж	1
Тривалість імпульсу на рівні 0,5, мкС, не більше, ніж	100
Розміри робочого об'єму, мм, не менше, ніж: за планом за висотою	500*500 150

Таким чином, були отримані залежності амплітуди імпульсу напруги U від величини прямого струму діоду I для кожного з рівнів електромагнітного випромінювання ($E = 10 \frac{\text{кВ}}{\text{м}}$; $20 \frac{\text{кВ}}{\text{м}}$; $30 \frac{\text{кВ}}{\text{м}}$) та визначені відповідні ділянки вольт-амперних характеристик. Аналіз експериментально отриманих залежностей виявляє наявність ділянок із негативним диференціальним опором. При цьому характер відхилення вольт-амперної характеристики, яку отримано під час експерименту, не залежав від амплітуди імпульсу випромінювання.

Результати порівняльного аналізу експериментальних та розрахункових даних дозволяють вирішити задачу оптимізації ступеня спотворення робочих характеристик напівпровідникових виробів та визначити кількісні показники їх зворотних відмов в умовах дії імпульсного електромагнітного випромінювання.

3.2. Вплив імпульсних завад на елементну базу телекомунікаційних систем

Напівпровідникові структури є найбільш вразливими до дії електромагнітних випромінювань. При цьому основною характеристикою, яка

визначає рівень працездатності напівпровідникової елементної бази, є порогова енергія ушкоджень. Це енергія, виділення якої у пристрої викликає вихід за норми будь-якого з параметрів, що встановлені документацією. Для імпульсної напруги із тривалістю імпульсу $\tau_i \leq 0,1$ мкс ця енергія постійна та є критичною енергією ушкоджень.

Елементна база

Діоди. Питома порогова потужність P/S , кВт/см², за якої виникає відмова р-п –переходів, залежить від тривалості імпульсу (t , мкс) та визначається такими співвідношенням:

$$P/S = K_d \cdot t^{-1/2},$$

де K_d – коефіцієнт деградації, який визначають на ґрунті експериментальних досліджень.

Залежність питомої порогової потужності від тривалості імпульсу $P_{кр}/S = f(\tau)$ (залежність Вунша-Белла) наведено на рис. 3.3. При цьому $P_{кр}$ є потужність струму, який проходить крізь поперечний перетин S р-п-переходу, за яким настає катастрофічна відмова діода (транзистора) [58].

Значення критичної та порогової енергії ушкоджень напівпровідникових елементів наведено в табл. 3.3.

Таким чином, енергія ушкодження діодів знаходиться у межах $10^{-4} - 10^{-8}$ Дж .

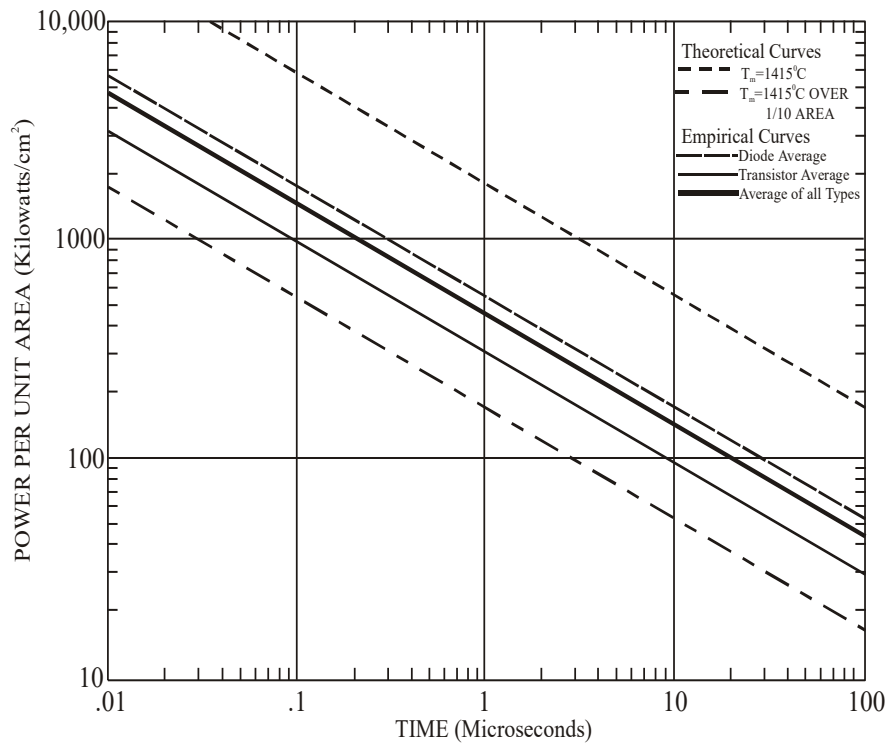


Рис. 3.3. Залежність питомої порогової потужності від тривалості імпульсу

Таблица 3.3

Значення критичної та порогової енергії ушкоджень

<i>Тип та призначення напівпровідникового елемента</i>	<i>Енергія ушкоджень, Дж</i>	
	<i>критична при $\tau_i \leq 0,1$ мкс</i>	<i>порогова при $\tau_i = 50$ мкс</i>
Кремнієві випрямлячі	$(1...3) 10^{-4}$	$(1...7) 10^{-3}$
Тунельні діоди	$(1...8) 10^{-5}$	$(5...10) 10^{-3}$
Високочастотні діоди	$(1...5) 10^{-8}$	$(1...3) 10^{-5}$
Низькочастотні транзистори	$(2...6) 10^{-5}$	$(3...6) 10^{-4}$
Перемикальні транзистори	$(2...6) 10^{-6}$	$(2...5) 10^{-5}$
Інтегральні мікросхеми	$(8...10) 10^{-7}$	$(3...6) 10^{-6}$
Логічні мікросхеми	$(1...5) 10^{-7}$	$(1...4) 10^{-6}$

Транзистори. Діапазон напруги пробою для кремнієвих високочастотних елементів складає $15-65\text{ В}$. У той же час арсенід – галієві польові транзистори зазвичай мають напругу пробою 10 В , а енергія ушкоджень знаходиться у межах $10^{-5} - 10^{-6}\text{ Дж}$.

Тиристори. Вплив електромагнітних завад на тиристори полягає у небажаному його ввімкненні позитивним імпульсом між управляючим електродом і катодом за умов швидкості зростання позитивної напруги du/dt між анодом і катодом, що перевищує припустиму. Крім того, ввімкнення тиристора відбувається прямою напругою між анодом і катодом, яка перевищує номінальну.

Мікросхеми. Діапазон порогової енергії розвитку незворотних деградаційних процесів в інтегральних мікросхемах наведено на рис. 3.4, а статистичний розподіл відмов на рис. 3.5.

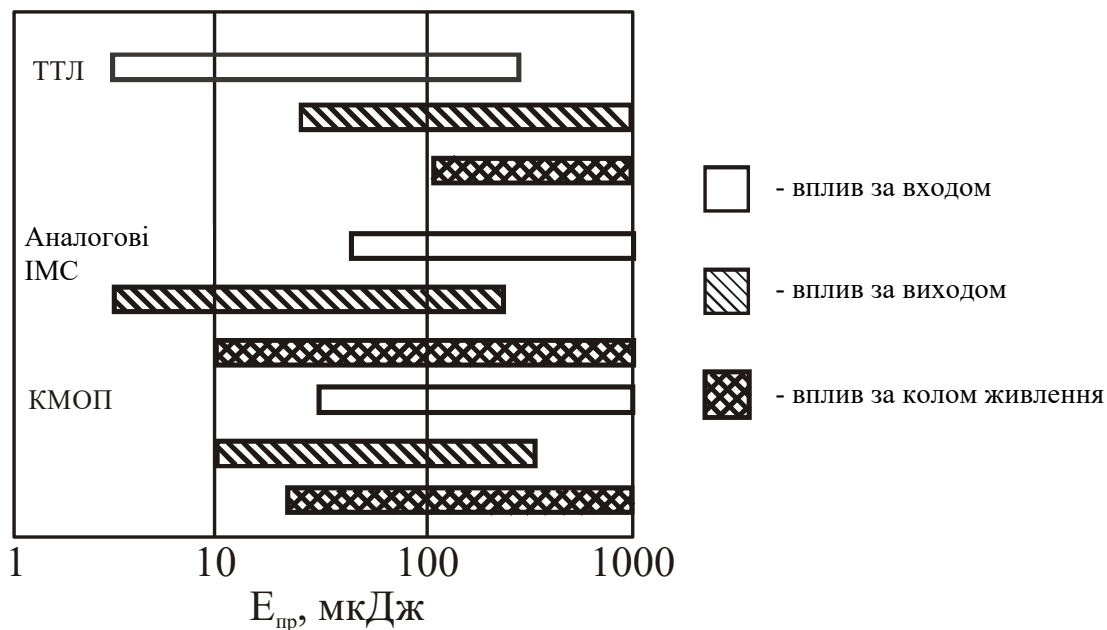


Рис. 3.4. Залежність порогової енергії від типу мікросхеми

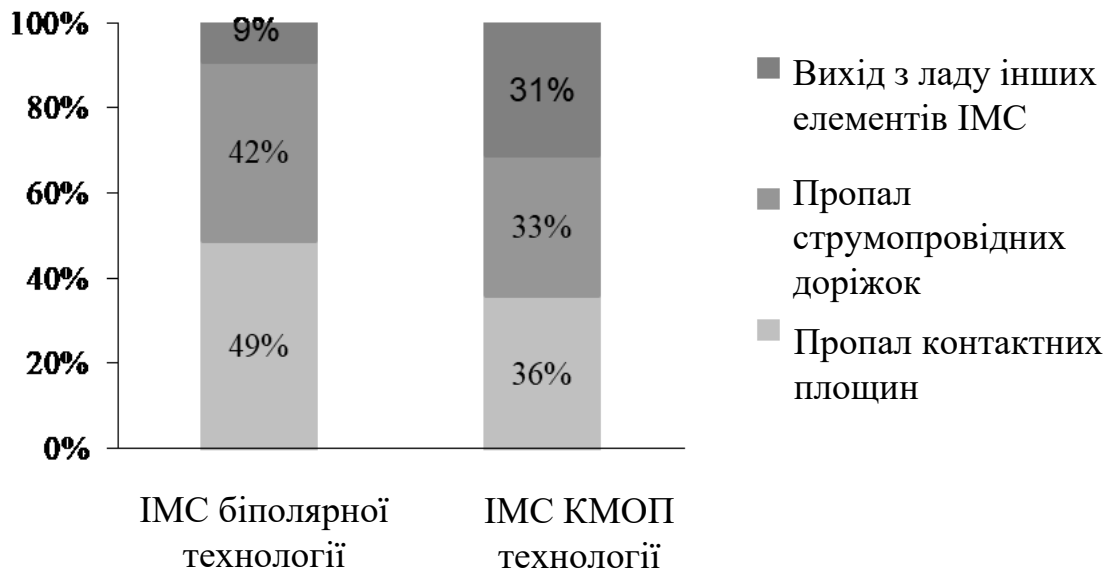


Рис. 3.5. Статистичний розподіл відмов мікросхем

Механізм виникнення відмов на кристалі інтегральної мікросхеми наведено на рис. 3.6, а фрагмент типової топології кристалу мікросхеми та механізм утворення розрядних кіл на рис. 3.7 та 3.8 відповідно.

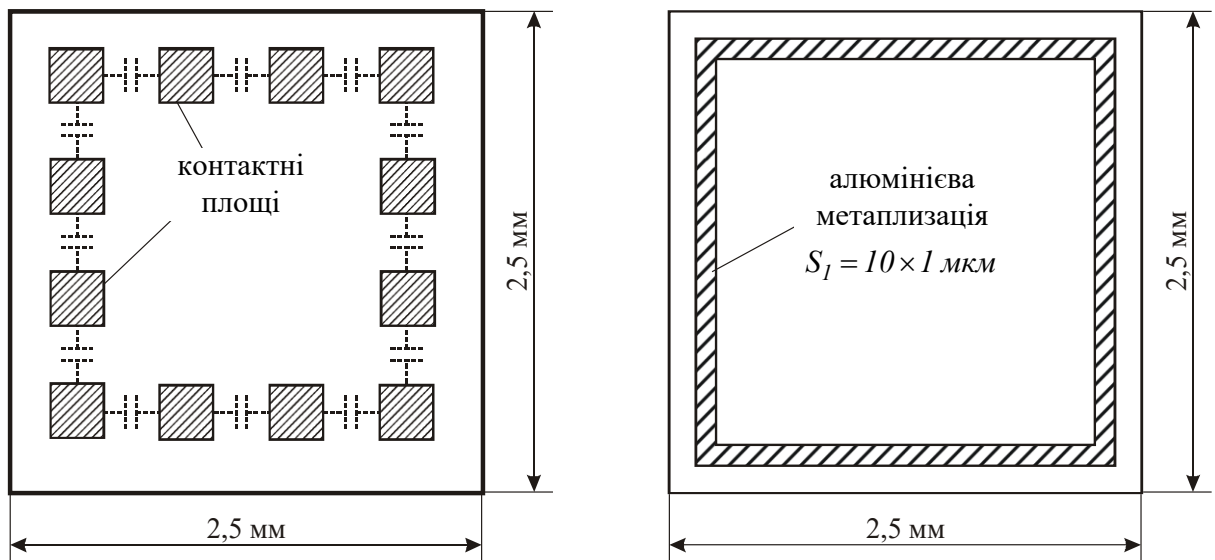


Рис. 3.6. Механізм виникнення відмов на кристалі інтегральної мікросхеми

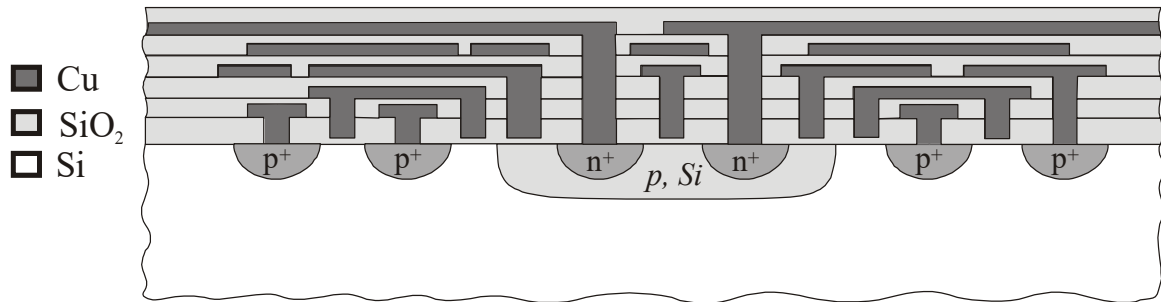
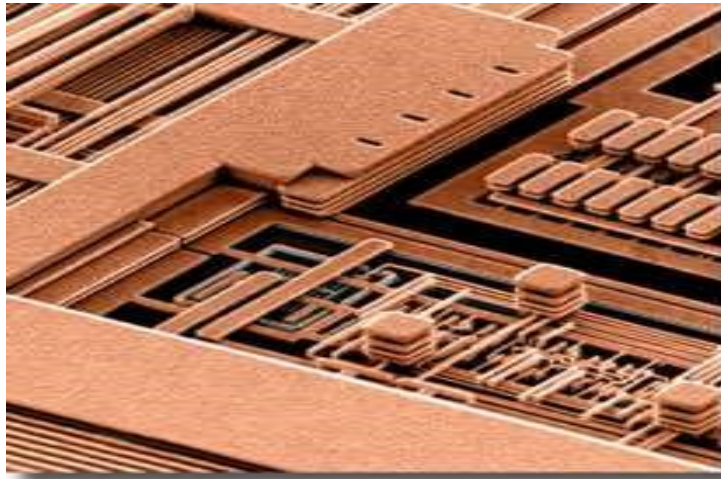
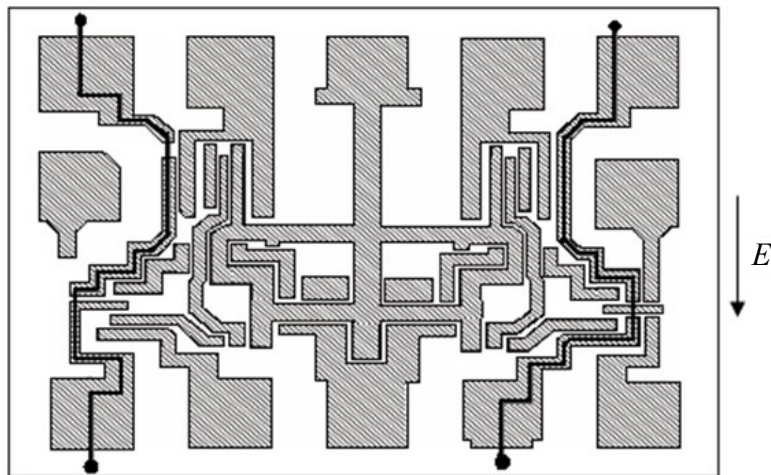


Рис. 3.7. Фрагмент топології провідної мікроструктури сучасних мікросхем

В контурі, який створюють контактні площадки на кристалі мікросхеми, наводиться напруга $e = -\partial\Phi/\partial t$, де $\Phi = \mu\mu_0HS$; μ, μ_0 – відповідно відносна та абсолютна магнітна проникність, а S – площа контуру, створеного контактними площадками.



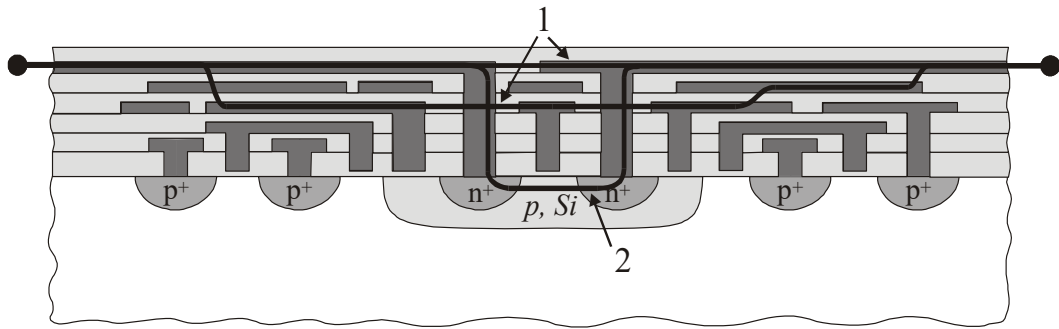


Рис. 3.8. Механізм утворення розрядних кіл у мікросхемі

Типове розташування елементів на керамічній підкладці приймача наведено на рис. 3.9.

На рис. 3.9 показано:

- 1 – підкладка 5×8 мм;
- 2 – приймач $1,6 \times 1,5$ мм;
- 3 – лінія затримки $4 \times 0,8$ мм;
- 4 – проміжні індуктивності $0,9 \times 0,9$ мм;
- 5 – вхідна індуктивність $1,2 \times 1,2$ мм;
- 6 – вхідний фільтр $2 \times 0,8$ мм.

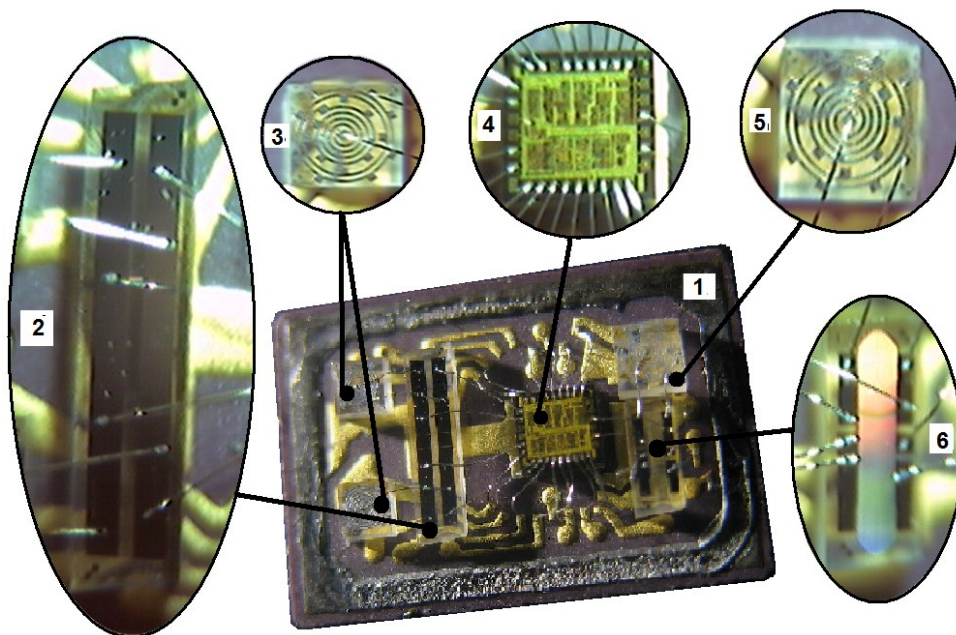


Рис. 3.9. Типове розташування елементів на керамічній підкладці

Приклади реальних впливів електромагнітного випромінювання на елементи мікросхем наведено на рис. 3.10, 3.11, де цифри 2, 4, 6, 10 означають ширину металізації, мкм.

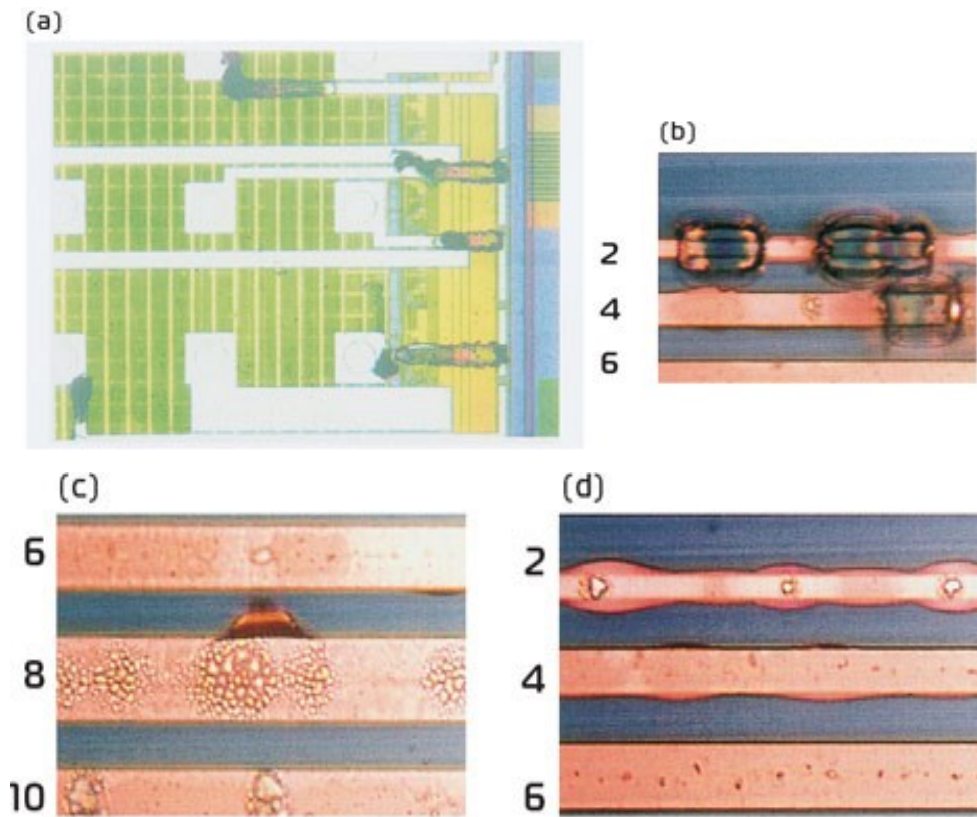


Рис. 3.10. Сучасні мікросхеми із пропалом металізації

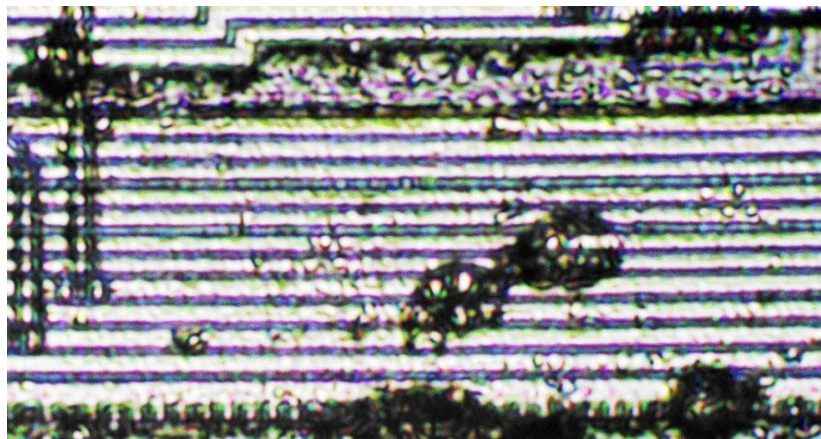


Рис. 3.11. Пропали провідних доріжок мікросхеми ІМС 27С256-20FА

Часткове екранування мікросхем не впливає на рівень стійкості до імпульсних електромагнітних випромінювань, причому напруга, яка з'являється на мікроструктурних елементах, формується виводами мікросхеми.

Електронні модулі. Причиною виходу з ладу є тільки катастрофічна відмова. Причому функціональне призначення мікросхеми не впливає на порогові значення збоїв та катастрофічних відмов при дії електромагнітного випромінювання. Збої в роботі починаються при $E_m > 0,01 \text{ кВ/м}$. На рис. 3.12 наведено типовий вигляд електронного модуля.

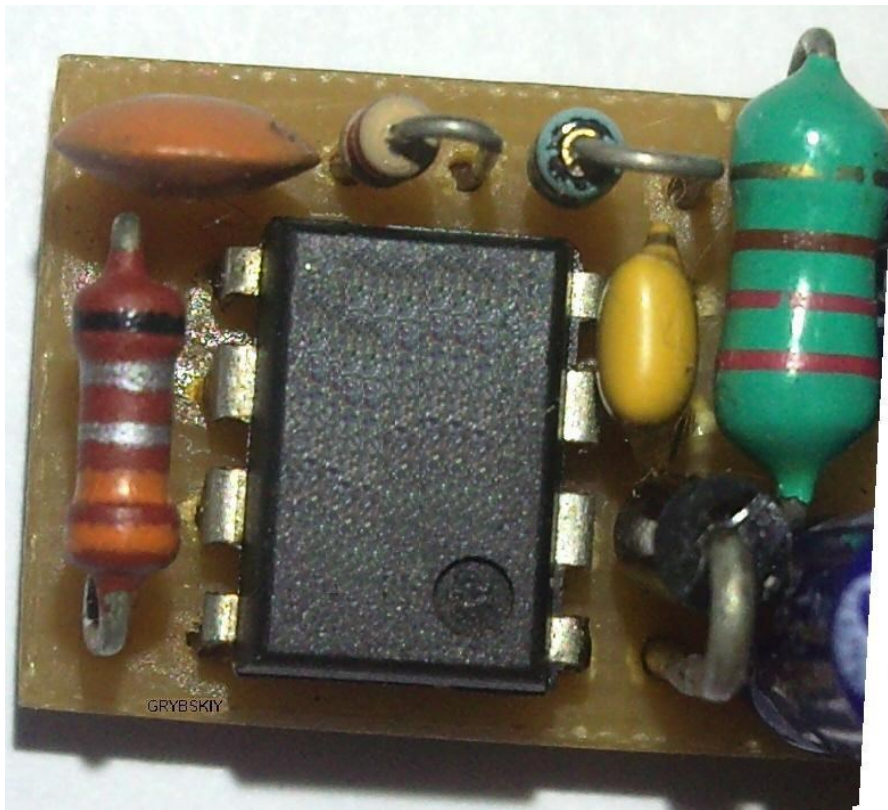


Рис. 3.12. Електронний модуль з мікросхемою АЦП TLC549IP

Електролітичні конденсатори. Ушкодження цих радіоелементів виникає при енергії імпульсу від 10^{-2} до 10^{-6} Дж. Гранично припустимі параметри електромагнітної стійкості конденсаторів наведено в табл. 3.4.

Таблиця 3.4

Гранично припустимі параметри електромагнітної стійкості конденсаторів

Тип ємності	Межі ємностей	Номіналь на напруга, В	Гранично припустимі параметри при $\tau_i = 50 \text{ мкс}$	
			Імпульсна електрична міцність, кВ	Порогова енергія ушкоджень, Дж
Плівкові	51 пФ - 0,03 мкФ	250 - 100	2,5...3 - 1,6...2	$5 \cdot 10^{-4}$ - $7 \cdot 10^{-3}$
Танталові	0,004 мкФ	35	0,06...0,1	$6 \cdot 10^{-4}$
	2,2 мкФ	35	0,06...0,1	$3 \cdot 10^{-3}$
	2,2 мкФ	15	0,04...0,07	$4 \cdot 10^{-3}$
Керамічні	50 пФ - 1000 пФ	1000	5...75	$5 \cdot 10^{-1}$

Резистори. Енергія ушкоджень резисторів знаходиться у межах від 10^2 до 10^{-2} Дж. Гранично припустимі параметри електромагнітної стійкості резисторів наведено в табл. 3.5.

3.3. Вплив імпульсних завад на провідні лінії зв'язку телекомунікаційних систем

3.3.1. Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку, яку розташовано над поверхнею землі

Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку, яку розташовано над поверхнею землі, наведено на рис. 3.13 [46].

Таблиця 3.5

Гранично припустимі параметри електромагнітної стійкості резисторів

Тип резистора	Номінальна потужність, Вт	Межі опорів Ом	Гранично припустимі параметри при $\tau_i = 50 \mu\text{с}$	
			Імпульсна електрична міцність, кВ	Порогова енергія ушкоджень, Дж
Дротові	2	$50 \dots 3 \cdot 10^3$	8...20	30...3
	3	$200 \dots 3 \cdot 10^3$	12...16	20...2
	5	$50 \dots 1.2 \cdot 10^3$	10...30	50...1
	10	$50 \dots 7 \cdot 10^3$	10...50	100...1
Плівкові металізовані	0,125	$100 \dots 1,1 \cdot 10^3$	0,2...1,25	$(7,5 \dots 5) \cdot 10^{-2}$
	0,25	$100 \dots 5 \cdot 10^4$	0,15...1,75	$(4 \dots 1) \cdot 10^{-2}$
	0,5	$100 \dots 9,09 \cdot 10^4$	0,4...2,0	$(1 \dots 0,1) \cdot 10^{-4}$
	1,0	$200 \dots 3 \cdot 10^6$	0,2...3,2	$(3 \dots 0,1) \cdot 10^{-4}$
	2,0	$100 \dots 5 \cdot 10^6$	0,3...5,0	$(10 \dots 0,2) \cdot 10^{-4}$
Вуглеродні, композиційні	0,25	$51 \dots 1,2 \cdot 10^6$	0,2...2,0	$(4 \dots 0,5) \cdot 10^{-2}$
	0,5	$51 \dots 1 \cdot 10^6$	0,2...2,4	$(1 \dots 0,2) \cdot 10^{-2}$
	1,0	$51 \dots 1,1 \cdot 10^6$	0,1...1,8	$(10 \dots 1) \cdot 10^{-1}$

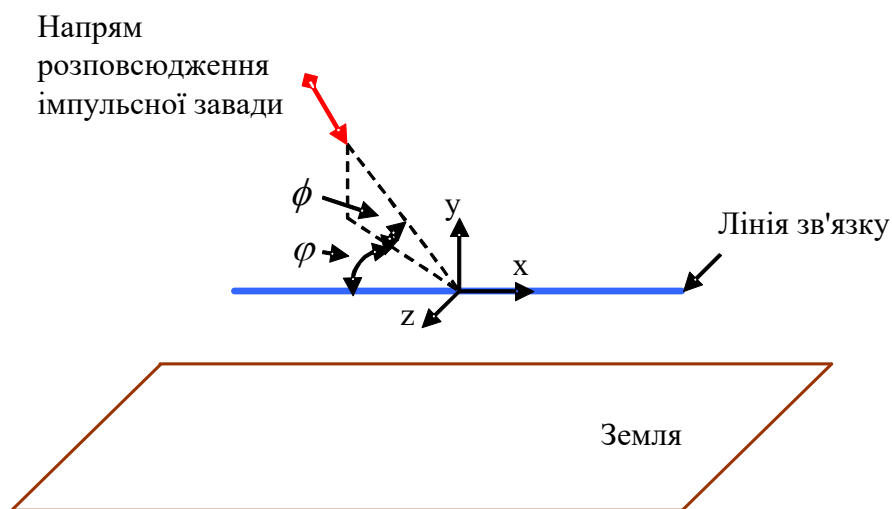


Рис. 3.13. Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку в повітрі

Характеристики самої імпульсної завади показані на рис. 3.14.

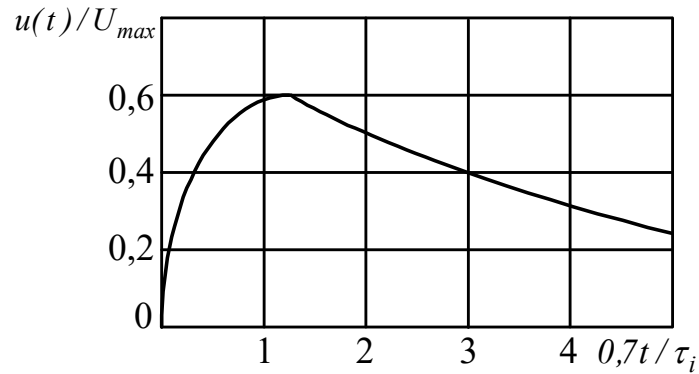


Рис. 3.14. Характеристики імпульсної завади

Розташування телекомунікаційної лінії зв'язку над землею вимагає врахування, окрім падаючої, також віддзеркаленої хвилі (рис. 3.15).

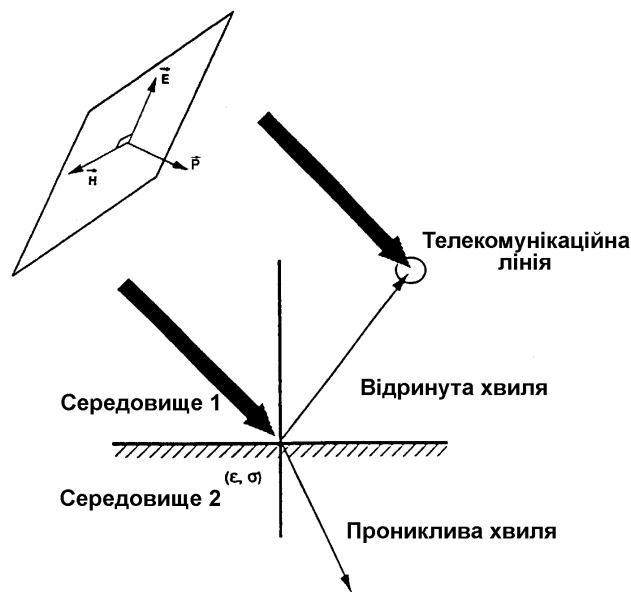


Рис. 3.15. Механізм формування наведеної напруги на лінії зв'язку

Співвідношення (3.18) дозволяє розрахувати величину наведеної напруги.

$$\begin{aligned}
 u(t) \approx & \frac{E_{max} \cos \varphi}{(1 - \cos \varphi \cos \phi) \sqrt{(0,7 \mu_0 \sigma_3 / \tau_i)}} \exp\left(-\frac{0,7t}{\tau_i}\right) \times \\
 & \times \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\sqrt{(0,7t/\tau_i)}} \exp(-\varpi^2) d\varpi
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

Величина рівня електромагнітного поля на телекомунікаційну лінію зв'язку, що розташована над землею, залежить від висоти її розташування (рис. 3.16) та електропровідності ґрунту (рис. 3.17).

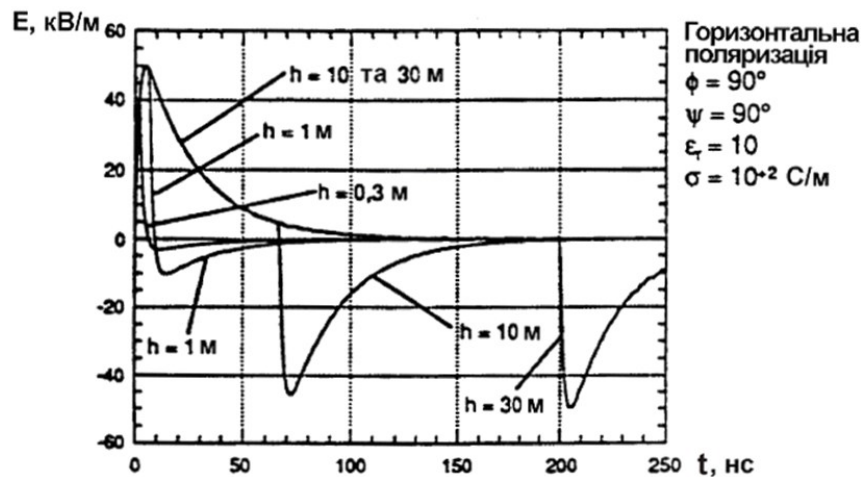


Рис. 3.16. Залежність електромагнітного випромінювання від висоти розташування лінії зв'язку

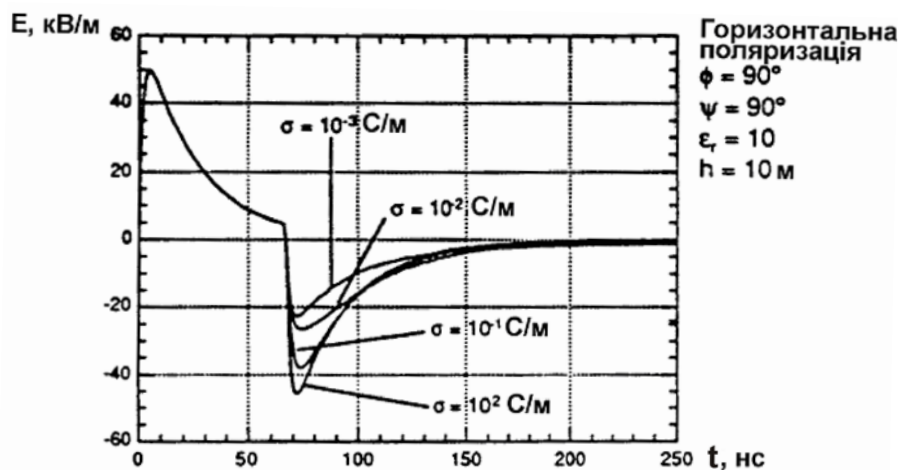


Рис. 3.17. Вплив електропровідності ґрунту на параметри електромагнітної завади в місці розташування лінії зв'язку

3.3.2. Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку, яку розташовано під поверхнею землі

Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку, яку розташовано під поверхнею землі, наведено на рис. 3.18.

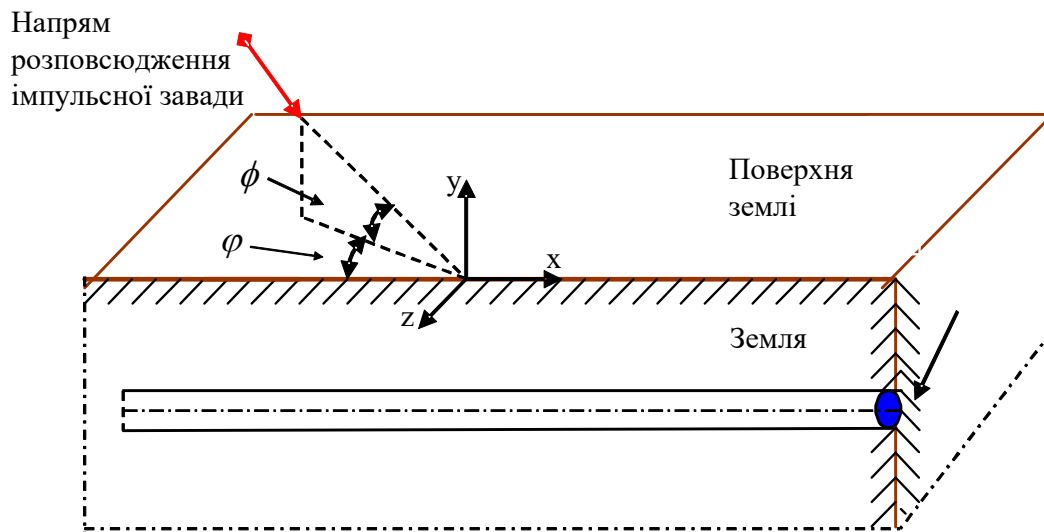


Рис. 3.18. Модель взаємодії імпульсних завад із провідною лінією зв'язку в ґрунті

Величину наведеної завади на телекомунікаційну лінію зв'язку, що розташована під землею, визначає таке співвідношення $u(t) = i(t)Z_{ci}$,

$$\text{де } i(t) \approx I_0 \exp\left(-\frac{0,7t}{\tau_i}\right) \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\sqrt{(0,7t/\tau_i)}} \exp(-\varpi^2) d\varpi,$$

$$I_0 = 10^6 E_{max} D(\varphi, \phi) \sqrt{0,7 \varepsilon_0 / \sigma_3 \tau_i}.$$

Причому, для вертикально – поляризованої хвилі $D(\varphi, \phi) = \cos \varphi$, а для горизонтально – поляризованої хвилі $D(\varphi, \phi) = \sin \varphi \sin \phi$.

Залежність рівня електромагнітного поля від глибини розміщення лінії зв'язку наведено на рис. 3.19, а вплив ґрунту на його параметри наведено на рис. 3.20.

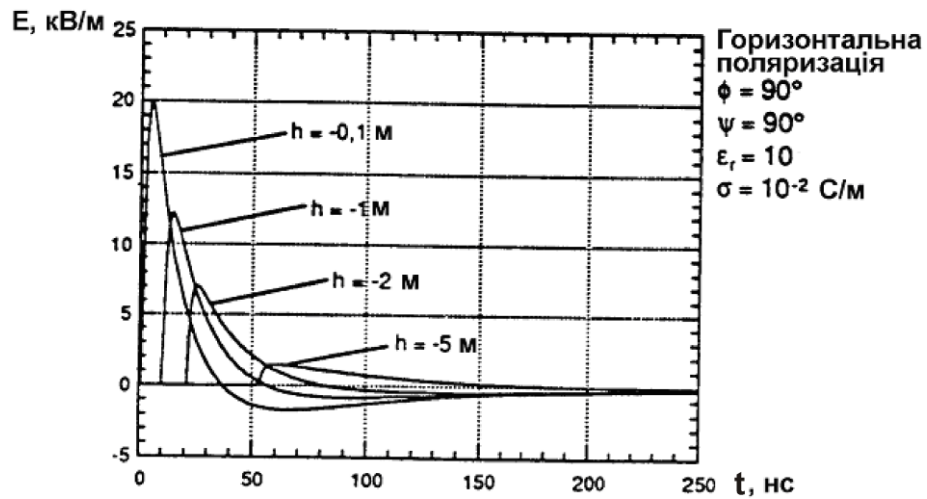


Рис. 3.19. Залежність електромагнітного випромінювання від глибини розташування лінії зв'язку

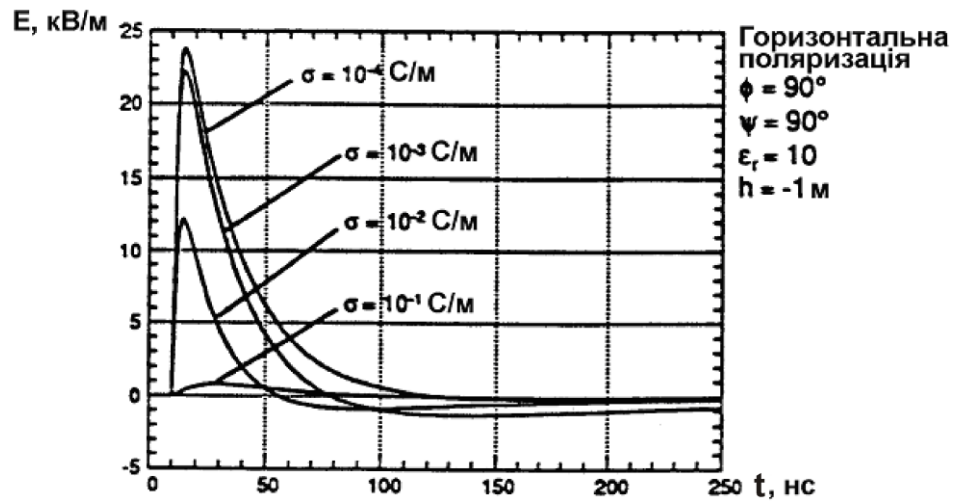


Рис. 3.20. Вплив електропровідності ґрунту на параметри електромагнітної завади в місці розташування лінії зв'язку

Інженерна методика розрахунку наведених завад в інфокомунікаційних кабелях

Для розрахунків наведених імпульсних завад у інфокомунікаційних кабельних лініях зв'язку прийнято еквівалентну схему, яку наведено на рис. 3.21 [47].

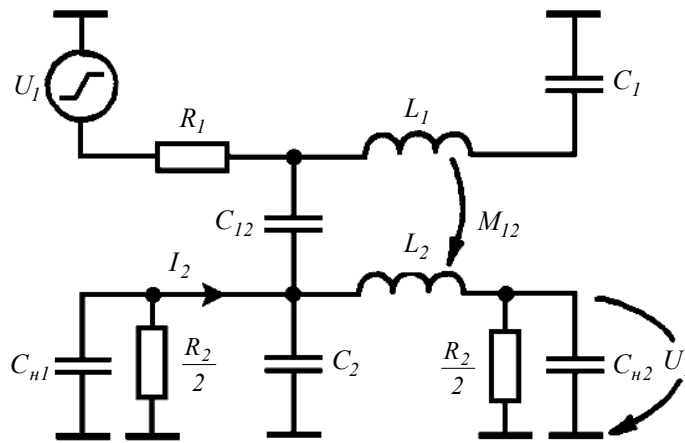


Рис. 3.21. Еквівалентна схема для розрахунку завад

В схемі для розрахунку рівня завад прийняті наступні позначення. Коло кабеля живлення: L_1 - індуктивність жили кабелю; C_1 - ємність жили на корпус; R_1 - опір джерела завади і жили кабелю; коло інфокомунікаційного кабеля: L_2 - індуктивність жили; C_2 - ємність жили на корпус; $\frac{R_2}{2}$ - опір навантаження по відношенню до корпусу; C_{n1} , C_{n2} - ємності навантаження на корпус; C_{12} - взаємна ємність; M_{12} - взаємна індуктивність.

Прийняті припущення. L_2 - виключаємо зі схеми заміщення, тому що струми в цих колах малі. R_2 - опір ізоляції кіл. Процеси в колі потужного кабелю живлення відбуваються за час t_ϕ , який залежить, в основному, від величин R_1 і L .

Складові наведеної в інфокомунікаційному кабелі завади визначають такі співвідношення:

- ємнісна складова

$$U_{2C} = U_1 \cdot \frac{C_{12} \cdot R_2}{t_\phi} \cdot \left(1 - \exp\left(-t_\phi / (C_{12} + C_{n1} + C_{n2} + C_2) \cdot R_2\right) \right);$$

- магнітна складова

$$U_{2M} = U_1 \cdot \frac{M_{12}}{2t_\phi R_1} \cdot (1 - \exp(-R_1 t_\phi / L_1)),$$

де t_ϕ – тривалість переднього фронту імпульсної завади U_1 .

У найгіршому випадку обидві складові імпульсної завади складаються.

$$U_2 = U_{2C} + U_{2M}.$$

При цьому розрахунки первинних параметрів здійснюється за такими співвідношеннями:

- власна ємність провідника

$$C = 2\pi l \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{4h}{d}};$$

- власна індуктивність провідника

$$L = \frac{\mu \cdot \mu_0}{2\pi} l \cdot \ln \frac{4h}{d};$$

- взаємна ємність

$$C_{12} = \frac{l_{12} \cdot 2\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot \ln \frac{b_1}{b_2}}{\ln \frac{4h_1}{d_1} \cdot \ln \frac{4h_2}{d_2} - \ln^2 \frac{b_1}{b_2}},$$

де d – діаметр провідника;

h – відстань від осі провідника до корпусу;

L – довжина провідника;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м};$$

$$\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м.}$$

Параметри кіл для розрахунку взаємної індуктивності та ємності провідників пояснює рис. 3.22. При цьому використовують такі співвідношення для розрахунків:

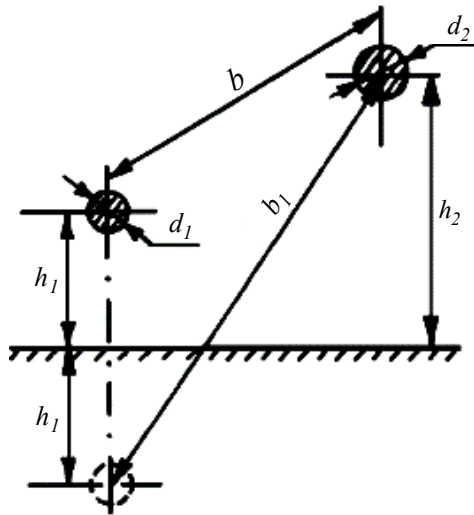


Рис. 3.22. Схема для розрахунку взаємної індуктивності та ємності провідників

- взаємна індуктивність

$$M_{12} = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot l_{12}}{2\pi} \cdot \left[\ln \frac{2l_{12}}{b_2} - 1 \right],$$

де l_{12} – довжина ділянки сумісної прокладки.

Приклад розрахунку. Вхідні дані щодо конфігурації кабельних трас наведено на рис. 3.23. При цьому індекс 1 відповідає силовому кабелю живлення, а індекс 2 – інфокомунікаційному кабелю.

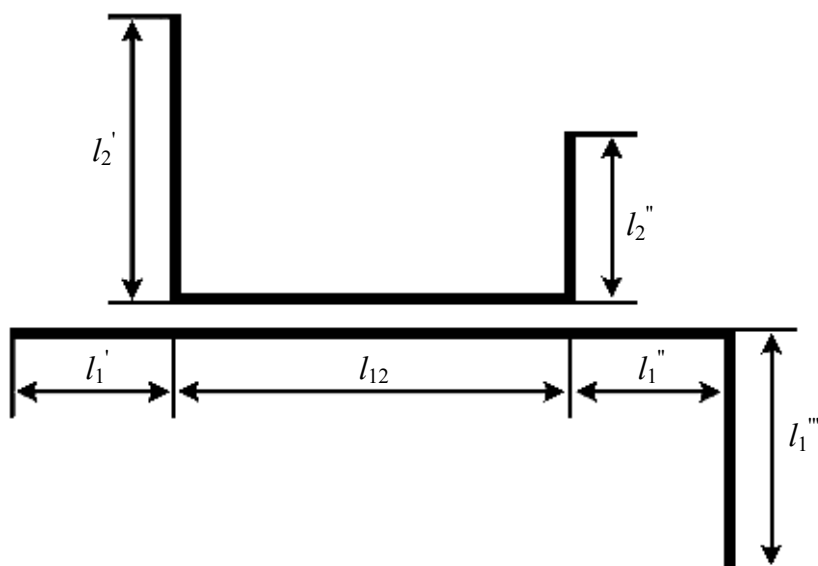


Рис. 3.23. Конфігурація прокладки кабельних трас

Для розрахунку технічні параметри ділянок кабельних трас наведено в табл. 3.4.1.

Таблиця 3.6

Параметри ділянок кабельних трас

Довжина ділянки, м	l_1'	l_1''	l_1'''	l_{12}	l_2'	l_2''
	5	5	7	10	5	2
Висота прокладки над корпусом, м	h_1'	h_1''	h_1'''	h_{12}	h_2'	h_2''
	0,15	0,15	0,05	0,15	0,05	0,1

При цьому силовий кабель живлення та інфокомунікаційний кабель мають жили діаметром 10 та 2 мм відповідно. Відстань між осями жил на ділянці сумісної прокладки складає 30 мм. Джерело імпульсної завади має внутрішній опір 200 Ом. Імпульс завади складає 800В та сягає максимуму за 20 нС. Ємність монтажу складає $C_{н1} = C_{н2} = 500$ пФ. Опір ізоляції складає $R_2 = 1,5$ МОм.

Задача. Необхідно зробити оцінку наведеної імпульсної завади.

Розв'язання. Індуктивність жили силового кабелю буде складатися із індуктивності ділянок із різною висотою прокладки

$$L_1 = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{2\pi} \left[(5 + 5 + 10) \ln \frac{4 \cdot 0,15}{0,01} + 7 \ln \frac{4 \cdot 0,05}{0,01} \right] = 20,6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Власна ємність жили інфокомунікаційного кабелю складає

$$C_2 = 2\pi \cdot 8,86 \cdot 10^{-12} \left[5 \frac{1}{\ln \frac{4 \cdot 0,05}{0,002}} + 2 \frac{1}{\ln \frac{4 \cdot 0,1}{0,002}} + 10 \frac{1}{\ln \frac{4 \cdot 0,15}{0,002}} \right] = 179,1 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Взаємна індуктивність жил кабелів

$$M_{12} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 10}{2\pi} \left[\ln \frac{2 \cdot 10}{0,03} - 1 \right] = 11 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Взаємна ємність жил кабелів

$$C_{12} = \frac{2\pi \cdot 8,86 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 2 \cdot \ln \frac{\sqrt{0,15^2 + 0,03^2}}{0,03}}{\ln \frac{4 \cdot 0,15}{0,01} \cdot \ln \frac{4 \cdot 0,15}{0,002} - \ln^2 \frac{\sqrt{0,15^2 + 0,03^2}}{0,03}} = 87,6 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Величина ємнісної складової імпульсної наведеної завади складе

$$U_{2C} = 800 \frac{87,6 \cdot 10^{-12} \cdot 1,5 \cdot 10^6}{20 \cdot 10^{-9}} \times \\ \times \left[1 - \exp\left(-20 \cdot 10^{-9} / (87,6 + 500 + 500 + 179,1) \cdot 10^{-12} \cdot 1,5 \cdot 10^6\right) \right] = 57,2 \text{ В.}$$

Величина індуктивної складової імпульсної наведеної завади складе

$$U_{2M} = 800 \frac{11 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-9} \cdot 200} \left[1 - \exp\left(-200 \cdot 20 \cdot 10^{-9} / 20,6 \cdot 10^{-6}\right) \right] = 194,1B.$$

Таким чином, максимально можлива амплітуда наведеної імпульсної завади складе

$$U_2 = 57,2 + 194,1 = 251,3B.$$

Інфокомунікаційний кабель в екранованій оболонці

Амплітуда імпульсного струму, який наводиться в екранованій оболонці інфокомунікаційного кабелю, визначається такими співвідношенням:

$$I_2 = U_1 \frac{M_{12}}{t_\phi R_1 R_2} \left\{ 1 + \left[\alpha_1 \exp(-\alpha_2 t_\phi) - \alpha_2 \exp(-\alpha_1 t_\phi) \right] / (\alpha_1 - \alpha_2) \right\},$$

де $\alpha_1 = R_1 / L_1$, $\alpha_2 = R_2 / L_2$, $\alpha_1 > \alpha_2$.

При цьому нехтуємо впливом ємностей C_{12}, C_2 та C_n .

Приклад: інфокомунікаційний кабель має екрановану оболонку діаметром 20 мм. Опір екрану і заземлюючих перемичок складає 53 мОм.

Розв'язання. Визначаємо струм, що наведено в екранованій оболонці кабелю, амплітуда якого складає

$$I_2 = 800 \frac{11 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-9} \cdot 200 \cdot 53 \cdot 10^{-3}} \left[1 + \left(9,71 \cdot 10^6 \exp(-5,14 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-9}) - 5,14 \cdot 10^3 \exp(-9,71 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-9}) \right) / (9,71 \cdot 10^6 - 5,14 \cdot 10^3) \right] = 8,15 \text{ A}.$$

При цьому індуктивність екрана кабелю визначає таке співвідношення:

$$L_2 = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{2\pi} \left[5 \ln \frac{4 \cdot 0,05}{0,02} + 2 \ln \frac{4 \cdot 0,1}{0,02} + 10 \ln \frac{4 \cdot 0,15}{0,02} \right] = 10,3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

де $\alpha_1 = 200 / 20,6 \cdot 10^{-6} = 9,71 \cdot 10^6$, $\alpha_2 = 53 \cdot 10^{-3} / 10,3 \cdot 10^{-6} = 5,14 \cdot 10^3$.

Конструкцію екрана кабелю наведено на рис. 3.24.

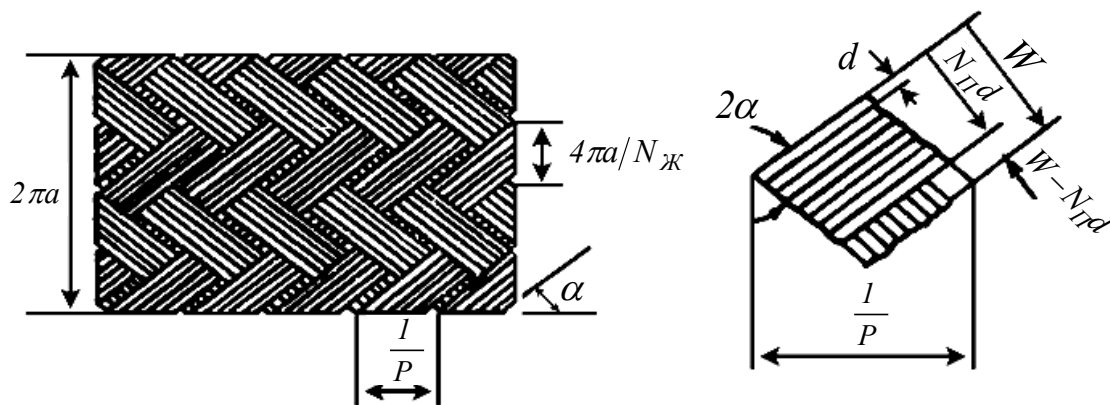


Рис. 3.24. Конфігурація оболонки інфокомуніційного кабелю

Характеристики оболонки кабелю: число джгутів в оболонці $N_{\text{Ж}}$, число перетинів P , число дротів у джгуті $N_{\text{П}}$, діаметр дроту d , кут плетіння $\lambda = \arctg(4\pi a P / N_{\text{Ж}})$; заповнення $F = P N_{\text{П}} d / \sin \lambda = N_{\text{П}} N_{\text{Ж}} d / 4\pi a \cos \lambda$; оптичне перекриття $k = 2F - F_2$; об'єм металу $u = \pi 2 a d F$.

Приклад: радіус екрана $a = 1$ см; діаметр дроту $d = 0,16$ мм; кут плетіння $\lambda = 30^\circ$; число джгутів $N_{\text{Ж}} = 48$; , число дротів в жгуті $N_{\text{П}} = 11$.

Розв'язання. Заповнення

$$F = 11 \cdot 48 \cdot 0,16 \cdot 10^{-3} / 4\pi \cdot 0,01 \cdot \cos 30^\circ = 0,7764.$$

Оптичне перекриття

$$k = 2 \cdot 0,7764 - F_2 = 0,95 \text{ (чи 95 \%)}.$$

Механізм виникнення гальванічної складової завади пояснює рис. 3.25.

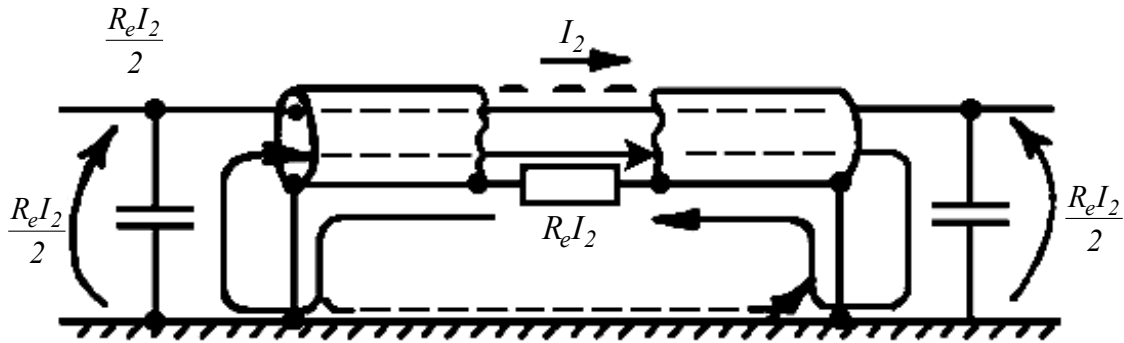


Рис. 3.25. Механізм виникнення гальванічної складової завади

Амплітуда наведених несиметричних імпульсних завад, що обумовлена гальванічною складовою, визначає таке співвідношення:

$$U_3(t \gg \tau_s) = \frac{R_e I_2}{2} I_2,$$

де $\tau_s = \mu_0 \delta_e d_2$ – постійна часу проникнення на внутрішню поверхню екрана.

Амплітуда наведених несиметричних імпульсних завад, що обумовлена взаємною індукційною складовою, визначає таке співвідношення:

$$U_3(t < \tau_s) = \frac{M_{23} I_{12}}{2} \left(\frac{di_2}{dt} \right)_M,$$

де M_{23} – взаємна індуктивність кіл екрана і внутрішніх провідників інфокомунікаційного кабелю;

l_2 – довжина інфокомунікаційного кабелю;

R_e – активний опір екрану; $\left(\frac{di_2}{dt}\right)_M \approx \frac{I_2}{t_\phi}$,

δ_e – питома провідність матеріалу екрана.

3.4. Розповсюдження імпульсних завад кабельною мережею

Значення хвилі струму і напруги в лінії зв'язку пов'язані між собою хвильовим опором Z .

$$I = \frac{U}{Z}, \quad Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \operatorname{arcch} \frac{D}{d},$$

де d – діаметр кожного з двох провідників;

D – відстань між центрами провідників.

При цьому

$$\operatorname{arcch} \frac{D}{d} = \ln \left(\frac{D}{d} \pm \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right), \quad \operatorname{arcsh} \frac{D}{d} = \ln \left(\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 + 1} \right),$$

$$\text{де } \operatorname{ch} \frac{D}{d} = \frac{e^{\frac{D}{d}} + e^{-\frac{D}{d}}}{2}; \quad \operatorname{sh} \frac{D}{d} = \frac{e^{\frac{D}{d}} - e^{-\frac{D}{d}}}{2}.$$

Наприклад, при $\frac{D}{d} = 1,5$ та $\varepsilon = 3$ (кремнійорганічна резина) хвильовий опір складе $Z = 66$ Ом.

Розв'язання.

Однопровідна лінія. Для одного проводу діаметром d , центр якого розташовано над корпусом на висоті h хвильовий опір визначає таке співвідношення:

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \operatorname{arcch} \frac{2h}{d}.$$

Змінювання амплітуди імпульсу напруги різної тривалості при розповсюдженні по кабелю з хлорвініловою ізоляцією наведено на рис. 3.26, а механізм затухання імпульсів пояснює рис. 3.27.

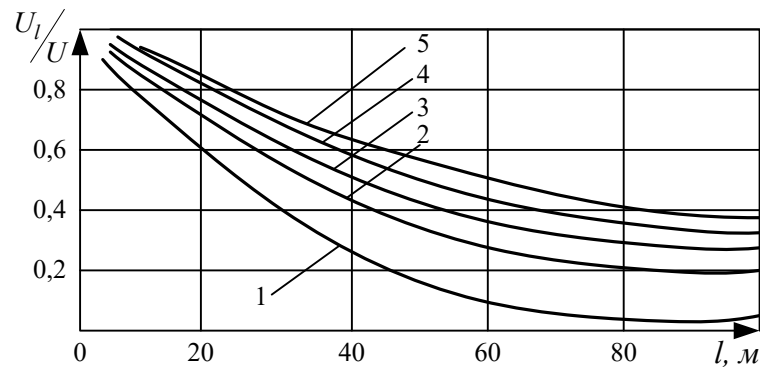


Рис. 3.26. Залежність амплітуди від тривалості імпульсу та довжини:

1 – $t_i = 10$ мкс; 2 – $t_i = 20$ мкс; 3 – $t_i = 30$ мкс; 4 – $t_i = 40$ мкс; 5 – $t_i = 50$ мкс

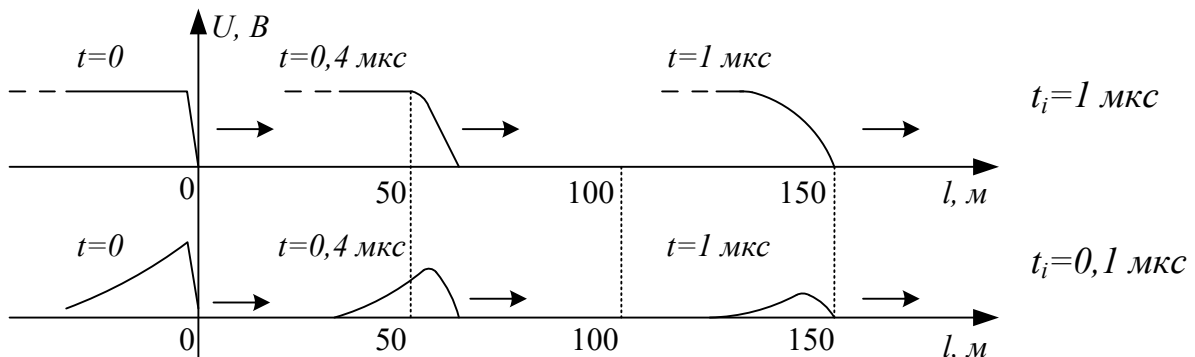


Рис. 3.27. Залежність амплітуди від довжини розповсюдження

Відбиття та заломлення хвиль. Механізм розповсюдження хвиль в довгій лінії зв'язку, на кінці якої підключено резистор, наведено на рис. 3.28. В

залежності від співвідношення величини хвильового опору лінії зв'язку та величини опору резистора, який під'єднано на кінці лінії, характер розповсюдження хвиль змінюється.

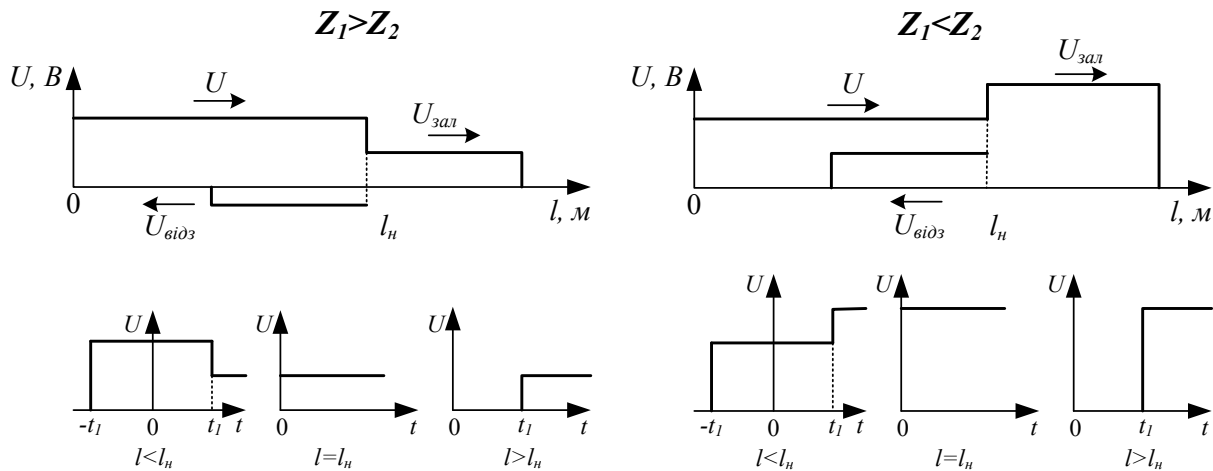


Рис. 3.28. Механізм розповсюдження хвиль в довгій лінії зв'язку

При цьому коефіцієнти відбиття та заломлення мають відповідно такі співвідношення:

$$\alpha_{\text{відз}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad \text{та} \quad \alpha_{\text{зал}} = (1 + \alpha_{\text{відз}}),$$

а величини напруги відбиття та заломлення

$$U_{\text{відз}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} U = \alpha_{\text{відз}} U \quad \text{та} \quad U_{\text{зал}} = U_n = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} U = \alpha_{\text{зал}} U,$$

причому

$$U_n = U + U_{\text{відз}}; \quad U_n = I \cdot Z_2; \quad I = \frac{U - U_{\text{відз}}}{Z_1},$$

Наприклад, хвиля з амплітудою $U = 300$ В розповсюджується по кабелю з хвильовим опором $Z = 150$ Ом, подається на трансформатор із хвильовим опором $R_H = 10000$ Ом. Таким чином, напруга на трансформаторі сягає

$$U_H = \frac{U \cdot 2R_H}{R_H + Z_I} = \frac{300 \cdot 210000}{10000 + 150} = 600 \text{ В.}$$

Так, при $R_H = Z_I$ віддзеркаленої хвилі не виникає, а $U_H = U$, а при $R_H < Z_I$ амплітуда напруги на навантаженні менше, ніж падаюча хвиля.

Коли на кінці лінії підключена індуктивність, величина напруги визначає таке співвідношення:

$$U_H = 2U \cdot \exp\left(-\frac{t \cdot Z}{L_H}\right).$$

А у випадку підключення ємності

$$U_H = 2U \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{C_H Z}\right) \right].$$

У той же час при підключенні LC-фільтра маємо

$$U_C = 2U \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \left(\cos \omega_0 t + \frac{1}{\omega \tau} \sin \omega_0 t \right) \right],$$

де $\tau = \frac{2L_H}{Z}$, а $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_H C_H} - \frac{Z^2}{4L_H^2}}$.

Зміни напруги при падінні хвилі на навантаження наведені на рис. 3.29.

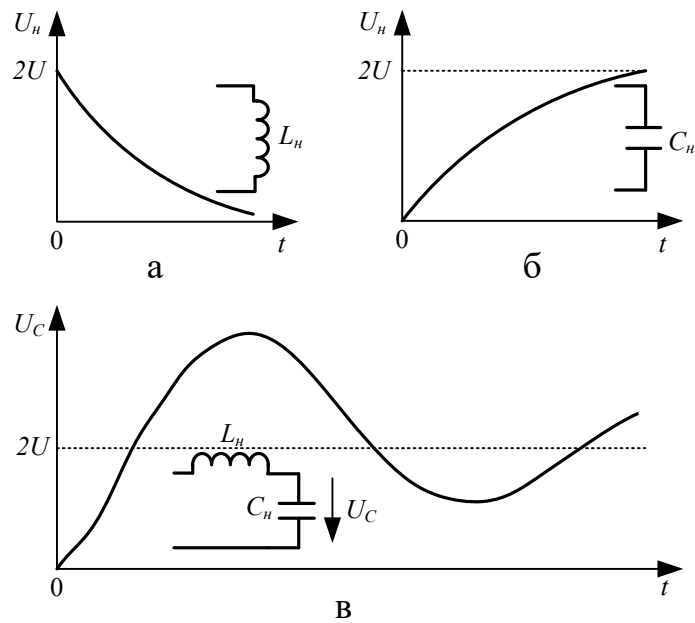


Рис. 3.29. Характер зміни напруги при падінні хвилі на індуктивність (а), ємність (б) та LC -фільтр (в)

Наприклад, по кабелю з хвильовим опором $Z = 150$ Ом на фільтр $L_n = 1$ мГн, $C_n = 1000$ пФ падає хвиля амплітудою $U = 300$ В.

Визначаємо:

$$\tau = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{150} \cong 13 \text{ мкс};$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{10^{-3} \cdot 10^{-9}} - \frac{150^2}{4 \cdot 10^{-6}}} \approx 10^6 \text{ рад/с};$$

$$t_\phi = \frac{\pi}{10^6} \cong 3 \text{ мкс};$$

$$U_C(t_\phi) \cong 3,57U = 1070 \text{ В}.$$

РОЗДІЛ 4

ПРИЛАДИ І МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД

До складу вимірювальної системи зазвичай входить первинний датчик, лінія передачі та реєстратор. Використання вимірювальної системи залежить від смуги пропускання системи f_n та часу зростання перехідної характеристики τ_ϕ . Смуга пропускання інформаційної системи пов'язана з часом зростання сигналу співвідношенням $\tau_{zp}=0,3/f_n$. Зниження похибки вимірювання відбувається за рахунок виконання співвідношення $\tau_\phi \gg \tau_{zp}$, де τ_ϕ – тривалість фронту імпульсного сигналу, що вимірюється, а τ_{zp} – власний час зростання вимірювальної системи.

4.1. Методи вимірювання кондуктивних завад

Дільники напруги. Використовують омичні, ємнісні та дільники змішаного типу. Загальні вимоги до дільників напруги (ДН) [172, 174]:

- ДН повинен мати якомога більший вхідний опір;
- частотна характеристика ДН не повинна вносити спотворень;
- вихідний опір ДН має бути досить малим у порівнянні з вхідним опором реєстратора.

Омічний ДН. Схематично омичний дільник напруги (ОДН) наведено на рис. 4.1. Такого типу ДН використовують для вимірювання низькочастотних сигналів великої амплітуди.

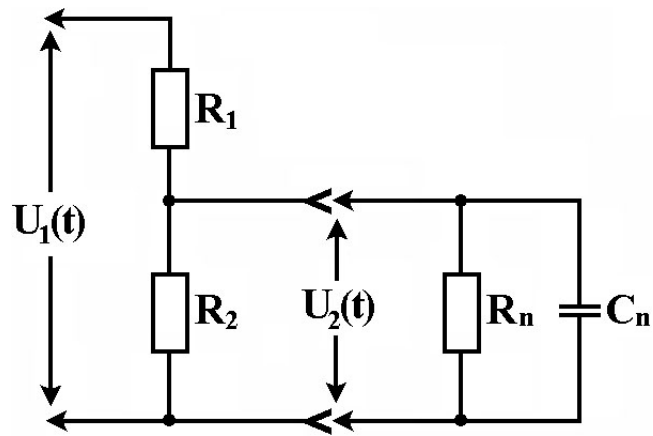


Рис. 4.1. Схема омичного ДН

На рис. 4.1 R_n , C_n – вхідний опір та ємність реєстратора та з'єднувального кабелю відповідно.

Коефіцієнт ділення визначає таке співвідношення при $R_2 \ll R_1$:

$$K_R = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

Для отримання мінімальної власної індуктивності в конструкції ДН слід використовувати малоіндуктивні резистори типу ТВО. Конструкцію ОДН наведено на рис. 4.2.

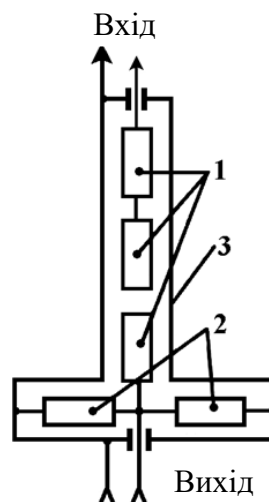


Рис. 4.2. Конструкція ОДН

На рис. 4.2: 1 – послідовно з'єднані резистори; 2 – паралельно з'єднані резистори; 3 – металевий циліндричний корпус.

Технічні характеристики ОНД:

час реакції - 10^{-8} с;

R_1 : 0,4 ... 2,5 кОм;

R_n : 0,1 ... 1,0 мОм,

C_n : від 1 нФ.

Ємнісний ДН використовують для виміру сигналів наносекундної тривалості. Схематично ємнісний дільник напруги (ЄДН) наведено на рис. 4.3. При цьому величина ємності C_1 зазвичай обирається порядку 10^{-10} Ф.

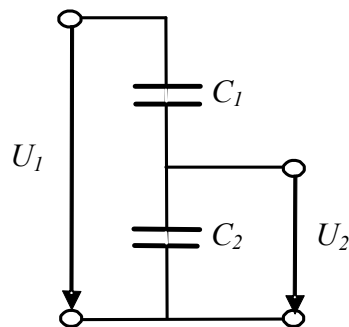


Рис. 4.3. Схема ємнісного ДН

Коефіцієнт ділення не залежить від частоти при $L_1 C_1 = L_2 C_2$, де L_1 і L_2 – власні індуктивності вхідних і вихідних кіл ЄДН відповідно. Коефіцієнт ділення визначає таке співвідношення:

$$K_C = 1 + \frac{C_2}{C_1}.$$

Змішаний ДН використовують для виміру сигналів в широкому амплітудному та часовому діапазонах. Схематично змішаний дільник напруги (ЗДН) наведено на рис. 4.4.

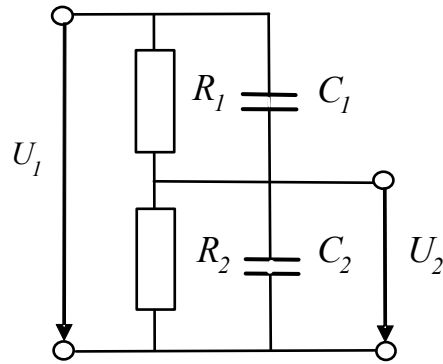


Рис. 4.4. Схема змішаного ДН

При цьому величина ємності C_1 зазвичай обирається порядку 10^{-10}Ф .
 Оптимальні характеристики ЗДН отримуємо при $R_1R_2 = C_1C_2$.

Коефіцієнт ділення визначає таке співвідношення:

$$K_{RC} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{C_2}{C_1}.$$

Демпфований ДН використовують для виміру сигналів великої амплітуди і малої тривалості. Схематично демпфований дільник напруги (ДДН) наведено на рис. 4.5.

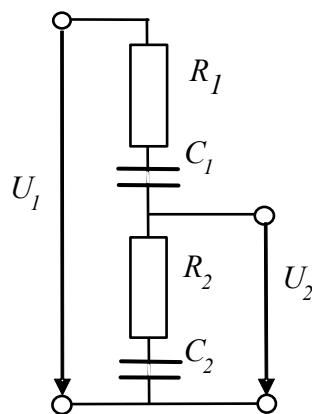


Рис. 4.5. Схема демпфованого ДН

При цьому величина демпфованого резистора R_1 повинна мати величину в декілька сотень ом. Найкращі передаточні якості мають місце при $R_1 C_1 = R_2 C_2$. Коефіцієнт ділення визначає таке співвідношення:

$$K_C^R = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{C_1}{C_2}.$$

4.1.1. Контактні методи вимірювання наведеного струму

Вирішення задач електромагнітної сумісності вимагає визначення наведеного струму у провідних лініях зв'язку. При цьому зазвичай використовують контактні та безконтактні методи вимірювання. Загальною вимогою до перетворювачів струму є мінімальний вплив на кола, в яких здійснюють вимірювання.

Шунт. Величина струму в колі визначає падіння напруги на вимірювальному резисторі. Для виміру великих номінальних струмів використовують коаксіальну конструкцію шунта з елементами опору з високоомної фольги. Схематично конструкцію коаксіального шунта наведено на рис. 4.6.

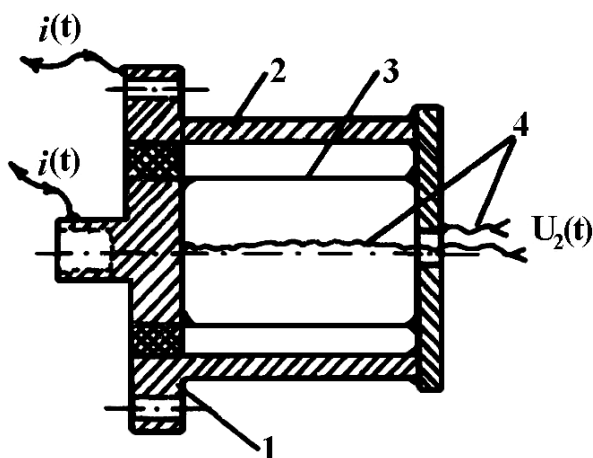


Рис. 4.6. Конструкція коаксіального шунта

На рис. 4. 6 наведено такі позначки: 1 – основний струмопровід; 2 – зворотний циліндричний струмопровід; 3 – резисторний елемент; 4 – виводи до вимірювача.

Падіння напруги на шунті визначає таке співвідношення:

$$U_r(t) = I(t) \cdot R, \quad U_l(t) = L \cdot \frac{dI(t)}{dt}.$$

До недоліків у використанні шунтів слід віднести необхідність розриву потужної мережі та наявність гальванічного зв'язку вимірювача та вимірювальної мережі.

4.1.2. Безконтактні методи вимірювання наведеного струму

До найбільш відомих та розповсюджених безконтактних методів вимірювання наведених струмів відносять пояс Роговського, який являє собою котушку, що охоплює провідник, яким протікає вимірювальний струм (рис. 4.7). Діапазон вимірювальних частот таких конструкцій знаходиться у межах від 0,01 Гц до 100 МГц.

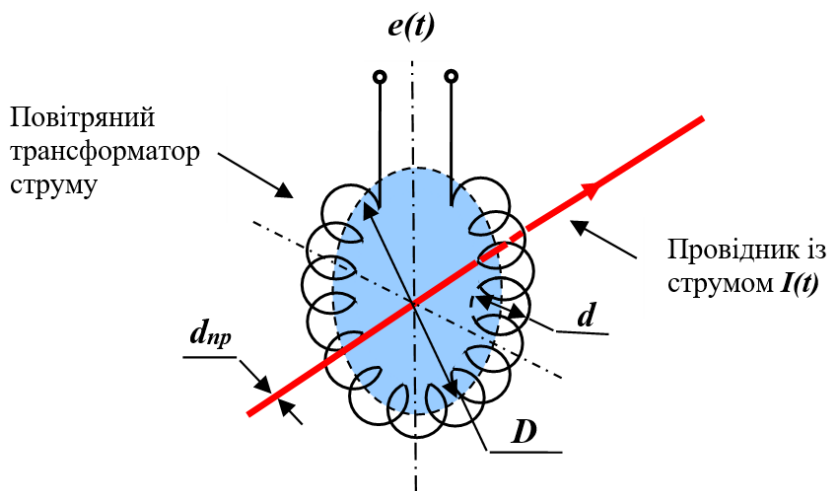


Рис. 4.7. Метод виміру струму за допомогою поясу Роговського

Величина наведеної ЕДС визначає таке співвідношення:

$$e_2 \approx 0,2\mu \cdot n\omega(S/r)dI/dt \cdot 10^{-8} \text{ В},$$

де $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ – відносна магнітна проникність, Гн/м;

S – площа перетину, см²;

r – середній радіус сердечника котушки;

n – кількість витків у котушці.

Для забезпечення похибки меншою 5 % слід величину опору R_n обирати за умов

$$L_n / (R_n + R_n) \gg \tau_i; R_n \gg R_n,$$

де L_n та R_n – власна індуктивність та активний опір обмотки перетворювача;

τ_i – тривалість вимірюваного імпульсу струму.

Конструкцію поясу Роговського наведено на рис. 4.8, а схема вимірювання – на рис. 4.9.

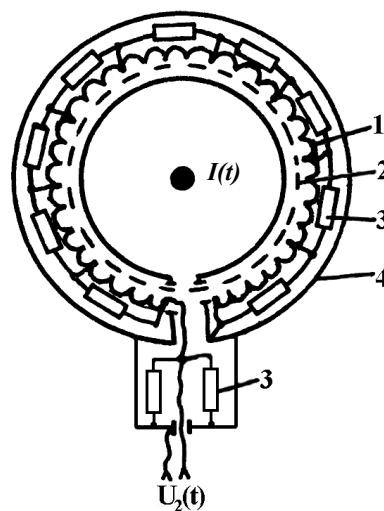


Рис. 4.8. Конструкція поясу Роговського:

1 – котушка; 2 – сердечник; 3 – резистори навантаження; 4 – екран

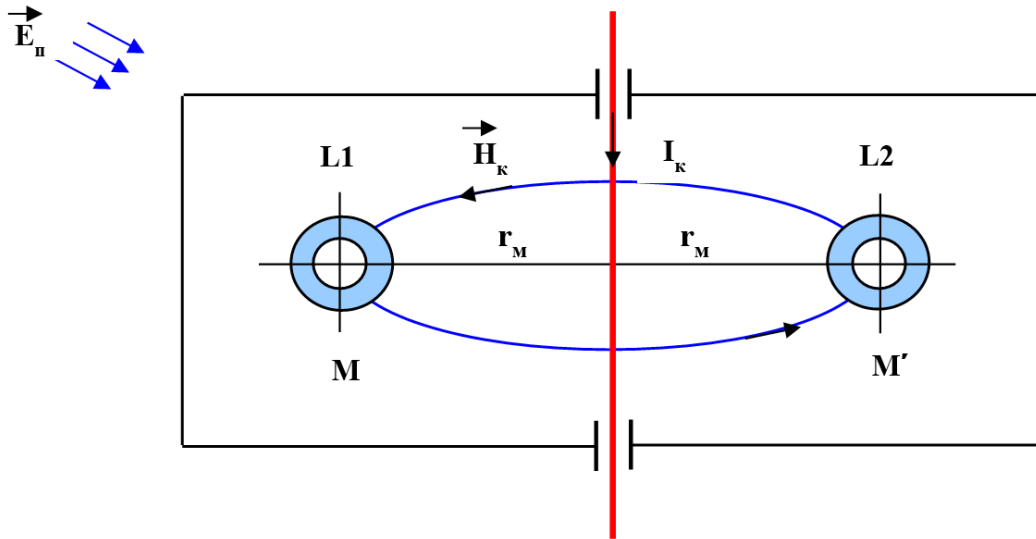


Рис. 4.9. Схема вимірювання

На рис. 4.9 наведено такі символи:

E_n – зовнішнє завадонесуче електромагнітне поле;

L_1, L_2 – котушки блоку індуктивних перетворювачів;

I_K – вимірювальний струм;

H_K – вимірювальне магнітне поле провідника з струмом;

r_M – відстань від центру провідника з струмом до точки виміру M .

Загальний вигляд вимірювачів імпульсних струмів наведено на рис. 4.10 та 4.11.



Рис. 4.10. Загальний вигляд вимірювача ПІТ - 10



Рис. 4.11. Комплект вимірювача струму

Використання кабельних ліній зв'язку між вимірювальним перетворювачем та реєстратором вимагає їх узгодження. При цьому використовують як послідовне, так і паралельне узгодження. У випадку, коли реєстратор має високий вхідний опір, до якого підключають низькоомну кабельну лінію передачі інформації, використовують **паралельне узгодження**. Схему паралельного узгодження наведено на рис. 4.12.

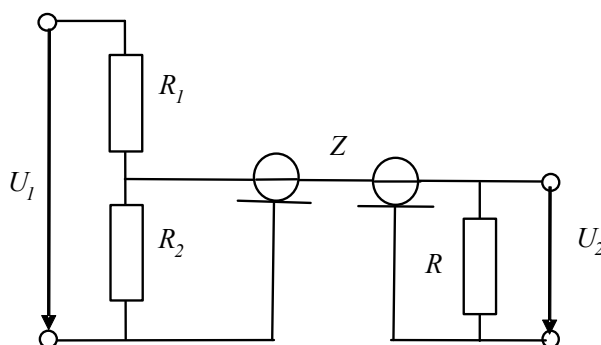


Рис. 4.12. Схема паралельного узгодження

Паралельно входу реєстратора вмикають резистор R_3 . При цьому необхідно виконувати умову $R_3 = Z$, де Z – хвильовий опір кабелю, а $R_2 \ll Z$.

Послідовне узгодження. На вході кабельної лінії вмикають резистор R_C , величина якого дорівнює хвильовому опору Z , який створює додатковий дільник. Схему послідовного узгодження наведено на рис. 4.13.

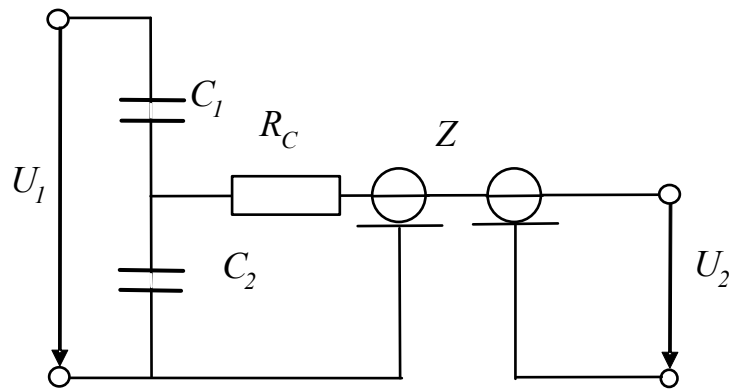


Рис. 4.13. Схема послідовного узгодження

До реєстратора розповсюджується сигнал, амплітуда якого дорівнює половині амплітуди вхідного сигналу. У зв'язку з тим, що $Z \ll R_{ex}$, сигнал подвоюється за амплітудою, реєструється реєстратором та повертається до входу, розсіюється на узгоджуючому резисторі.

Кабельні лінії мають нерівномірне затухання у широкому частотному діапазоні, особливо для передачі надширокопasmових сигналів. Тому для узгодження слід компенсувати ці нерівномірні втрати. Параметри блоку узгодження (рис. 4.14) слід обирати таким чином, щоб величина його опору дорівнювала хвильовому опору лінії передачі та одночасно компенсувала б її втрати на високих частотах.

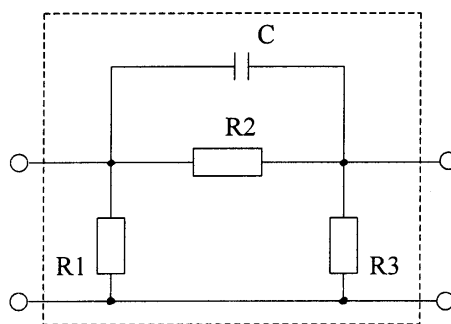


Рис. 4.14. Блок узгодження

Характеристики блока пов'язані з хвильовим опором Z таким співвідношенням: $C = (40 \div 70)/Z_2$, $R_1 = R_2 = R_3 = 1,5Z$. За рахунок компенсації

втрат на високих частотах широкосмужність вимірювальних пристроїв збільшується на 7 – 12 %.

Приклад. Для кабеля РК-75-4-11 із хвильовим опором 75 Ом величина ємності та резисторів складе відповідно 8,2 пФ та 112 Ом.

4.2. Методи вимірювання польових завад

Вимірюванню рівнів електричних та магнітних складових завадового електромагнітного поля сприяє наявність фізичних ефектів. Так, **електрооптичний ефект Керра** (1875 р.) полягає у виникненні подвійного заломлення променя в оптичних ізотропних речовинах (рідині і газу), які знаходяться в електричному полі. **Магнітооптичний ефект Керра** (1876 р.) полягає у тому, що плоскополяризоване світло, віддзеркалюючись від намагніченого феромагнетика, стає еліптично поляризованим. Різниця показників заломлення для звичайного та незвичайного променів дорівнює

$$n_e - n_o = \frac{B}{\lambda} E^2,$$

де λ – довжина хвилі променю;

B – постійна Керра, що залежить від хімічної природи речовини, температури і довжини хвилі променю.

Ефекти використовують для високочастотної модуляції променю та швидкодіючих оптичних затворів. Швидкість спрацьовування складає $10^{-9} - 10^{-12}$ с.

Електрооптичний ефект Поккельса (1894 р.) полягає у виникненні подвійного заломлення променя в нелінійних кристалах, які не мають центру симетрії та знаходяться в електричному полі. **Ефект Холла** (1879 р.) полягає у

тому, що в провіднику чи напівпровіднику з струмом при розташуванні його в магнітному полі виникає поперечне електричне поле.

$$V = R \cdot B \cdot b \cdot j,$$

де R – постійна Холла;

B – величина магнітного поля;

b – відстань між гранями, на яких виникає вимірювальна напруга;

j – щільність постійного струму I в провіднику;

V – напруга, що виникає.

Механізм використання ефекту Холла пояснює рис. 4.15.

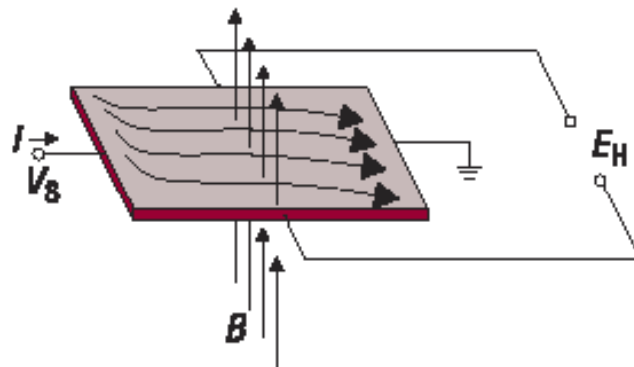


Рис. 4.15. Схема виникнення ефекту Холла

Вимірювання напруженості магнітних полів

Використовують перетворювачі на ґрунті ефекту Фарадея. Механізм використання ефекту Фарадея пояснює рис. 4.16.

Так, при $R_H \gg \omega L$

$$u_2(t) = \mu_0 \cdot \mu_1 \cdot \omega S \frac{dH_0(t)}{dt},$$

а при $\omega L \gg R_H$

$$u_2(t) = \frac{\mu_0 \cdot \mu_1 \cdot \omega S R_H}{L} H_0(t),$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, Гн/м; μ_1 - відносна магнітна проникність середовища всередині котушки; S - площа котушки індукційного перетворювача; ω - число витків індукційного перетворювача.

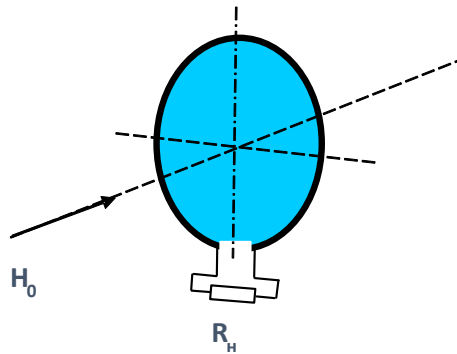


Рис. 4.16. Схема індукційного перетворювача вимірювача напруженості магнітного поля

У зв'язку з тим, що наведена наруга в індукційному перетворювачі є похідною від діючого магнітного поля, слід здійснити інтегрування сигналу. Схему пасивного інтегрування в режимі самоінтеграції наведено на рис. 4.17, а в режимі інтегрування за допомогою $R_i C_i$ - кола - на рис. 4.18.

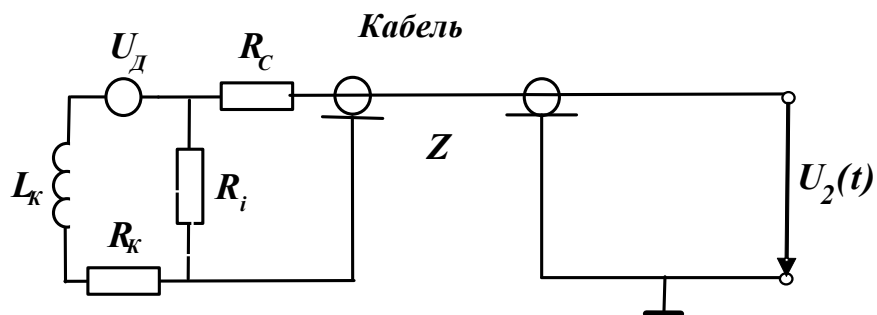


Рис. 4.17. Схема пасивного інтегрування в режимі самоінтеграції перетворювача

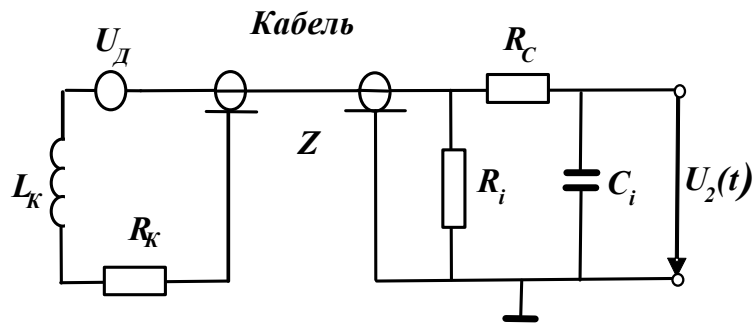


Рис. 4.18. Схема заміщення індукційного перетворювача в режимі інтегрування за допомогою $R_i C_i$ – кола

На рисунках введені такі позначення:

R_K – активний опір котушки перетворювача;

L_K – індуктивність котушки перетворювача;

R_C – узгоджувачий опір ($R_C = Z$);

Z – хвильовий опір кабелю.

Конструкції вимірювача напруженості магнітних полів

Типові конструкції вимірювальних перетворювачів наведено на рис. 4.19.

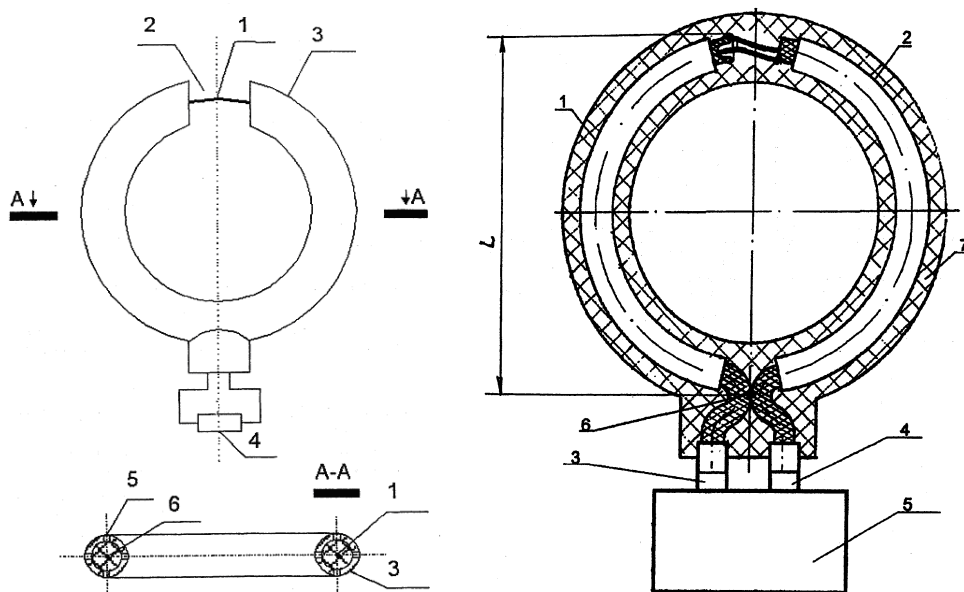


Рис. 4.19. Типові конструкції вимірювальних перетворювачів

На рисунку введені такі позначення: 1, 2 – котушки перетворювача, які виконані з відрізків екранованого кабелю; 3, 4 – відповідні лінії передачі інформації.

Вимірювання напруженості електричних полів

Вимірювачі Е-полів мають перетворювачі у вигляді ємності чи дипольної антени, які перетворюють імпульс напруженості електричного поля в пропорційний імпульс напруги. Розрізняють два типи перетворювачів:

- ємнісного типу (плоскі, сферичні та ін.), до складу яких включено два або більше металевих електродів з діелектричним заповненням між ними;
- антени дипольного типу горизонтальні чи вертикальні, які за принципом дії не відрізняються один від одного.

Схема ємнісного перетворювача електричного поля наведена на рис. 4.20.

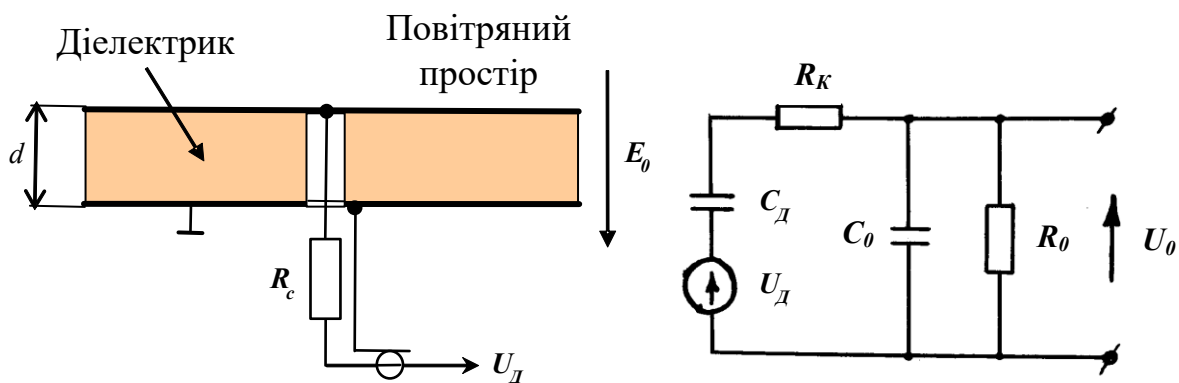


Рис. 4.20. Схема заміщення ємнісного перетворювача:

U_D – напруга між пластинами перетворювача;

C_D – ємність перетворювача;

C_0 – ємність навантаження;

R_K – узгоджувачий опір;

R_0 – опір навантаження;

U_0 – вихідна напруга.

Рівняння, що пов'язує вихідну напругу U_0 із різницею потенціалів на пластинах ємнісного вимірювального перетворювача (ВП) U_D , має такий вигляд [197–199]:

$$\frac{dU_D}{dt} = R_k C_0 \frac{d^2 U_0}{dt^2} + \left(\frac{C_0}{C_D} + \frac{R_k}{R_0} + 1 \right) \frac{dU_0}{dt} + \frac{U_0}{R_0 C_D}$$

Якість передачі ВП тривалості імпульсного сигналу і фронту визначають співвідношення:

$$T_i = R_0 C_D \gg T_{i0,1}; \quad R_k \ll R_0; \quad T_D = R_k C_0 \ll T_\phi,$$

де $T_\phi, T_{i0,1}, T_D$ – тривалість фронту, тривалість імпульсу напруженості електричного поля на рівні 0,1 максимального значення та постійна часу вимірювального перетворювача.

Від точності виконання цих співвідношень залежить систематична похибка вимірювання параметрів імпульсу. Для вимірювання імпульсних електричних полів вида $E(t) = E_m(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$ при $\beta \gg \alpha$ напруга на виході ВП матиме такий вигляд:

$$U_0 = \frac{\exp\left(-\frac{t}{T_i}\right)}{1 - \alpha T_i} + \alpha T_i \frac{\exp(-\alpha t)}{\alpha T_i - 1}.$$

Вводимо коефіцієнти $m = T_i/T_{i0,1}$ та $n = T_i/T_{i0,5}$, що пов'язують постійну перетворювача T_i з тривалістю імпульсу на рівнях 0,1 і 0,5, та отримуємо два трансцидентних рівняння, що пов'язують похибку вимірювання тривалості P із коефіцієнтами m та n .

$$0,23m - 0,1 = 2,3m \exp\{-2,3(\Pi + 1)\} - \exp\left\{-\left(\Pi + \frac{1}{m}\right)\right\};$$

$$0,35n - 0,5 = 0,7n \exp\{-0,7(\Pi + 1)\} - \exp\left\{-\left(\Pi + \frac{1}{n}\right)\right\};$$

Розв'язання цих рівнянь подано у вигляді відповідних залежностей (рис. 4.21).

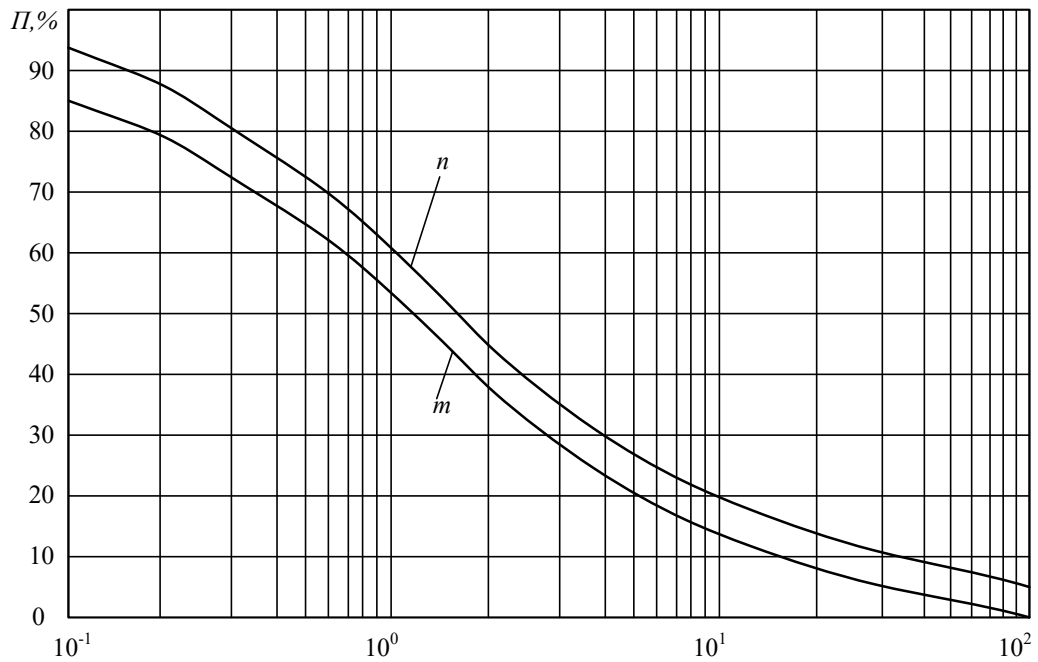


Рис. 4.21. Залежності похибки Π від співвідношення m чи n

Систематичні похибки вимірювання амплітуди та фронту імпульсу визначає таке співвідношення:

$$U_0 = \beta T_D \frac{\exp\left(-\frac{t}{T_D}\right)}{1 - \beta T_D} - \frac{\exp(-\beta t)}{1 - \beta T_D} + \exp(-\alpha t).$$

Вводимо коефіцієнт $K = \frac{T_D}{T_\phi}$. Тоді при $T_D \ll T_i$ маємо:

$$\Pi_a = \frac{\exp\left(-3,69\sqrt{1+K^2}\right) - 3,69K \frac{\exp\left(-\sqrt{1+K^2}/K\right)}{1-3,69K}}{1-3,69K} - \exp(-3,69);$$

$$\Pi_\phi = \sqrt{1+K^2} - 1.$$

Розв'язуючи ці рівняння, отримуємо залежність похибки вимірювання амплітуди Π_a та фронту Π_ϕ імпульсного сигналу від співвідношення постійної вимірювального перетворювача та тривалості фронту вимірюваного сигналу. Розв'язання цих рівнянь подано у вигляді відповідних залежностей (рис. 4.22.)

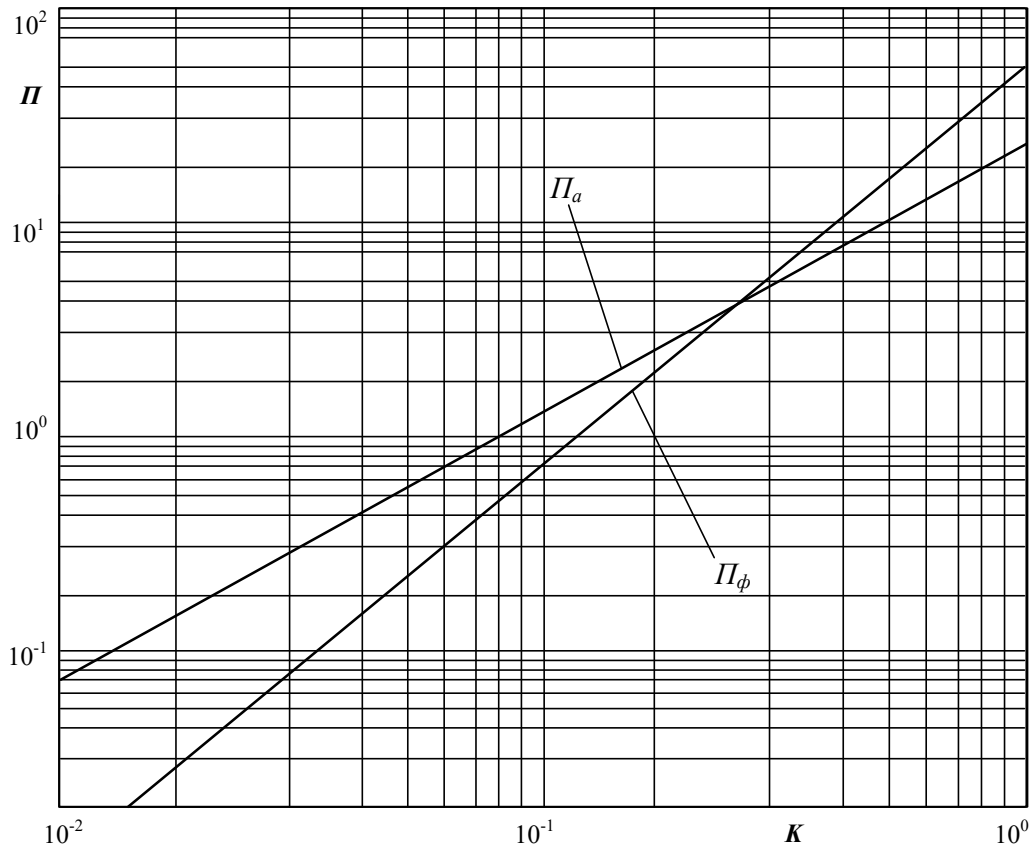


Рис.4.22. Залежності похибки амплітуди Π_a та фронту Π_ϕ від співвідношення K

Конструкції вимірювачів напруженості електричних полів подані на рис. 4.23 – 4.26 [188–192].

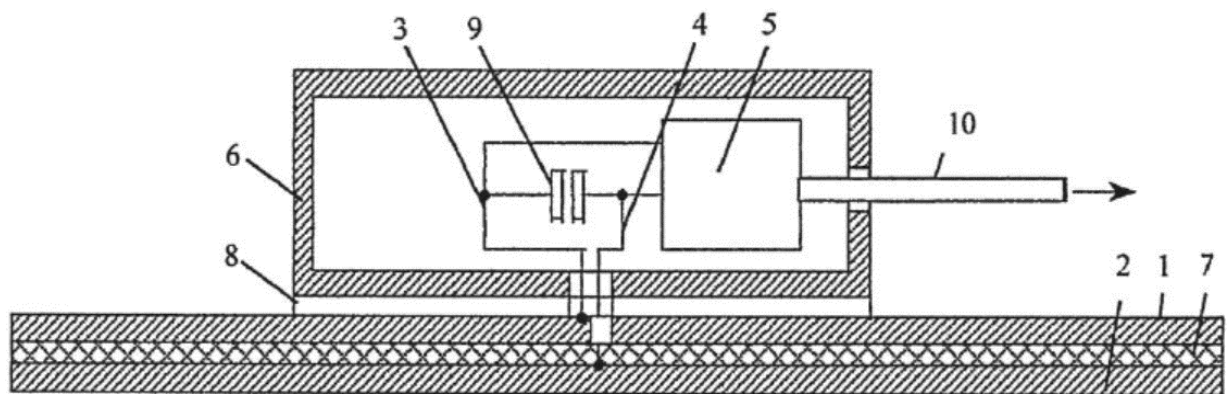


Рис.4.23. Конструкція ВНЕП:

1, 2 – дві плоскопаралельні металеві круглі пластини; 3, 4 – провідники;
 5 – блок перетворення; 6 – електромагнітний екран; 7 – піроелектричний
 диск; 8 – діелектрична прокладка, 9 – обкладки конденсатора; 10 – світловод

Пристрій для вимірювання напруженості електричного поля, зображений на рис. 4.23, містить дві плоскопаралельні металеві круглі пластини, сполучені провідниками з перетворюючим блоком, розташованим усередині електромагнітного екрана, виконаного у вигляді порожнього диска та встановленого в центрі зовнішньої поверхні плоскопаралельної круглої пластини, а відстань між указаними пластинами та їх товщина набагато менші від їх діаметра [191]. Між плоскопаралельними круглими пластинами міститься піроелектричний диск, а для запобігання електричного контакту плоскопаралельної круглої пластини з електромагнітним екраном використовується тонка діелектрична прокладка.

Пристрій працює таким чином. При розташуванні пристрою в електричному полі на пластинах з'являються електричні потенціали, під впливом яких по провідниках, що з'єднують поверхні плоскопаралельних круглих пластин, тече струм. З обкладок конденсатора сигнал подається до входу перетворюючого блока, що перетворює електричний сигнал в інтенсивність світлового потоку, який крізь отвір в електромагнітному екрані за допомогою світловоду виводиться за межі пристрою для подальшої обробки та реєстрації.

У пристрої забезпечується прямопропорційна залежність вихідного сигналу від напруженості електричного поля, що вимірюється. Це досягається за рахунок того, що застосований піроелектричний диск не змінює своїх параметрів у широкому діапазоні частот вимірюваного електричного поля. Використання піроелектричного диска дає змогу у 2–3 рази розширити діапазон вимірювань.

Пристрій для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля по трьох ортогональних напрямках, зображений на рис. 4.24, містить вимірювальний перетворювач, підключений до блока індикації з диференціальними входами і виконаний у вигляді металевої сфери, покритої шаром діелектрика, на яку нанесена металева оболонка, розділена на шість однакових за формою ізолюваних одна від одної частин, розташованих симетрично щодо осей ортогональної системи координат з центром, що збігається з центром металевої сфери, при цьому частини металевої оболонки розташовані на одній осі ортогональної системи координат, попарно підключені до диференціальних входів блока індикації, до загальної шини якого підключена металева сфера, причому радіус металевої сфери і товщина шару діелектрика пов'язані співвідношенням $R/d=10-50$, де R – радіус металевої сфери, мм; d – товщина шару діелектрика, мм. У пристрої з метою розширення динамічного діапазону в металевій сфері виконані отвори, а шар діелектрика виконаний у вигляді еластичної плівки, що покриває зовні і зсередини металеву сферу з рівномірним зазором, заповненим рідиною, причому товщина шару діелектрика виконана регульованим тиском повітря, що подається у внутрішню порожнину сфери [173].

Пристрій містить вимірювальний перетворювач, виконаний у вигляді 1 з отворами 2, закритою зовні і всередині еластичними плівками 3, між якими міститься рідина 4 з великою діелектричною проникністю, і металевої оболонки 5, віддаленої від металевої сфери 1 на деякій відстані L , поділеної на шість однакових за формою та ізолюваних один від одної частин,

розташованих симетрично щодо осей ортогональної системи координат з центром, що збігається з центром металевої сфери 1.

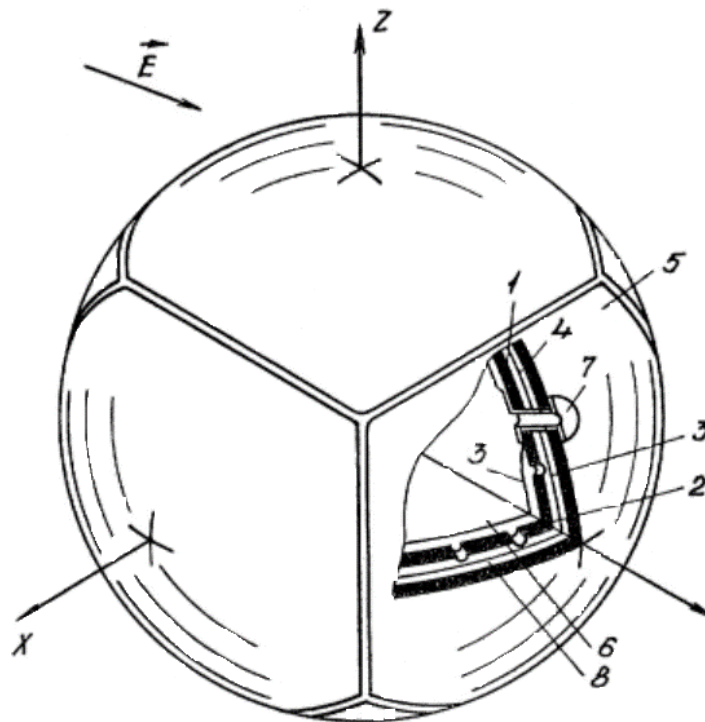


Рис. 4.24. Схема пристрою для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля по трьох ортогональних напрямках:

- 1 – металева сфера; 2 – отвори у сфері; 3 – еластична плівка; 4 – рідина;
- 5 – металева оболонка; 6 – внутрішня порожнина; 7 – патрубок;
- 8 – простір між металевою сферою 1 і металевою оболонкою 5

Частини металевої оболонки 5 розташовані на одній осі ортогональної системи координат і попарно підключені до диференціальних входів блока індикації (не показаний), до загальної шини якого приєднана металева сфера 1. Тиск газу у внутрішню порожнину 6 металевої сфери 1 подається за допомогою патрубка 7.

Пристрій працює таким чином. Вимірювальний перетворювач поміщають у зону дії електричного поля і подають усередину металевої сфери тиск, достатній для переміщення рідини з внутрішньої порожнини 6 металевої сфери 1 через отвори 2 в простір між 8 металевою сферою 1 і металевою оболонкою 5. На

електродах ємнісних перетворювачів виникає різниця потенціалів, яка пов'язана з напруженістю вимірюваного імпульсного електричного поля співвідношеннями:

$$U_x = 10 \frac{d}{\varepsilon} E_x; U_y = 10 \frac{d}{\varepsilon} E_y; U_z = 10 \frac{d}{\varepsilon} E_z;$$

де U_x , U_y , U_z – різниці потенціалів, що виникають при диференціальному включенні ємнісних перетворювачів, розташованих на одній осі ортогональної системи координат;

E_x , E_y , E_z – амплітуди компонент вектора напруженості електричного поля;

ε – діелектрична проникність міжелектродного простору.

Змінюючи тиск усередині порожнини 6 металеві сфери 1 від нуля до максимального тиску, яке визначається необхідністю повного переміщення рідини з порожнини 6 у міжелектродний простір 8, отримуємо зміну діелектричної проникності від одиниці до максимального значення діелектричної проникності застосовуваної рідини, що відповідає зміні амплітудного діапазону вимірюваного імпульсу напруженості електричного поля. Виконання вимірника напруженості імпульсного електричного поля зазначеним чином із застосуванням як рідини води дають змогу збільшити вимірюваний амплітудний діапазон майже на два порядки. Фото пристрою для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля по трьох ортогональних напрямках показане на рис. 4.25.

Технічні характеристики вимірювачів напруженості електричного поля наведені у табл. 4.1.

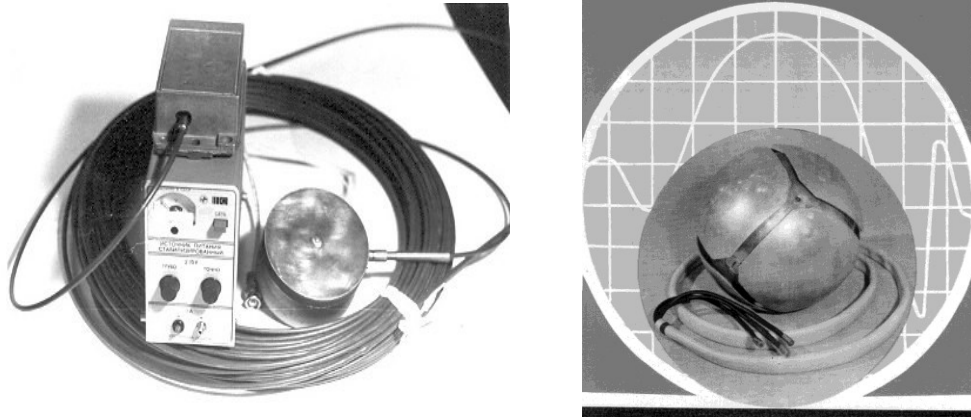


Рис. 4.25. Пристрій для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля по трьох ортогональних напрямках

Таблиця 4.1

Технічні характеристики вимірювачів

Характеристики	Одиниця виміру	Величина	
		ВНЕП-В	ВНЕП -Е
Амплітуда	кВ/м	$1 \dots 10^3$	$10^{-3} \dots 10^2$
Тривалість фронту вимірюваних імпульсів	с	$5 \cdot 10^{-9} \dots 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-9} \dots 10^{-3}$
Тривалість спаду вимірюваних імпульсів	с	$10^{-7} \dots 10^{-2}$	$10^{-8} \dots 10^{-1}$

Вимірювальні антени дипольного типу

Схема несиметричного вібратора над землею наведена на рис. 4.26.

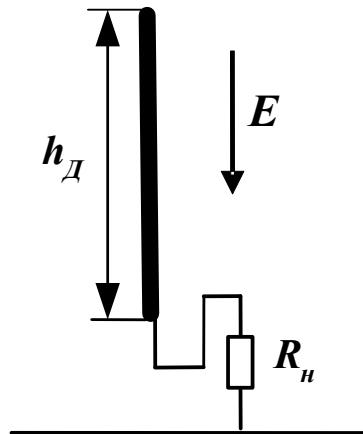


Рис. 4.26. Схема розташування несиметричного вібратора

Напругу на навантаженні визначає таке співвідношення:

$$U = E \cdot h_D, \quad h_D = \frac{h}{2},$$

де h_D – діюча висота антени, м.

За умов $\frac{1}{\omega \cdot C} \gg R_n$ напруга на навантаженні визначається так:

$$U = C \cdot R_n \cdot h_D \frac{dE(t)}{dt}.$$

За умов $\frac{1}{\omega \cdot C} \ll R_n$ напруга на навантаженні визначається як

$$U = E \cdot h_D = E \frac{h}{2},$$

де $C = \frac{2\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}{\ln\left(\frac{2h}{a}\right) - 2}$.

У такому випадку резонанс буде на частоті

$$f_r = \frac{c}{4h_D},$$

де c – швидкість світла.

Трансформація спектра електричних сигналів

Характеристики імпульсного сигналу пов'язані з шириною його спектра такими співвідношеннями:

$$f_n = (0,1 - 0,2) \frac{\delta}{T_i}, \quad f_v = (0,3 - 0,4) \frac{1}{T_\phi},$$

де f_n – нижня межа спектра імпульсного сигналу, Гц;

f_v – верхня межа спектра імпульсного сигналу, Гц;

δ – величина скосу вершини імпульсу, %;

T_i – тривалість імпульсного сигналу, с;

T_ϕ – тривалість фронту імпульсного сигналу, с.

Змінюючи швидкість розповсюдження інформаційного імпульсного сигналу одночасно з проходженням його у деякій структурі дає змогу трансформувати спектр сигналу. Коефіцієнт лінійного перетворення визначає таке співвідношення:

$$G = \frac{V_1}{V_2},$$

де V_1 – величина початкової швидкості розповсюдження сигналу;

V_2 – величина кінцевої швидкості розповсюдження сигналу.

Функціональна та принципова схеми такого пристрою перетворення часового масштабу імпульсного сигналу наведена на рис. 4.27 [190].

Пристрій дає змогу здійснити лінійне перетворення часового масштабу імпульсних електричних сигналів у інформаційному пакеті відносно тактового імпульсу, не змінюючи при цьому параметри інформаційних імпульсних електричних сигналів, які перебувають у інформаційному пакеті. Пристрій здійснює лінійне перетворення часового масштабу пакета імпульсних електричних сигналів, шляхом зміни параметрів штучної лінії затримки одночасно з проходженням пакета імпульсних електричних сигналів. До пристрою під'єднується додаткова штучна лінія затримки таким чином, що

кожна комірka зв'язана з відповідною коміркою керованої штучної лінії затримки, а до входу додаткової штучної лінії затримки підключено генератор лінійно змінюючої напруги.

Швидкість розповсюдження сигналу штучної лінії затримки визначається співвідношенням

$$V = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

де V – швидкість розповсюдження сигналу в ЛЗ;

L – погонна індуктивність;

C – погонна ємність.

Змінюючи параметри штучної лінії затримки, наприклад погонну ємність, одночасно з проходженням пакета імпульсних електричних сигналів вздовж штучної лінії затримки здійснюється зміна швидкості його розповсюдження.

При цьому здійснюється одночасна лінійна затримка як відстані між імпульсами в інформаційному пакеті, так і самих параметрів в інформаційних імпульсах.

Таким чином, коефіцієнт перетворення часового масштабу пакета імпульсних електричних сигналів визначається співвідношенням початкової та кінцевої швидкостей розповсюдження сигналів у штучній лінії затримки.

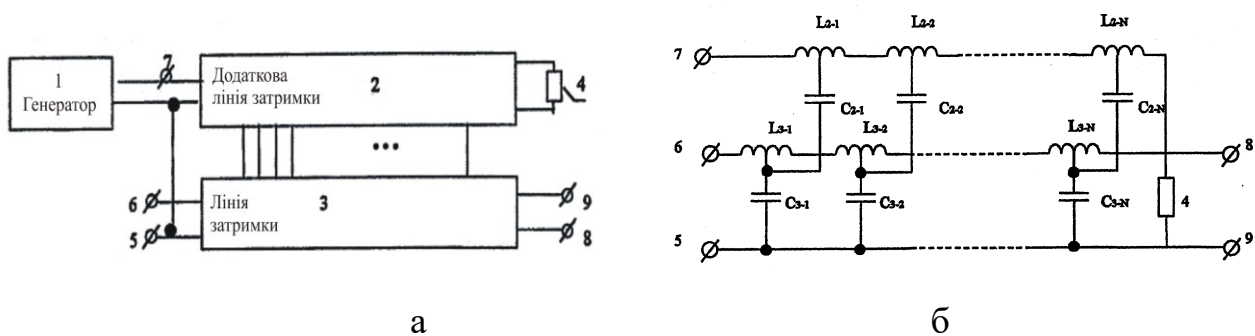


Рис. 4.27. Функціональна (а) та принципова (б) схеми пристрою перетворення часового масштабу імпульсного сигналу

На рис. 4.27: генератор лінійно змінюючої напруги, що під'єднаний до входу додаткової штучної лінії затримки 2, кожна комірka якої зв'язана з відповідною коміркою штучної лінії затримки 3. Вихід додаткової лінії затримки 2 підключено до навантаження 4. Імпульсні інформаційні сигнали подаються до затискачів 5, 6 та відводяться від затискачів 8, 9.

Пристрій працює таким чином.

З появою пакета імпульсних електричних сигналів на затискачах 5, 6 він розповсюджується вдовж штучної лінії затримки 3 та з'являється на затискачах 8, 9. Одночасно подається від генератора 1 лінійно змінююча напруга на затискачі 5, 7, яка розповсюджується вдовж додаткової штучної лінії затримки 2, змінюючи параметри штучної лінії затримки 3 та розсіюється на навантаженні 4. Таким чином, швидкість розповсюдження інформаційного пакета імпульсних електричних сигналів змінюється залежно від часу та місця перебування інформаційного імпульсного сигналу.

Залежно від початкової та кінцевої швидкостей розповсюдження пакета інформаційних імпульсних електричних сигналів вдовж штучної лінії затримки 3 здійснюється лінійне перетворення часового масштабу пакета інформаційних імпульсних електричних сигналів.

Так, наприклад, коли $L = 0,04 \div 0,05$ мкГн; $C = 2 \div 20$ нФ; коефіцієнт перетворення $G = 3$.

Блок-схема пристрою паралельного перетворення часового масштабу зображена на рис. 4.28.

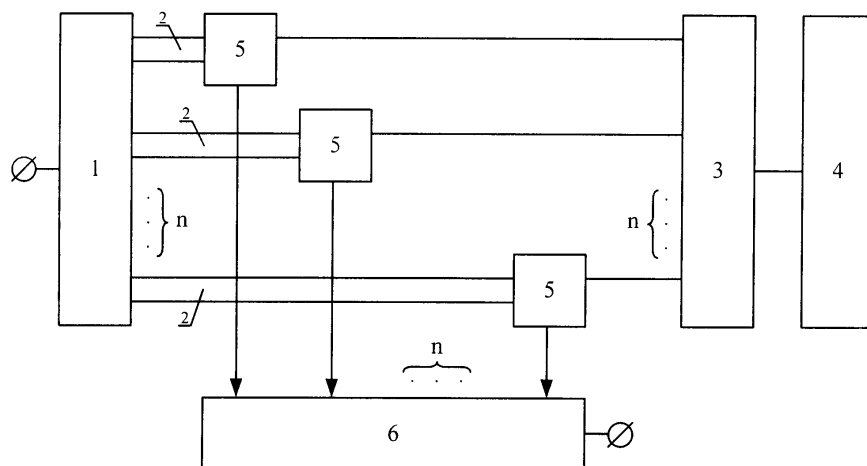


Рис. 4.28. Блок- схема пристрою паралельного перетворення часового масштабу:

1 – розмножувач сигналу; 2 – кабельна лінія затримки; 3 – розмножувач строб-імпульсу; 4 – генератор строб-імпульсу; 5 – змішувачі; 6 – суматор

РОЗДІЛ 5

МЕТОДИ ЗАХИСТУ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Методи захисту телекомунікаційних систем (ТС) повинні вирішувати такі загальні задачі:

- зменшити рівень завад в ланцюгах технічних засобів ТС;
- використовувати компоненти ТС підвищеної стійкості.

При цьому методи захисту поділяють на конструкційні та схемотехнічні.

Конструкційні методи захисту базуються на використанні оптимальних конструктивних рішень та не призводять до зміни основних схемних рішень у ТС, які підлягають захисту. Прикладом конструктивних рішень є екранування та раціональне заземлення вузлів, блоків і систем. **Схемотехнічні методи** захисту передбачають цілеспрямовану зміну структури схем та, зазвичай, ці зміни здійснюють шляхом введення додаткових елементів і вузлів на вхідних та вихідних ланцюгах ТС. Прикладом застосування є обмеження наведених струму і напруги в небезпечних трактах ТС та електромагнітна розв'язка окремих ланцюгів, блоків і систем [201].

5.1. Конструкційні методи захисту

Екранування. Ефективність екранування визначається коефіцієнтом екранування S , який являє собою відношення амплітуд напруженості поля в будь-якій точці екранованої області до амплітуди напруженості поля в цій самій точці, але за відсутності екрана.

$$S_E = \frac{E_E}{E_1} \quad \text{чи} \quad S_E = \frac{H_E}{H_1}.$$

Екранне затухання визначає величина, яка є зворотною до коефіцієнта екранування та вимірюється у відносних одиницях (децибелах).

$$A[\text{дБ}] = 20 \lg \left\{ \frac{I}{S} \right\}.$$

Механізм проникнення електромагнітної хвилі всередину екрана пояснює рис. 5.1.

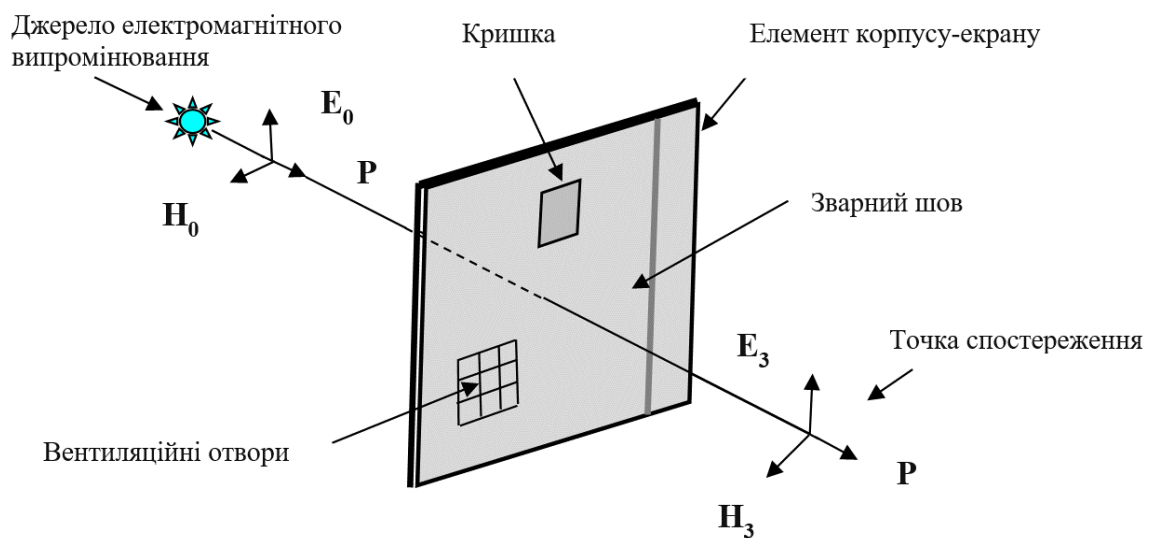


Рис. 5.1. Механізм екранування електромагнітної хвилі

Екран ефективний за умов, що його товщина є більшою за потрібну глибину скін-слою δ . Причому, глибиною скін-слою δ є відстань, на якій амплітуда хвилі дорівнює $1/e$, чи 37 % від первинного значення. Її визначає таке співвідношення:

$$\delta = \frac{6,6}{\sqrt{f\mu\sigma}}.$$

Залежність глибини скін-слою від частоти наведено на рис. 5.2.

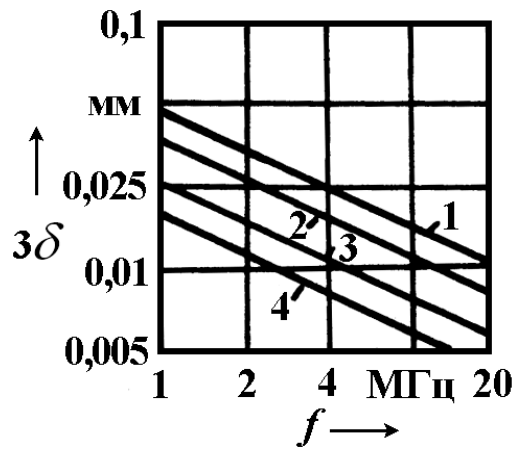


Рис.5.2. Залежність глибини скін-слою від частоти

Практичні приклади реалізації основних методів екранування ТС наведено на рис. 5.3.

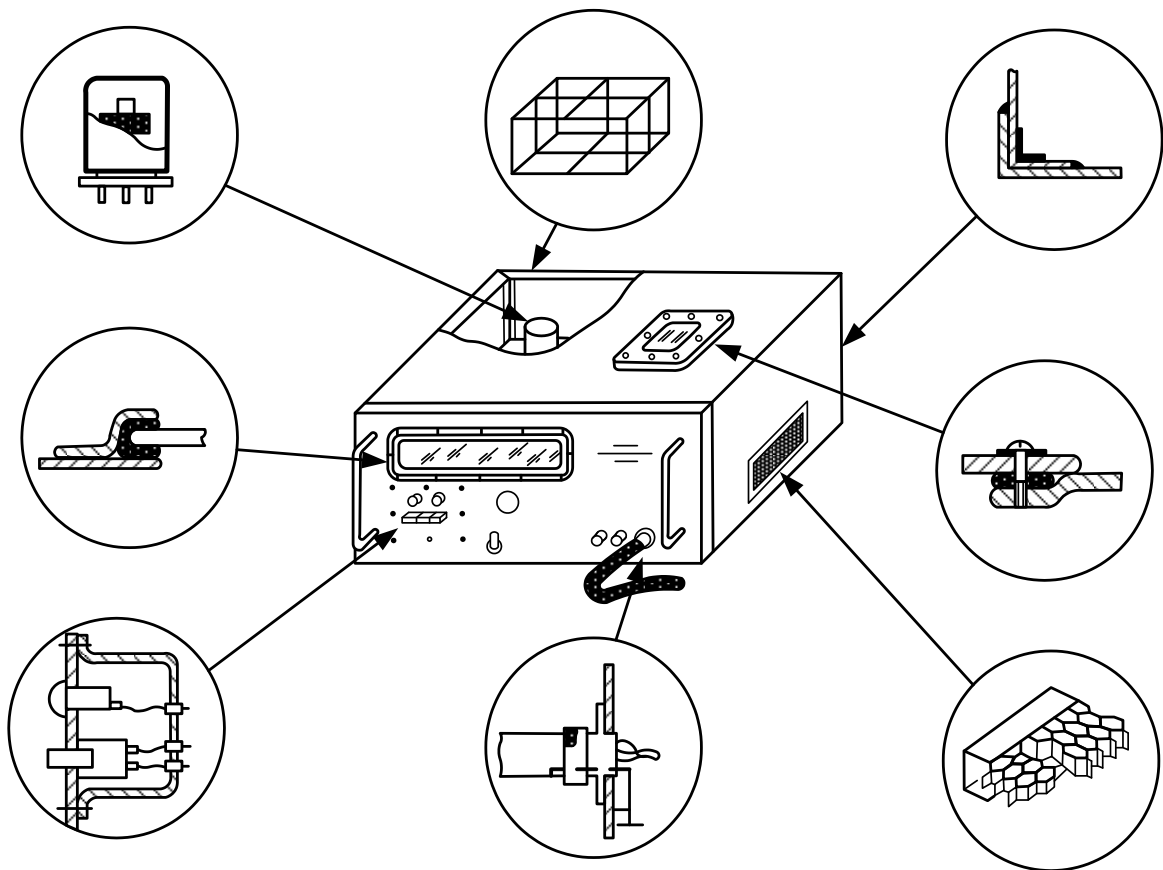


Рис. 5.3. Практичні приклади реалізації основних методів екранування ТС

Основні методи екранування приміщень наведено на рис. 5.4.

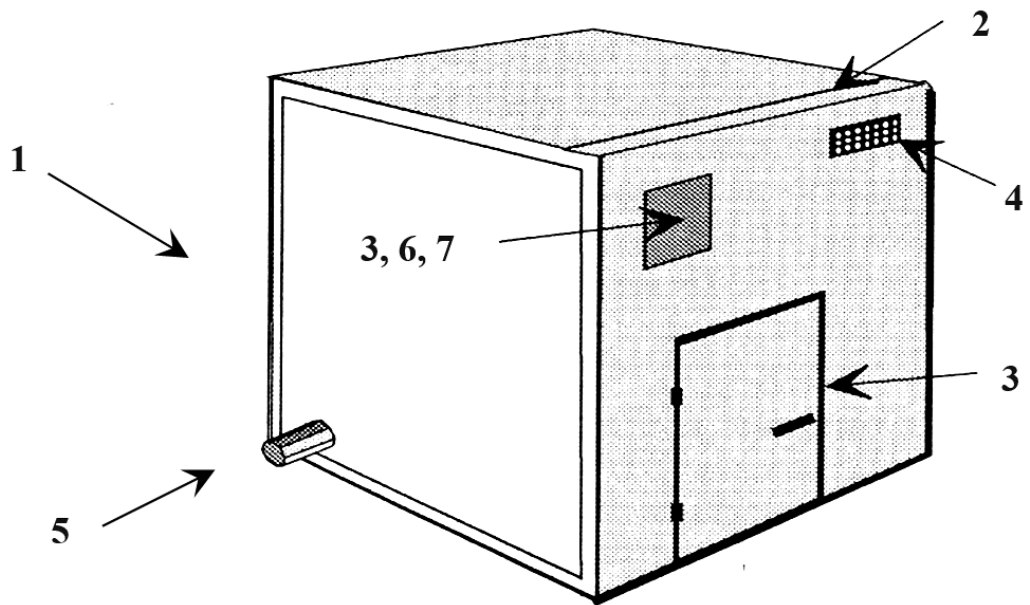


Рис. 5.4. Основні методи екранування приміщень

Основні методи екранування приміщень можна поділити на 7 класів [204], які розглянуто нижче.

1. Зварна рама забезпечує магнітостатичне екранування на низьких частотах:

$$A[\text{дБ}] = 20 \lg \left\{ \frac{I+I}{S_1 + S_2} \right\},$$

$$S_1 = I / [1 + 2(\mu_1 a / 3R_E)], \quad S_2 = 3a [\lg(2a/d) - 1,25] / \pi R_E,$$

де R_E – еквівалентний радіус корпусу;

a – відстані між сусідніми вітками рами, м.

2. Безперервність екрана. Коефіцієнт екранування поля для корпусів-екранів:

- при імпульсному випромінюванні

$$S_i = \frac{I}{0,7\tau_E\tau_i} [\exp(-t/\tau_E) - \exp(-\pi^2 t / \tau_{\text{диф}})];$$

- при високочастотному синусоїдальному випромінюванні

$$S_{вч} = [\pi\delta\sqrt{2} \exp(-d / \delta)] / R;$$

- при низькочастотному синусоїдальному випромінюванні

$$S_{нч} = I / \sqrt{1 + \tau_E^2 \omega^2},$$

де: f – частота завадонесучого поля, Гц;

d – товщина стінки екрана, м;

σ – питома електропровідність екрана, См/м;

R – мінімальний розмір екрана, м;

n – коефіцієнт форми екрана ($n = 2,5 - 3,0$);

τ_E – тривалість напівспаду зовнішнього імпульсу, с.

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}, \quad \delta = \sqrt{2 / \mu_0 \sigma \omega}, \quad \omega = 2\pi f, \quad \tau_E = \mu_0 \sigma R d / n, \quad \tau_{diff} = \mu_0 \sigma d^2.$$

Засоби невід'ємних з'єднань частин екрана зварюванням.

Різноманітні засоби невід'ємних з'єднань, зроблених за допомогою зварювання, наведені на рис. 5.5.

Це з'єднання, зроблені методом напусканням, напів напусканням, з перемичкою, безперервним швом, точковим зварюванням. Причому електропровідність шва визначає таке співвідношення:

$$\sigma_E = \sigma_1 / [1 + \sigma_1 d_1 b / \sigma_2 d_2 l],$$

де σ_1, σ_2 – питома електропровідність матеріалу екрана і наплавлюваного електрода, См/м;

d_1, d_2 – товщина стінки екрана;

b – ширина зварювального шва, м;

l – довжина шляху струму по замкнутому контуру, м.

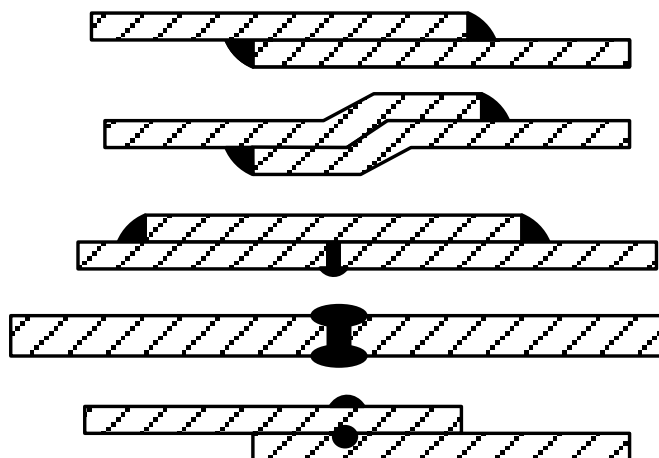


Рис. 5.5. Засоби невід’ємних з’єднань

Для точкового зварювання:

$$\sigma_E = 2a\sigma_1 / (2an + d),$$

де n – кількість місць зварювання по шву;

d – товщина стінки екрана, м;

a – радіус контакту в місці зварювання;

σ_E – питома провідність матеріалу екрана, См/м.

3. Електромагнітне ущільнення. Засоби застосування та установлення електропровідних ущільнювальних прокладок наведено на рис. 5.6, а варіанти захисту вводів органів керування – на рис. 5.7. При цьому електричний опір клею, який застосовують під час установлення прокладок, не повинен перевищувати 0,01 Ом/см. Клей слід наносити через 2,5...5 см краплями, діаметром не більше ніж 3...6 мм.

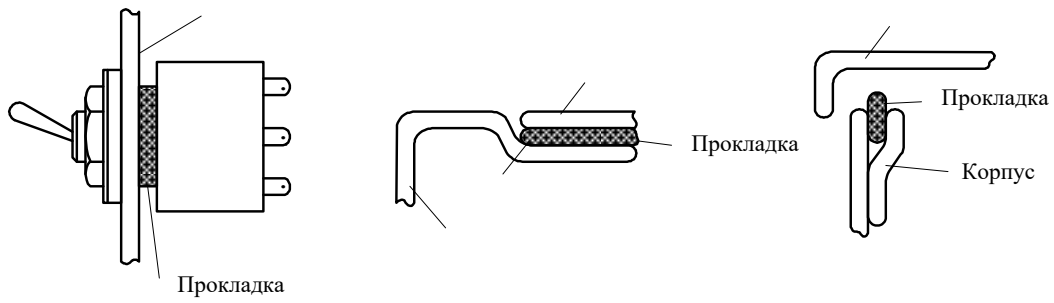


Рис. 5.6. Засоби установлення електропровідних прокладок

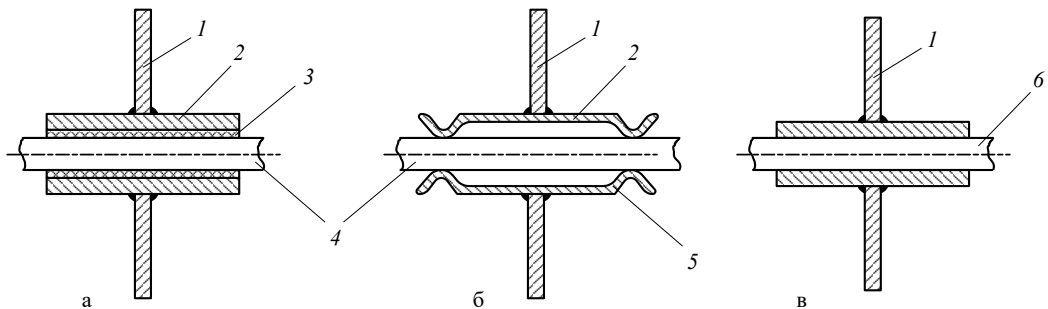


Рис. 5.7. Варіанти захисту вводів органів керування:

а – металеві з ізоляцією; б – без ізоляції; в – діелектричні;

1 – корпус ТС; 2 – металева втулка; 3 – ізоляційна втулка;

4 – металева вісь; 5 – пружинний контакт; 6 – діелектрична вісь

4. Вентиляційні отвори. Згасання у вентиляційних отворах залежить від співвідношення величини отвору до довжини хвилеподібної насадки та визначається співвідношенням

$$A[\text{дБ}] = \frac{16d}{r}.$$

Переріз хвилеподібної насадки вентиляційного отвору наведено на рис. 5.8.

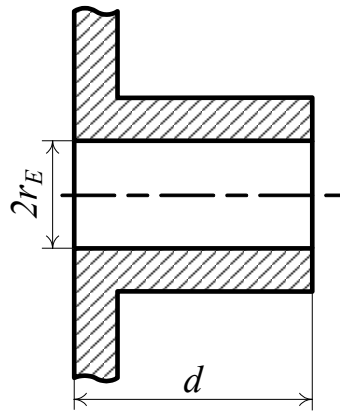


Рис.5.8. Переріз хвилеподібної насадки

Екранне загасання магнітного поля при $2r_E < \lambda / 2\pi$ визначається співвідношенням

$$A[\text{дБ}] = 20 \lg \left\{ \frac{c_2}{a_3} \right\} + \frac{16d}{r_E} + 3,8.$$

Визначення захисних властивостей екрана, до складу якого включено вентиляційну решітку з круглих отворів, пояснює рис. 5.9.

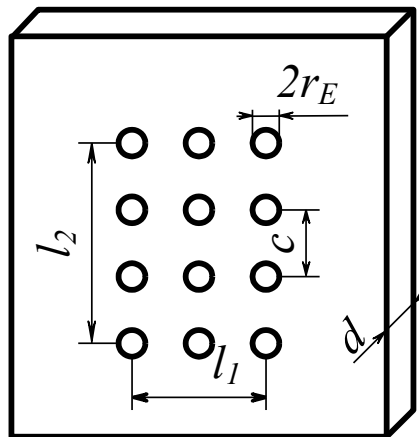


Рис. 5.9. Вентиляційна решітка

Загасання вентиляційної решітки визначається співвідношенням

$$A[\text{дБ}] = \frac{27d}{a} - 20 \lg N,$$

де d – товщина решітки, м;

a – максимальний лінійний розмір ячейки, м;

N – кількість комірок.

5. Кабелі та рознімні контактні з'єднання.

6. Додаткове часткове екранування. Здійснюють локальну герметизацію корпусу в місці розташування отворів.

7. Провідні прозорі матеріали: вікна з провідним шаром; оптичні прозорі підкладки; застосування тонкої сітки з монелевого дроту діаметром 0,05 мм та розміром комірки 1,27 * 1,08 мм.

8. Локальне екранування. Приклад застосування методу локального екранування подано на рис. 5.10.

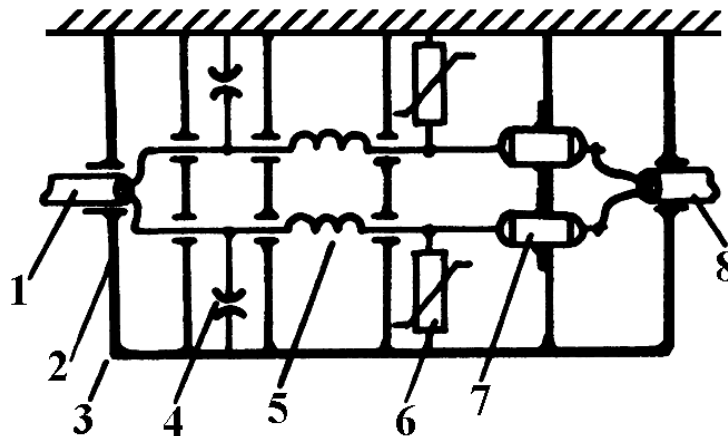


Рис. 5.10. Типовий приклад реалізації методу локального екранування:

1 – вхідний кабель; 2 – екран; 3 – зварювання на 360°; 4 – розрядник;

5 – котушка індуктивності; 6 – варистор; 7 – прохідний конденсатор;

8 – вихідний кабель

Приклад розрахунку захисних властивостей корпусу-екрана

Стадія ескізного проектування. Вхідні дані (рис. 5.11).

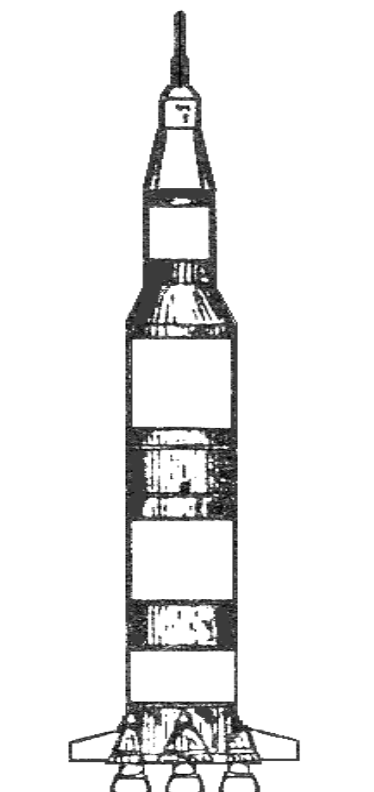


Рис.5.11. Технічне завдання

Формування розрахункових моделей елементів конструкції корпусу-екрана (рис. 5.12).

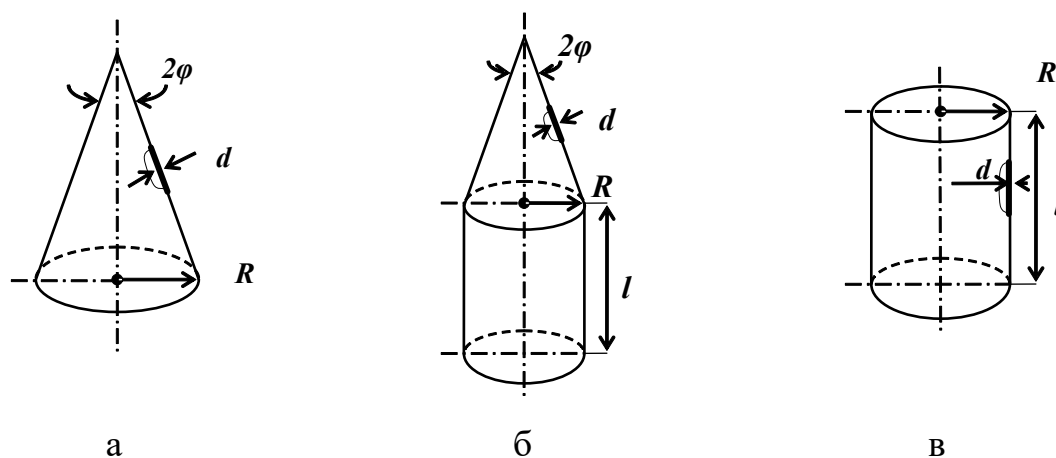


Рис.5.12. Моделі елементів конструкції

На рівень електромагнітного поля, що проходить крізь стінки елементів конструкцій, суттєво впливають форма, матеріал та розміри конструкції. При дії електромагнітного поля електрична складова, що проходить всередину екрана, дорівнює 0 ($E_W = 0$), а коефіцієнт екранування магнітної складової визначає співвідношення $S_H = H_W/H_0$. Великий вплив на величину проникливого електромагнітного поля мають неоднорідності, які поділяють на отвори (рис. 5.13) та стиковані вузли (рис. 5.14). У свою чергу отвори поділяють на круглі та прямокутні, з відповідними характерними розмірами.

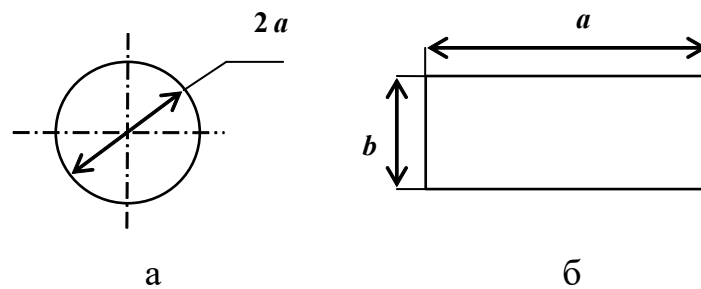


Рис. 5.13. Круглі (а) та прямокутні (б) отвори

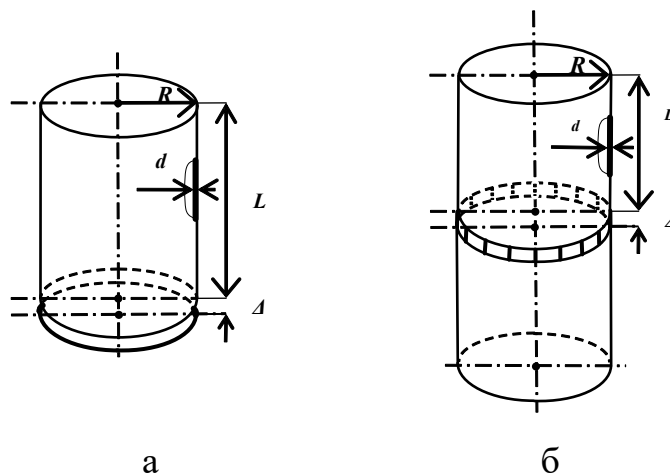


Рис. 5.14. Типи стикованих вузлів

У свою чергу стиковані вузли мають щілину (рис. 5.14, а):

$$E_{Het} = 0, \quad H_{Het} = 4H_0 \frac{\Delta}{R} \exp\left(-\frac{3z}{R}\right)$$

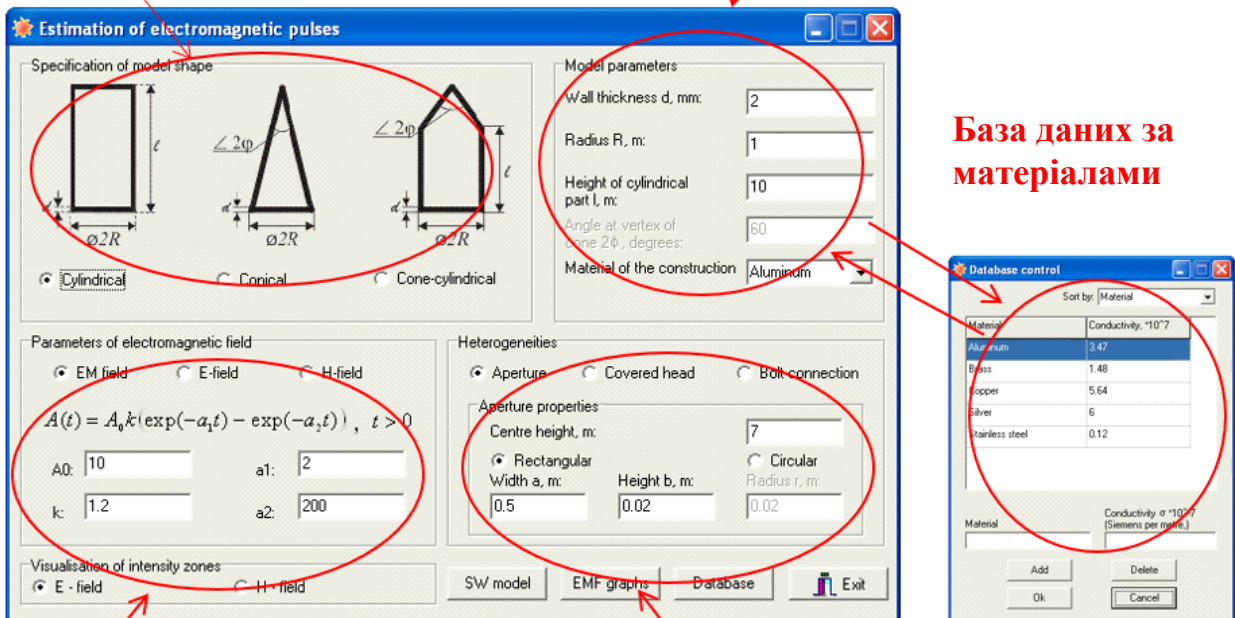
чи болтове з'єднання (рис. 5.14, б):

$$E_{Het} = 0, \quad H_{Het} = H_W \left[3 \left(1 + 10 \frac{\Delta}{R} \right) \exp(-0,5n) + 1 \right].$$

Автоматизацію процесу розрахунку ефективності екранування реалізують за допомогою експертної системи з оцінювання захищеності конструкції. Приклад інтерфейсу головного вікна експертної системи показано на рис. 5.15.

Модель форми

Модель параметрів: розміри і матеріали



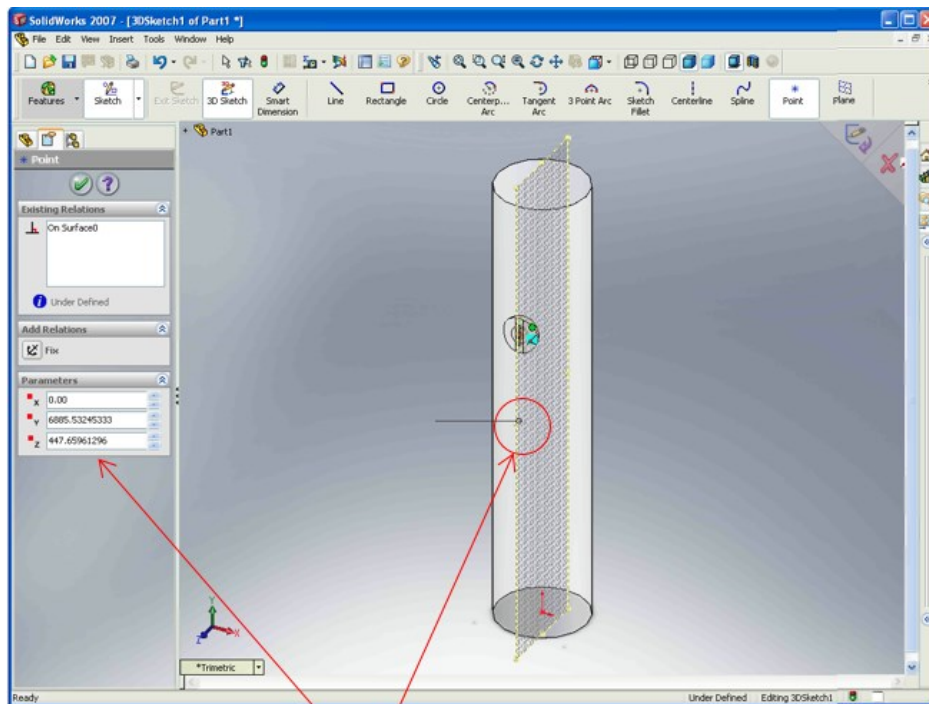
База даних за матеріалами

Параметри ЕМП

Неоднорідність

Рис. 5.15. Приклад інтерфейсу головного вікна експертної системи

Результати обчислення складових електромагнітного поля в обраній точці за допомогою експертної системи наведено на рис. 5.16 [205].



Характеристики обраної точки

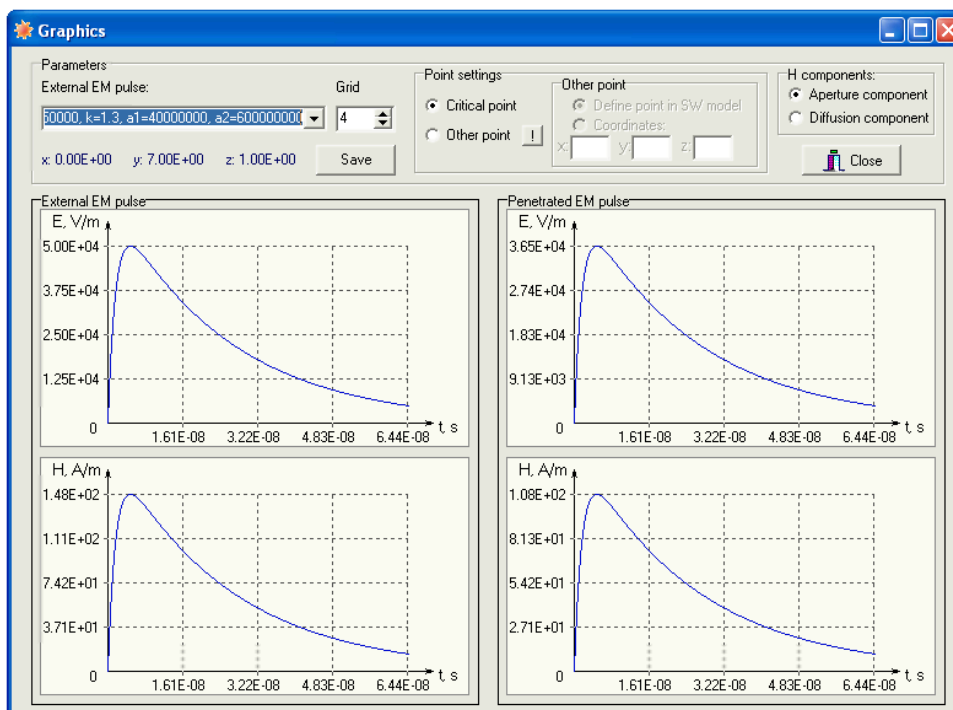
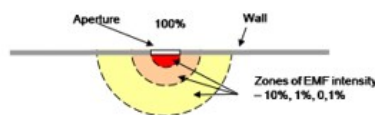


Рис. 5.16. Результати розрахунків складових електромагнітного поля в обраній точці за допомогою експертної системи

Проникнення ЕМ – поля через неоднорідності. Вплив неоднорідностей екранів на їх захисні властивості показано на рис. 5.17.

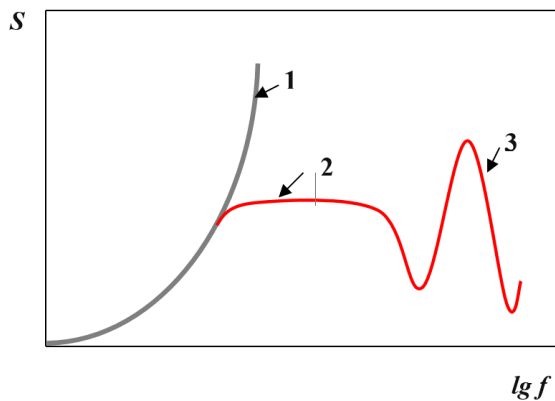


Рис. 5.17. Вплив неоднорідностей екранів на їх захисні властивості:

- 1 – електрично однорідні екрани;
- 2 – екран з неоднорідностями;
- 3 – екран з неоднорідностями в резонансній зоні

Залежність амплітуди імпульсного магнітного поля всередині конструкції, з'єднаної болтами, показана на рис. 5.18, а залежність проникнення магнітного поля в щілину, утворену корпусом-екраном і піддонною кришкою – рис. 5.19.

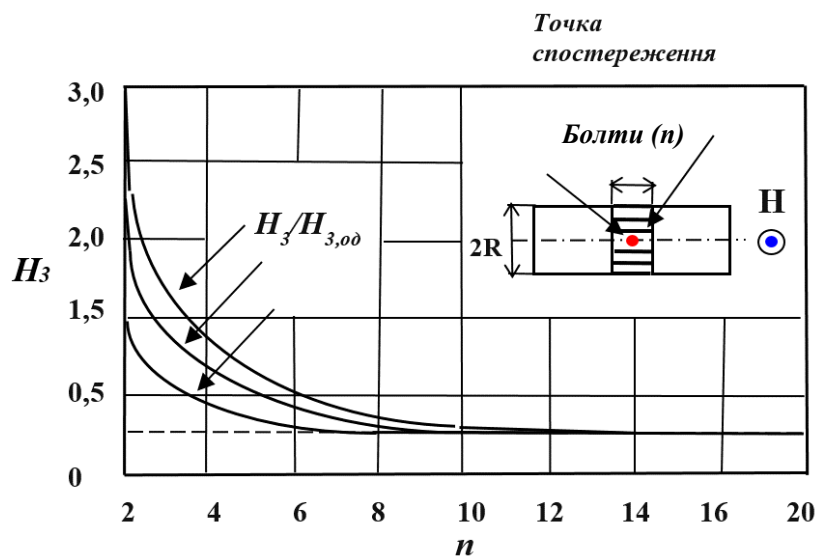


Рис. 5.18. Залежність амплітуди імпульсного магнітного поля всередині конструкції, з'єднаної болтами

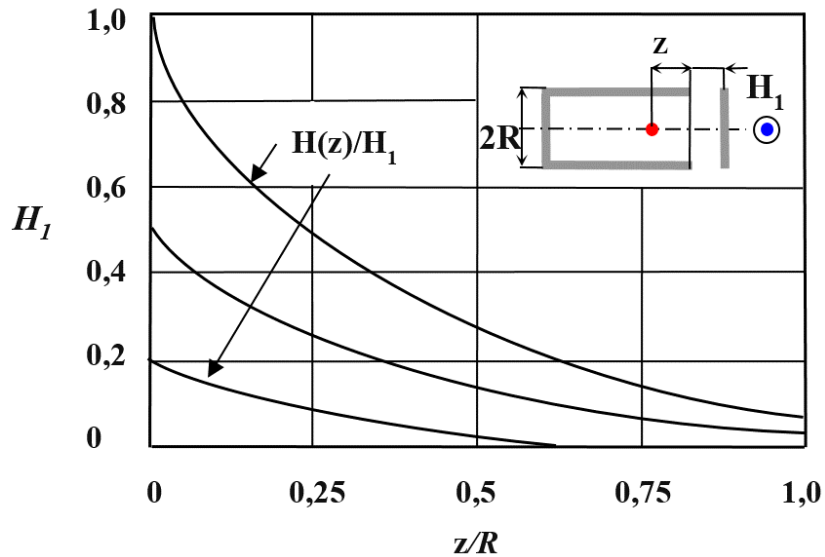


Рис.5.19. Залежність проникнення магнітного поля в щілину, утворену корпусом-екраном і піддонною кришкою

Якісні залежності напруженості магнітних (а) і електричних (б) полів в корпусі-екрані, що має електричну неоднорідність, приведені на рис. 5.20.

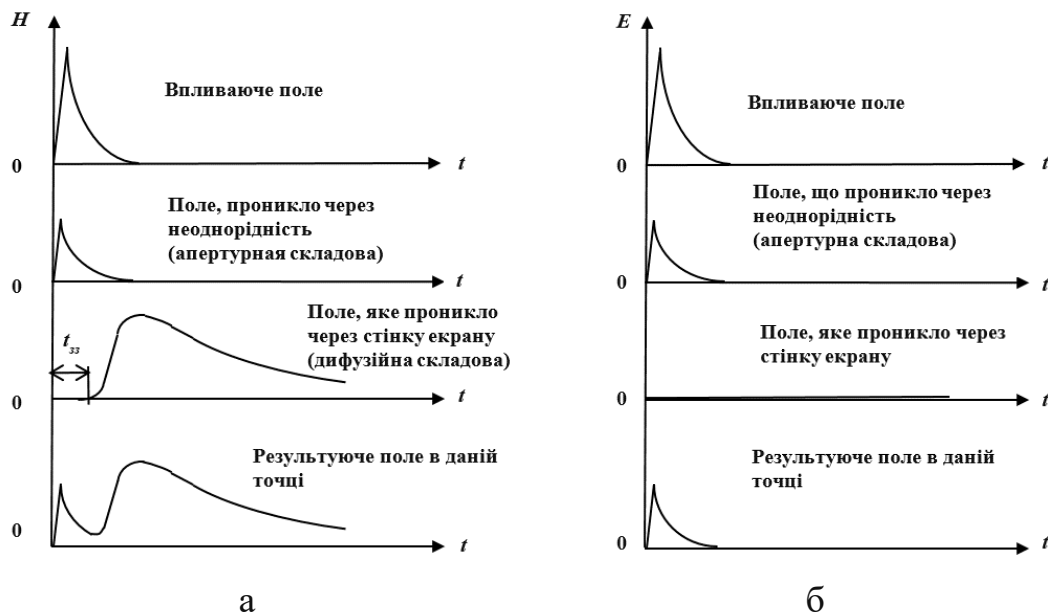


Рис.5.20. Механізм проникнення магнітної (а) та електричної (б) складових крізь неоднорідності

5.2. Схемотехнічні методи захисту

Нелінійні елементи. Основними функціями захисних нелінійних елементів є відведення енергії завади для попередження ушкоджень обладнання, яке потребує захисту. Більшість таких елементів є приборами з прожогами, які працюють за алгоритмом: високий опір – низький опір – високий опір. До них відносяться газові розрядники, стабілітрони, діоди. Найбільш ефективними є варистори – нелінійні резистори, опір яких залежить від прикладеної напруги. На рис. 5.21 наведено різні схеми включення нелінійних захисних елементів, а в табл. 5.1 проведено порівняння їх характеристик, де 1 - найбільш придатний; 3 - найменш придатний.

Таблиця 5.1.

Порівняльні характеристики захисних елементів

<i>Характеристика</i>	<i>Порівняльна оцінка характеристик</i>		
	<i>Розрядник</i>	<i>Стабілітрон</i>	<i>Варистор</i>
Здатність відводити струм > 500 А	1	3	2
Швидкодія	3	1	2
Ємність	1	3	2
Опір у закритому стані	1	2	3
Робота при напрузі <50 В	3	1	2
Робота при напрузі >400 В	1	3	2
Робота в колах постійного струму	3	2	1
Робота в колах змінного струму	1	3	1
Лінійність	1	2	3
Термостійкість	1	3	2

Обмеження наведених напруг за амплітудою. Часові залежності вихідних напруг при спрацьовуванні обмежувачів наведено на рис. 5.22.

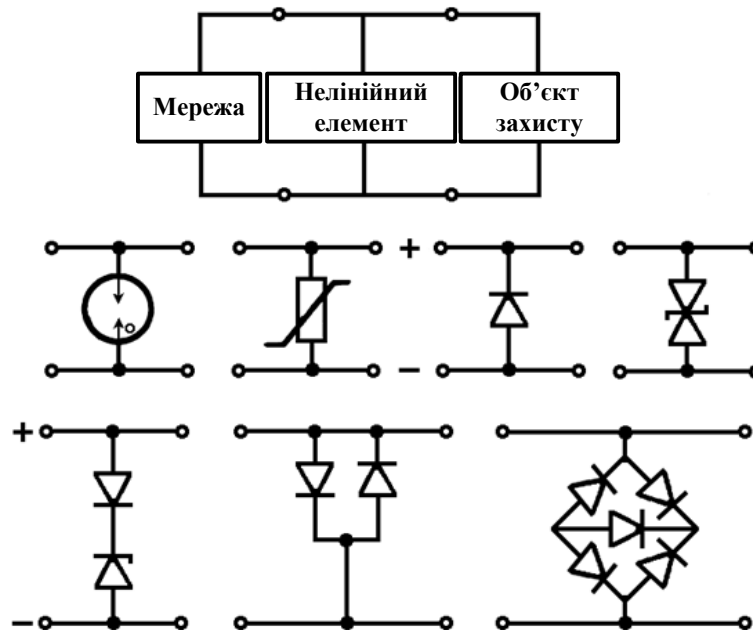


Рис. 5.21 Схеми включення нелінійних захисних елементів

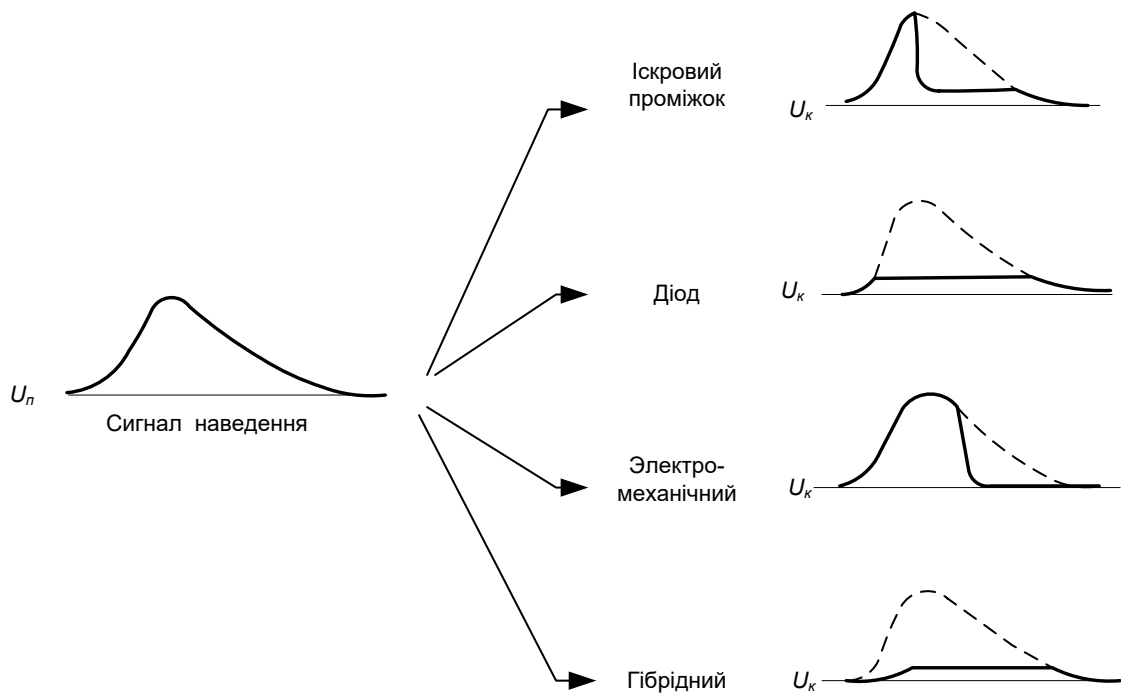


Рис. 5.22. Часові залежності вихідних напруг при спрацьовуванні обмежувачів

Величини та залежність перенапруги спрацьовування розрядників від швидкості зростання наведеної напруги показані на рис. 5.23.

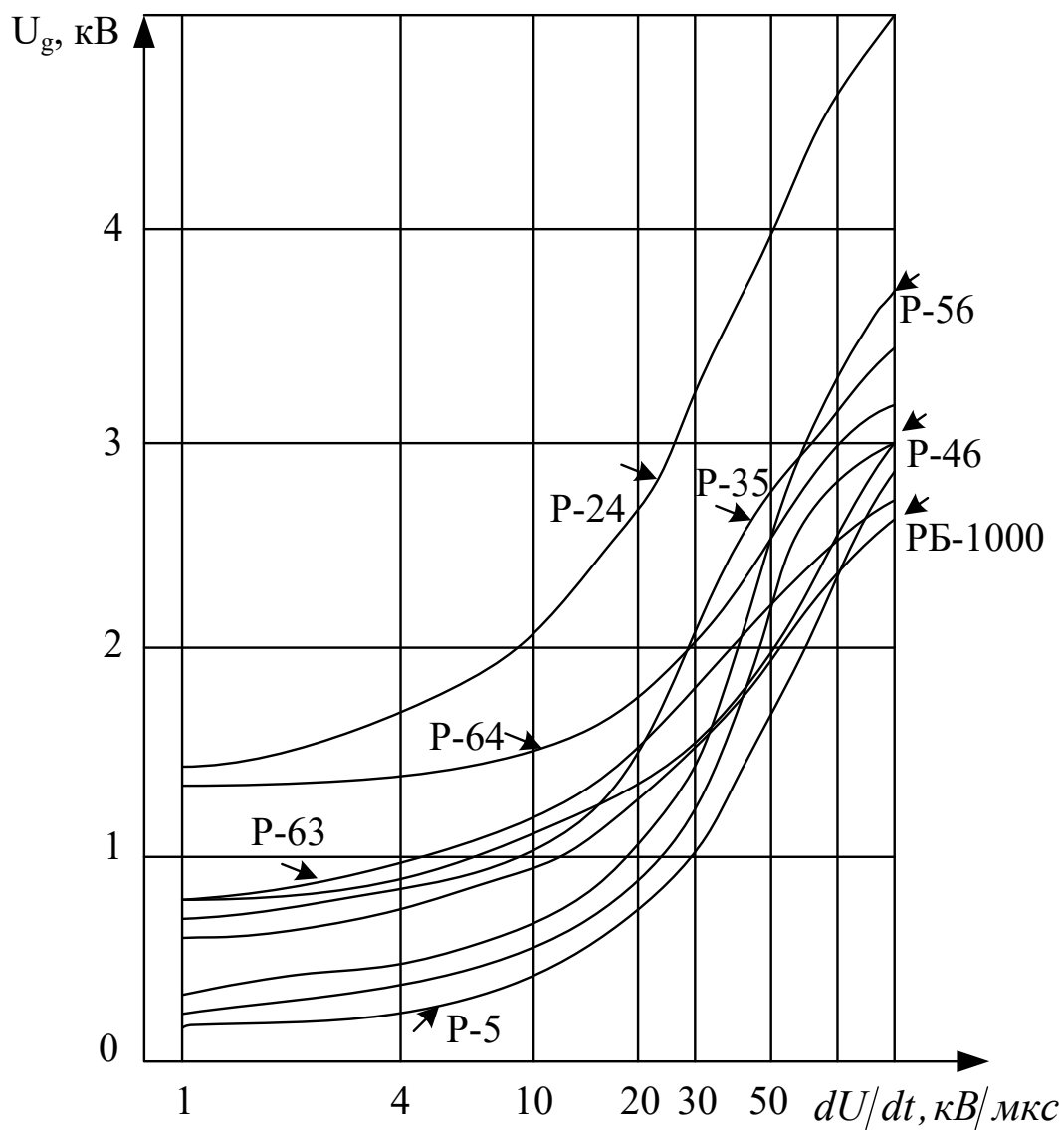


Рис. 5. 23. Залежність перенапруги спрацьовування розрядників від швидкості зростання наведеної напруги

Величини та залежність часу затримки спрацьовування розрядників від швидкості зростання наведеної напруги показані на рис. 5.24.

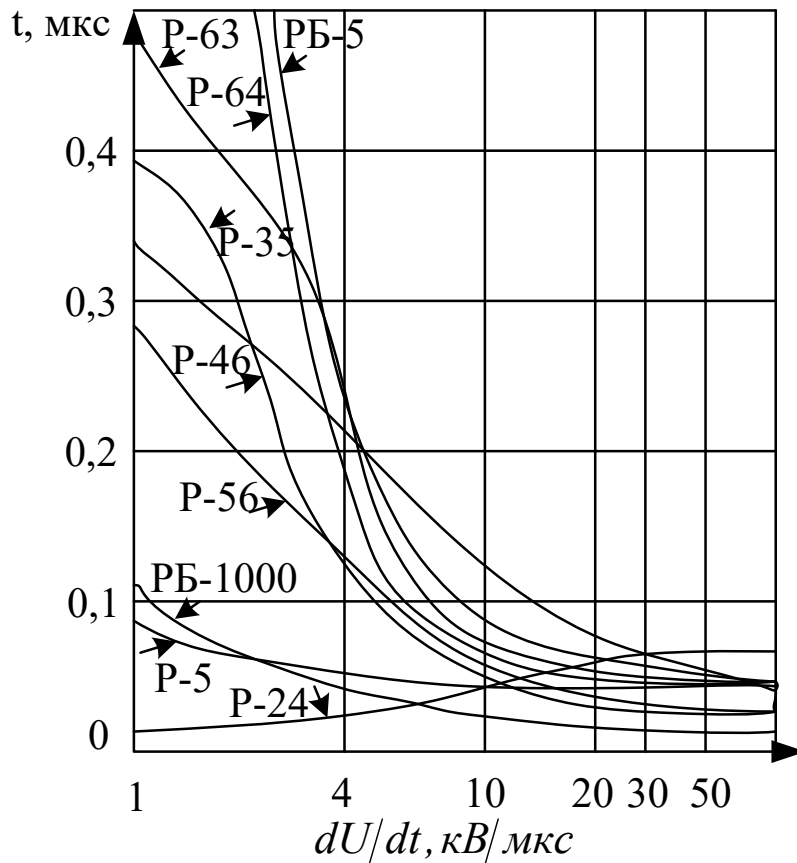


Рис. 5.24. Залежність часу затримки спрацьовування розрядників від швидкості зростання наведеної напруги

Таким чином, при максимальній швидкості зростання наведеної напруги, час затримки спрацьовування розрядників усіх типів сягає одного значення, однак не менше ніж 15... 25 нс.

Ступінчастий принцип побудови гібридної схеми захисту зображений на рис.5.25 і містить наступні ступені захисту: 1 ступінь захисту становлять іскрові (IP-02; IP-03), вентильні (PB-500, РВП-6 або РВН-05) або газонаповнені (P-8, P-9 або P-10) розрядники з підвищеним напругою пробою; 2 ступінь захисту становлять низьковольтні газонаповнені розрядники типу P-350, P-35, P-27, P-4; 3 ступінь захисту будується на основі напівпровідникових захисних елементів (кремнієвих стабілітронів, обмежувальних і захисних діодів).

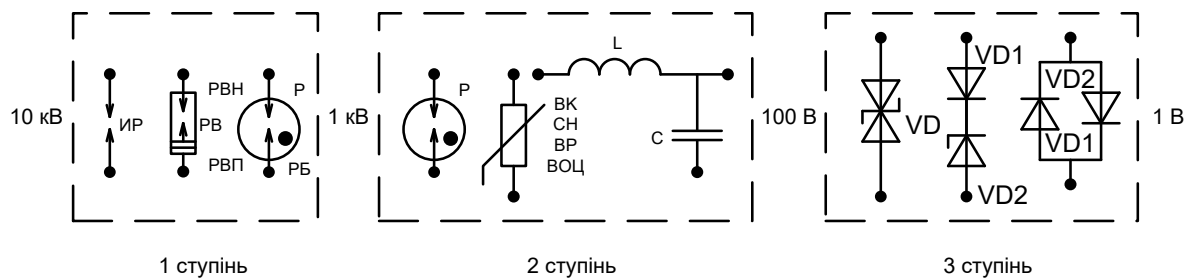


Рис. 5.25. Ступінчастий принцип побудови гібридної схеми захисту

Мережеві та входні фільтри. Схеми фільтрів. Традиційним засобом захисту електронного обладнання від завад є фільтри, які встановлюють на клеммах живлення та входах обладнання. Фільтрацію несиметричних завад здійснюють фільтрами з ємністю, що під'єднані до корпусу (рис. 5.26,а). Фільтрацію симетричних завад здійснюють фільтрами, що виконані за схемою (рис. 5.26,б). Схеми фільтрів повинні бути симетровані, причому *RC*-фільтри застосовують тільки у слабкострумних, низькочастотних ланцюгах, де допустимо послідовне включення резисторів. *LC*-фільтри знайшли більш широке застосування в ланцюгах живлення. Однак, негативною їх якістю є виникнення коливань на власній резонансній частоті при імпульсному впливі. Демпфування коливань застосовано у фільтрі, який наведено на рис. 5.26,в.

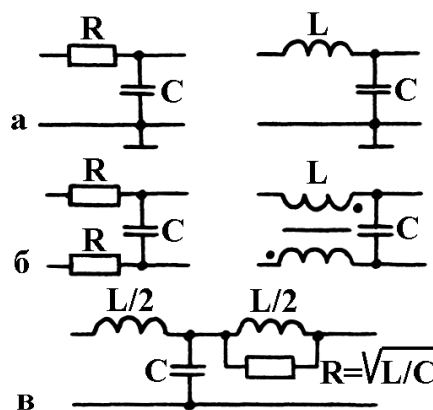


Рис.5.26. Схеми фільтрів для захисту електронного обладнання від завад

Характер резонансних коливань на виході *LC*-фільтра наведено на рис. 5.27.

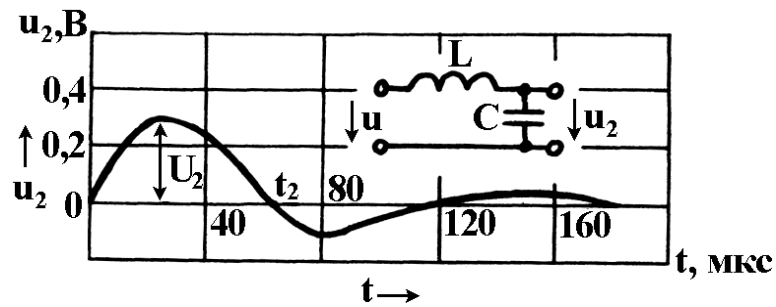


Рис. 5.27. Осцилограма напруги на виході LC -фільтра ($L=2$ мГн, $C=0,2$ мкФ) при поданні до входу прямокутного мікросекундного імпульсу амплітудою 10 В

Розрахунки елементів фільтра для захисту від завад звучно виконувати за номограмами, які наведено на рис. 5.28. При цьому використовується два види номограм: залежність величини внесеного фільтром загасання K імпульсних завад (рис. 5.28,а), та відповідної тривалості при припустимій відносній швидкості зміни напруги на вході фільтра $(du_2/dtU_1)_m$ (рис. 5.28,б) від різних величин параметру фільтра C .

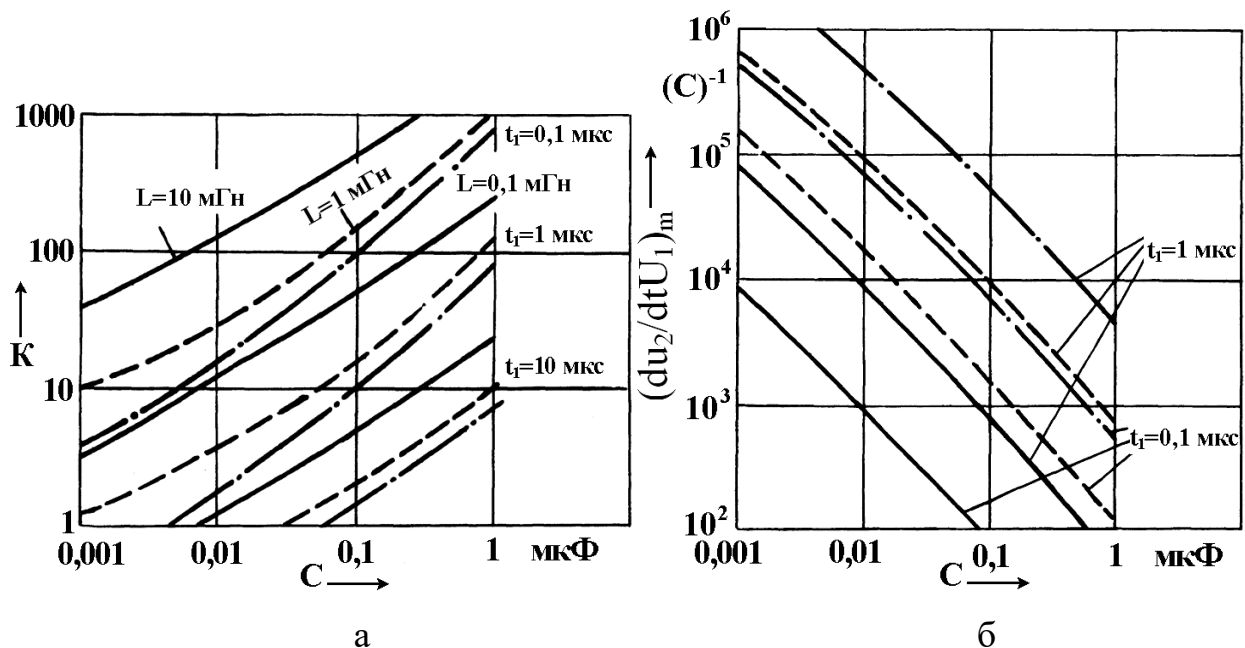


Рис. 5.28. Графіки для розрахунку параметрів елементів LC -фільтра:

- а – величини внесеного фільтром загасання K імпульсних завад;
- б – відповідної тривалості при припустимій відносній швидкості зміни напруги на вході фільтра $(du_2/dtU_1)_m$

Найбільш перспективними є мережеві фільтри з режекторними дроселями

(рис. 5.29), які забезпечують більшу індуктивність для несиметричних напруг, маючи при цьому малий індуктивний опір робочому струму.

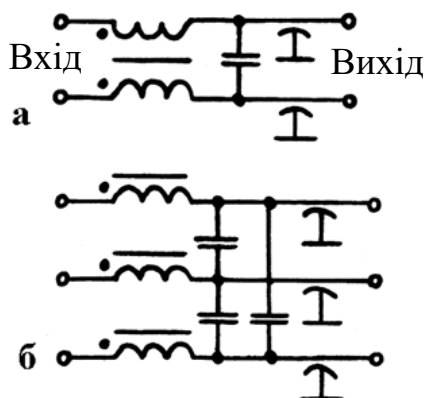


Рис. 5.29. Схеми однофазного (а) та трифазного (б) мережевих фільтрів

Дросель являє собою феритове кільце з двома однаковими обмотками. Робочий струм протікає по одній обмотці та повертається по іншій. Магнітні потоки віднімаються, а індуктивність дроселя дорівнює малій індуктивності розсіяння. При цьому магнітопровід не насичується навіть при великих значеннях струму. Для збільшення індуктивності розсіювання застосовують конструкцію дроселя, яку наведено на рис. 5.30.

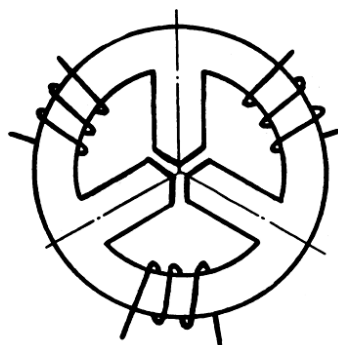


Рис. 5.30. Конструкція трифазного дроселя мережевого фільтру

Досить часто зменшенню завад сприяє застосування завадорозподільного трансформатора, схема якого та конструкція надана на рис. 5.31. Ослаблення несиметричних імпульсних завад під час їх розповсюдження через

трансформатор, забезпечують введенням між первинною і вторинною обмотками електростатичного екрану – заземленого провідника між обмотками.

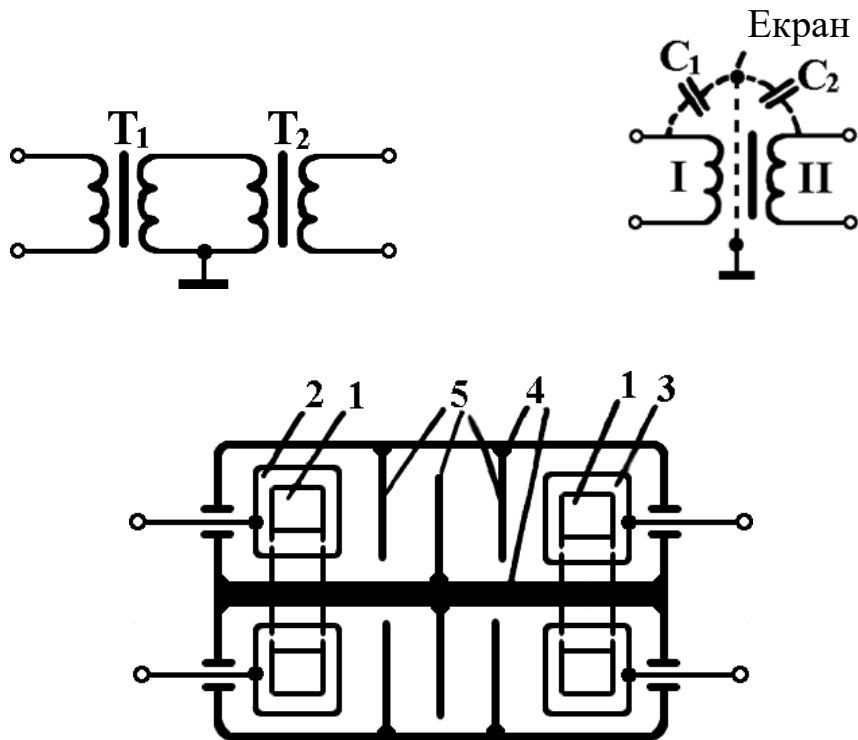


Рис. 5.31. Конструкція заводорозподільного трансформатора з об'ємним витком: 1 – серцевина; 2, 3 – первинна і вторинна обмотки; 4 – об'ємний виток; 5 – екран

Як уже говорилося раніше, основними елементами захисту є газові розрядники, варистори, фільтри, стабілітрони та діоди. Захист виконують багатоступеневим зонуванням за рівнем напруги та енергії. Розрядники забезпечують малочутливий захист при великих напругах та струмах. При цьому в ланцюгах постійного струму необхідно забезпечити умови гасіння дуги в розряднику після його спрацьовування. Реалізація цих умов здійснюють шляхом включення послідовно з розрядником запобіжника. Так, наприклад, імпульс напруги з амплітудою у декілька кіловольт та тривалістю в сотні наносекунд, що пропускає розрядник, шунтується наступним ступенем – варистором, який спрацьовує за час меншим, ніж 10 нС в діапазоні напруги до 1,5 кВ. Поміж розрядником і варистором встановлюють елемент, який затримує

спрацьовування варистора на час, необхідний для спрацьовування розрядника. Спрацьовуючи, варистор полегшує умови роботи розрядника та пропускає до високочутливого ступеня захисту імпульс з малою амплітудою і енергією.

Високочутливу ступінь захисту виконують для потужних ланцюгів на ґрунті фільтрів, а для слабострумних ланцюгів – на ґрунті стабілітронів і діодів. Номінальна напруга захисних варисторів у 1,3 разів вище, ніж напруга у мережі, а напруга пробою газового розрядника складає 0,7 від напруги пробою ізоляції. Приклади схем захисту різноманітних струмопровідних ланцюгів наведено на рис. 5.32.

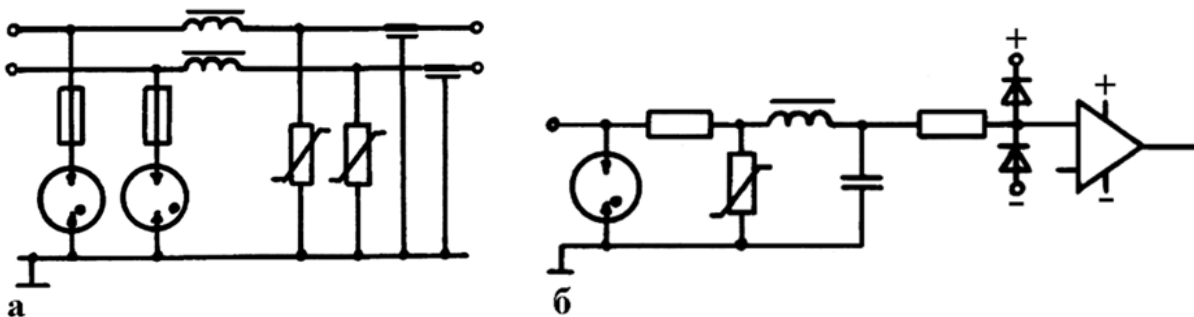


Рис. 5.32. Схеми захисту:

а – для потужних ланцюгів живлення; б – для слабострумних ланцюгів

Заземлення. Земля є загальною точкою відліку напруги, потенціал якої не змінюється в залежності від величин протікаючих струмів. Найбільш ефективні схемні заземлення спрощено показані на рис. 5.33, а в табл. 5.2. наведено переваги і недоліки кожної з систем заземлення.

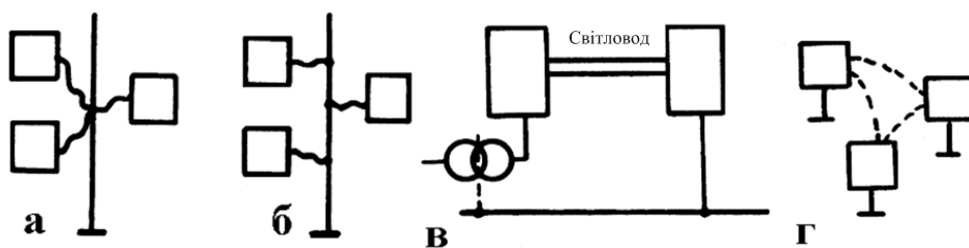


Рис. 5.33. Приклади схем заземлення

Таблиця 5.2.

Системи заземлення

<i>Система</i>	<i>Умова застосовності</i>	<i>Примітка</i>
Одноточкова	Електричні поля пригнічені екраном. Кабелі розташовуються в напрямку заземлюючих стрижнів	Як правило, застосовується в екранованих компактних підсистемах. У разі заземлення типу «ялинка» поворотні струми землі можуть призводити до несумісності апаратури
Плаваюча	Кожен обсяг екранований і має власну систему заземлення, зазвичай одноточкову. Необхідні розділяючі (ізолюючі) пристрої не повинні пропускати імпульси перешкод	Дорога, складна у виготовленні, застосовується в малопотужних системах вимірювань. Знижується електробезпека, якщо екран знаходиться під високим плаваючим потенціалом
Багатоточкова	Кожна підсистема екранована. Перевага віддається екранування з'єднувальних кабелів. Краще, якщо поверхня землі, яка повинна бути низькоомною, не є частиною зовнішнього екрана. Часто необхідний захист вводів	Єдина практично прийнятна форма заземлення для багатьох систем. Дорога через необхідність захисту вводів для кожного з'єднувального кабелю

Для міжблокових зв'язків перевагу має багатоточкова система заземлення, а для внутрішньоблочних – одноточкова.

РОЗДІЛ 6

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ МОБІЛЬНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) є однією з найбільш пріоритетних у сучасній безпроводовій техніці зв'язку. До традиційних засобів забезпечення ЕМС відносять частотне планування, контроль за яким здійснюють національні та міжнародні інститути, використання антен із вузькою діаграмою спрямованості та ін. Розвиток технологій мобільних пристроїв, безпроводових персональних локальних мереж (wireless personal area networks – WPAN) та стрімкий розвиток Internet викликає все більш нагальну потребу у підвищенні ємності мобільних мереж, для яких особливе значення мають низька вартість обладнання та незначне енергоспоживання. При цьому основною тенденцією їх розвитку є уніфікація персональних засобів комунікації, що означає можливість використання одного терміналу для з'єднання з інформаційними службами в різноманітних середовищах. У свою чергу це викликає потребу в отриманні високошвидкісних безпроводових систем зв'язку, що у свою чергу вимагає ефективного використання електромагнітного спектра [62, 63]. У той же час нагальною стає проблема забезпечення вимог ЕМС рухомих мобільних безпроводових пристроїв, що обумовлено вимогами до високої щільності каналів зв'язку на один квадратний метр робочої зони, їх пропускної спроможності та завадостійкості в умовах дії ненавмисних та навмисних завад.

Особливість забезпечення вимог ЕМС у системах безпроводового зв'язку обумовлена необхідністю організації радіодоступу багатьох користувачів до обмеженого ресурсу – середовища передачі. Існує низка методів, які базуються на розподілі між окремими засобами мобільного зв'язку таких параметрів, як частота, час, код і простір із мінімумом взаємних завад та максимальним використанням характеристик середовища передачі. Зробити інформаційний

сигнал випромінювання непомітним для будь-яких приймачів, окрім того, кому його призначено, можливо за рахунок ускладнення закону модуляції та шляхом розширення його спектра. Такий сигнал майже не здатен чинити небажаний вплив на звичайну сторонню систему, яка працює в тій же смузі частот. Однак основним методом забезпечення ЕМС у системах безпроводового мобільного зв'язку є зниження рівня електромагнітних полів [64, 65]. При цьому задача полягає в обранні такого виграшу від обробки сигналу, який би гарантував достатньо низький рівень його спектральної щільності N_S відносно спектральної інтенсивності природного шуму N_0 на вході приймача.

Для організації НШС зв'язку різні країни світу мають свої дозволені смуги частот [66–68]. Порівняльний аналіз виділених смуг частот наведено на рис. 6.1.

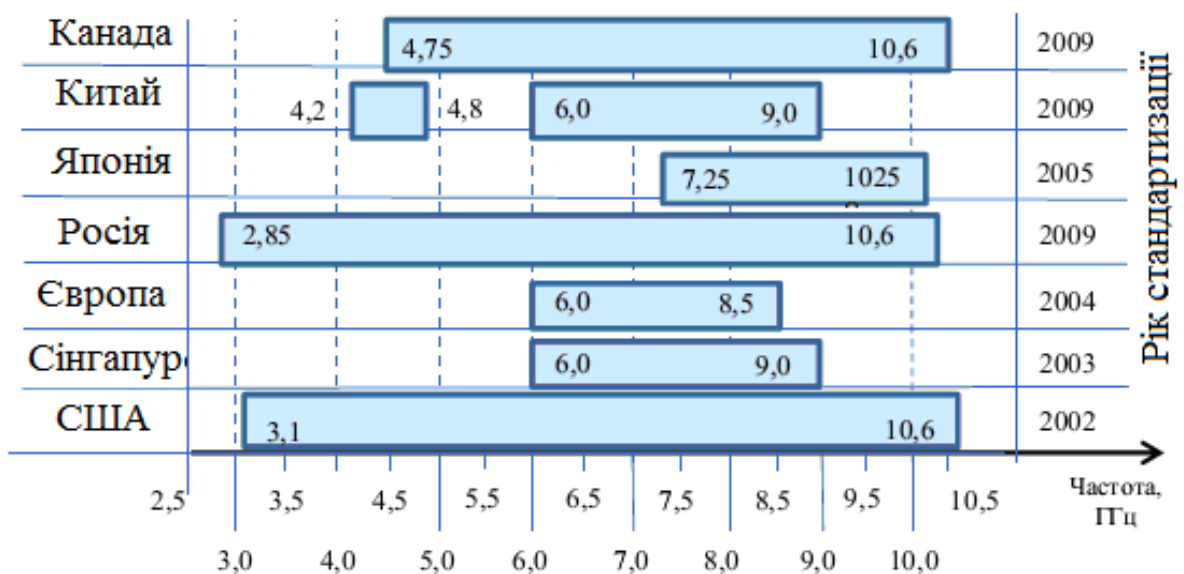


Рис. 6.1. Дозволені смуги для організації НШС зв'язку у різних країнах світу

Призначення такого частотного діапазону у 3 – 11 ГГц обумовлено тим, що загасання сигналу у цьому діапазоні частот є найменшим [105, 106].

Основним шляхом вирішення проблеми електромагнітної сумісності мобільних безпроводових телекомунікаційних систем є зниження рівня

випромінювання електромагнітних сигналів. При цьому виникає задача розпізнавання та вилучення двійкового цифрового інформаційного сигналу в каналах із адитивною гаусовою завадою при малих співвідношеннях сигнал / шум. Згідно з теорією потенційної усталеності Котельникова В. А. достовірність прийому корисного сигналу на фоні шумів залежить тільки від його енергії та забезпечує максимальне можливе співвідношення сигнал / завада. При цьому прийнято вважати, що характеристики лінійного оптимального приймача є гранично досяжними для всіх без винятку класів приймальних систем. Однак прийняті в теорії обмеження дозволяють застосовувати її тільки для лінійних приймальних систем. Можливість подальшого підвищення потенційної завадостійкості приймальних пристроїв обґрунтував Д. Слепян у своїй теоремі, застосування якої справедливе тільки у тих випадках, коли ширина спектра сигналу більша ніж ширина спектра шуму. Таким чином, єдино можливим шляхом підвищення електромагнітної сумісності безпроводових телекомунікаційних систем є застосування надширокосмугової технології з нелінійною обробкою імпульсних інформаційних сигналів. В основу цієї технології покладено принцип безпосередньої передачі малопотужних кодованих імпульсів у дуже широкій смузі частот без несучої частоти із використанням часового позиційно-імпульсного кодування. Інформаційне повідомлення являє собою серію надкоротких імпульсних сигналів постійної амплітуди та тривалості. За результатами подвійної спектральної обробки обчислюється комплексна кореляційна функція прийнятого сигналу та кореляційна функція адитивних гаусових завад у каналі зв'язку. Детектор максимального рівня обчислює модулі кореляційних піків, різницю яких порівнюють із нульовим порогом для прийняття рішення щодо визначення переданого біта інформації.

Телекомунікаційні мобільні системи зв'язку накладають додаткові обмеження, що обумовлені випадковою взаємною орієнтацією вектору поляризації випромінювання антенних систем. Тому запропоновано метод мерехтливої поляризації та антенну систему, яка дає можливість усунути ці

обмеження, та дає змогу реалізації потенційно високої щільності каналів зв'язку на один квадратний метр робочої зони. Завдяки зниженню рівня сигналу відносно білого шуму в робочому діапазоні частот здійснюється одночасна беззавадова робота як традиційних вузькосмугових, так і надширокосмугових систем зв'язку. Це дає змогу гарантовано забезпечити вимоги електромагнітної сумісності на всіх етапах розробки та реалізації систем [107–109].

6.1. Критерій забезпечення вимог ЕМС мобільних телекомунікаційних систем

Забезпечити необхідний рівень завадостійкості телекомунікаційних систем рухомого зв'язку здатна технологія надширокосмугового зв'язку. Суть її полягає у передачі малопотужних кодованих імпульсів в дуже широкій смузі частот без несучої частоти. Причому широкосмужність системи визначає не абсолютна величина ширини використаної смуги частот, а співвідношенням спектра повідомлення, який визначено швидкістю отримання інформації, та шириною спектра сигналу [112]. Припустимо, що ΔF є шириною спектра повідомлення, W – ширина спектра сигналу, а T – тривалість сигналу. Добуток $B = WT$ є базою сигналу. Зазвичай для широкосмугових систем $W \gg \Delta F$ та $B \gg 1$. Розширюючи смугу частот із ΔF до W виникає можливість збільшення швидкості передачі інформації, укорочуючи передані сигнали з величини $T \cong 1/\Delta F$ до $T_1 \cong 1/W$, причому $T_1 \ll T$. Таким чином до переданого сигналу вводять деяку надмірність, величину якої визначає коефіцієнт розширення спектра $K_f \cong W/\Delta F$. Саме наявність цієї надмірності визначає такі властивості надширокосмугових систем, як можливість переборення явища багатопроменевості, усталеність до завад та можливість ефективного

використання спектра під час використання перевантаженого частотного діапазону та цифрової обробки сигналу.

Зазвичай нижня межа співвідношення спектральних щільностей сигналу N_S та завади N_0 у -7 дБ на вході приймача гарантує його нормальну роботу. Цей рівень відповідає такому співвідношенню:

$$\frac{N_S}{N_0} \leq 0.2. \quad (6.1)$$

У той же час спектральну щільність N_S визначають таким співвідношенням:

$$N_S = \frac{P}{W} = \frac{E}{WT}, \quad (6.2)$$

де P – потужність сигналу;

W – ширина спектру сигналу;

E – енергія сигналу;

T – тривалість сигналу.

Таким чином, з урахуванням співвідношень (6.1), (6.2) критерієм завадостійкості стає розв'язання такої нерівності:

$$\frac{E}{WT} \leq 0.2. \quad (6.3)$$

Згідно з теорією потенціальної завадостійкості Котельнікова В. А. [114] характеристики інформаційного сигналу залежать від відношення подвійної енергії сигналу E до спектральної щільності потужності шуму N_0 та становить величину

$$Q = 2E/N_0 = 2q_0B,$$

де $q_0 = \frac{E/T}{N_0W}$ – відношення середньої потужності сигналу $P_{S0} = E/T$ до потужності шуму $P_{N0} = N_0W$ на вході приймача, а $B = WT$ є базою сигналу.

При цьому співвідношення (6.3) набуде такого вигляду:

$$q^2/WT \leq 0.4, \quad (6.4)$$

де сам критерій визначено у термінах відношення сигнал / завада на вході приймача q та виграшу від обробки WT .

Зниження рівня електромагнітного випромінювання є основним методом забезпечення завадостійкості в системах безпроводового мобільного зв'язку. Тому сприйнятливим щодо забезпечення усталеної беззавадової роботи є зниження інформаційного сигналу на вході приймача до рівня шуму ($q = 1$). Це обумовлює критерій щодо забезпечення завадостійкості телекомунікаційних систем безпроводового мобільного зв'язку ($WT \geq 2.5$).

Таким чином, для забезпечення завадостійкості безпроводових мобільних систем найбільш доцільним є застосування технології надширокосмугових сигналів з базою сигналу $B \geq 2.5$. При цьому виникає задача вилучення інформаційного сигналу на фоні шуму [116].

6.2. Виявлення сигналу на фоні шуму

Вилучення корисного сигналу на фоні шуму здійснюють шляхом кореляції прийнятого та опорного сигналів. Корелятор виконує згортку

прийнятого сигналу з еталонним. Він є ідеальним детектором для визначення часових зсувів прийнятих імпульсів відносно опорних. Так, при прийомі одиниці кореляційна функція дорівнює +1, а при прийомі 0 – приймає значення -1. У будь-яких інших випадках кореляційна функція дорівнює 0. Накопичення в кореляторі приймача певної кількості надкоротких імпульсів, що кодують кожен з інформаційних бітів, дають можливість суттєво підвищити співвідношення сигнал/шум, забезпечуючи можливість передачі інформації в широкому частотному діапазоні значно нижче рівня білого шуму, забезпечуючи при цьому вимоги ЕМС для рухомих мобільних пристроїв.

Реальні повідомлення зазвичай є нестационарними, тому їх моделі також є нестационарними випадковими процесами, які припускають квазістационарне трактування. Їх можна вважати практично стационарними на проміжках часу невеликої тривалості. Перехід до стационарної моделі обумовлено тим, що вирішення задач із урахуванням нестационарності повідомлень викликає ускладнення та вимагає складного математичного апарату. Тому як стационарні моделі повідомлень, сигналів і завад використовують гаусівський випадковий процес, який однозначно визначається математичним очікуванням m та кореляційною функцією $R(\tau)$.

Використання надширокосмугових сигналів надає безпроводовому каналу зв'язку такі вади, як висока завадозахищеність, уникнення завмирань сигналу в каналах із багатопроменевістю, забезпечення багатостанційного доступу з одночасною роботою багатьох радіотехнічних систем в одному й тому самому діапазоні частот, забезпечення електромагнітної сумісності з вузькосмуговими радіотехнічними системами. Причому надширокосмуговими вважаємо такі сигнали, для яких виконується співвідношення:

$$B = F_C T_C \gg 1,$$

де B, F_C, T_C – база, ширина спектра і тривалість сигналу відповідно.

Імовірнісний метод передачі інформації полягає у застосуванні кореляційного методу для обробки сигналів, які на вході приймача мають такий вигляд:

$$u(t) = \lambda s(t) + n(t),$$

де $u(t)$ – прийнятий сигнал;

$s(t)$ – корисний сигнал;

$n(t)$ – гаусівський шум;

λ – випадкова величина, що приймає значення 1 чи 0 із імовірностями p чи $1 - p$ відповідно.

Щоб за прийнятим сигналом $u(t)$ на фоні гаусівського адитивного шуму $n(t)$ із спектральною щільністю N_0 у смузі пропускання приймача Δf вирішити, чи є у наявності корисний сигнал $s(t)$, слід обчислювати відношення

функцій правдоподібності $l(u) = \frac{W\left(\frac{u}{H_1}\right)}{W\left(\frac{u}{H_0}\right)}$ та порівнювати його із деяким

порогом l_0 , який визначено за критерієм ідеального спостерігача: $l_0 = \frac{1-p}{p}$.

Критерій ідеального спостерігача обрано тому, що будь-які помилки під час прийому символів небажані, та втрати, пов'язані з цими помилками, однакові. Функції $W\left(\frac{u}{H_1}\right)$ та $W\left(\frac{u}{H_0}\right)$ є функціями правдоподібності. У випадку наявності корисного сигналу справедливою є гіпотеза H_1 , а у випадку його відсутності – справедлива гіпотеза H_0 . Логарифм відношення функцій правдоподібності має такий вигляд:

$$\ln l(u) = \frac{E}{N_0} + \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)s(t)dt,$$

де E – енергія сигналу;

T – тривалість сигналу.

З урахуванням цього співвідношення слід обчислити інтеграл:

$$q = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)s(t)dt \quad (6.5)$$

та порівняти його значення з порогом

$$z_0 = \ln l_0 + \frac{E}{N_0}.$$

При перевищенні порогу, рішення приймається на користь гіпотези H_1 , у іншому випадку – на користь гіпотези H_0 . Таким чином, співвідношення (6.5) є мірою взаємної кореляції між прийнятим сигналом $u(t)$ та очікуваним корисним сигналом $s(t)$.

Умовні ймовірності хибного визначення α і пропуску β сигналу визначають такі співвідношення:

$$\alpha = p \left\{ q \geq \ln l_0 + \frac{E}{N_0} / H_0 \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} W \left(\frac{q}{H_0} \right) dq, \quad (6.6)$$

$$\beta = p \left\{ q < \ln l_0 + \frac{E}{N_0} / H_1 \right\} = \int_{-\infty}^{z_0} W \left(\frac{q}{H_1} \right) dq, \quad (6.7)$$

де $W\left(\frac{q}{H_1}\right)$ та $W\left(\frac{q}{H_0}\right)$ – розподілення напруги на вході кореляційного приймача за умов справедливості гіпотез H_1 та H_0 відповідно [121].

Із урахуванням співвідношення (6.5) отримуємо:

$$W\left(\frac{q}{H_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{2E}{N_0}}} \exp\left(-\frac{q^2}{2\frac{2E}{N_0}}\right), \quad (6.8)$$

$$W\left(\frac{q}{H_1}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{2E}{N_0}}} \exp\left(-\frac{\left(q - \frac{2E}{N_0}\right)^2}{2\frac{2E}{N_0}}\right). \quad (6.9)$$

Таким чином, умовні ймовірності хибного визначення сигналу α та пропуску сигналу β матимуть такий вигляд:

$$\alpha = \int_{z_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{2E}{N_0}}} \exp\left(-\frac{q^2}{2\frac{2E}{N_0}}\right) dq = 1 - \Phi\left(\frac{\ln l_0 + \frac{E}{N_0}}{\sqrt{\frac{2E}{N_0}}}\right);$$

$$\beta = \int_{-\infty}^{z_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{2E}{N_0}}} \exp\left(-\frac{\left(q - \frac{2E}{N_0}\right)^2}{2\frac{2E}{N_0}}\right) dq = \Phi\left(\frac{\ln l_0 + \frac{E}{N_0}}{\sqrt{\frac{2E}{N_0}}}\right),$$

де $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$ – інтеграл імовірності.

6.3. Виявлення двох відомих сигналів на фоні шуму

Сигнал на вході приймача є сумою завади та одного з двох відомих сигналів. Задача полягає у тому, щоб за прийнятою сумішшю сигналів вирішити, який із сигналів передається [124]. Цифровий двійковий код передбачає визначення двох повністю відомих сигналів $s_0(t)$ та $s_1(t)$ на фоні білого гаусівського шуму. У цьому випадку сигнал на вході приймача матиме такий вигляд:

$$u(t) = \lambda s_1(t) + (1 - \lambda) s_0(t) + n(t),$$

де $u(t)$ – прийнятий сигнал;

$s(t)$ – корисний сигнал;

$n(t)$ – гаусівський шум із спектральною щільністю N_0 ;

λ – випадкова величина, що приймає значення 1 чи 0 із імовірностями p чи $1 - p$ відповідно.

Необхідно за прийнятим сигналом $u(t)$ визначити, який з корисних сигналів $s_0(t)$ чи $s_1(t)$ передавався. Таким чином, слід здійснити вибір між гіпотезою H_0 , коли в наявності сигнал $s_0(t)$, чи альтернативною гіпотезою H_1 , коли в наявності сигнал $s_1(t)$. За критерій оптимальності також обрано критерій ідеального спостерігача. При цьому рішення приймається на користь гіпотези H_1 , коли $l(u) \geq l_0$, чи на користь гіпотези H_0 , коли $l(u) < l_0$. У цьому випадку логарифм відношення правдоподібності визначається як

$$\ln l(u) = \frac{E_1 - E_0}{N_0} + \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) [s_1(t) - s_0(t)] dt,$$

де E_1 та E_0 – енергія сигналів $s_1(t)$ та $s_0(t)$ відповідно.

Зазвичай $E_1 = E_0$, а $p = 1/2$. При цьому рішення приймається на користь сигналу $s_1(t)$, коли

$$q = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) [s_1(t) - s_0(t)] dt \geq 0. \quad (6.10)$$

Середня ймовірність похибки для випадку рівноімовірних сигналів матиме такий вигляд:

$$P_p = \frac{1}{2}(\alpha + \beta),$$

де $\alpha = \int_{\ln l_0}^{\infty} W\left(\frac{q}{H_0}\right) dq$ – умовна ймовірність щодо прийняття рішення про наявність сигналу $s_1(t)$, у той час, коли насправді передавався сигнал $s_0(t)$;

$\beta = \int_{-\infty}^{\ln l_0} W\left(\frac{q}{H_1}\right) dq$ – умовна ймовірність щодо прийняття рішення про наявність сигналу $s_0(t)$, у той час, коли насправді передавався сигнал $s_1(t)$.

Знайдемо ймовірності α та β . Для цього визначимо спочатку щільності ймовірностей $W\left(\frac{q}{H_1}\right)$ і $W\left(\frac{q}{H_0}\right)$. Випадкова величина q за наявності сигналу $s_1(t)$

$$q = q_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^T [s(t) + n(t)] [s_1(t) - s_0(t)] dt.$$

З урахуванням того, що $n(t)$ – гаусівський шум, сигнали $s_0(t)$ та $s_1(t)$ – детерміновані функції, а всі операції, які здійснюються у цьому співвідношенні,

лінійні, то випадкова величина q_I буде розподілена за нормальним законом. Її середнє значення буде

$$M\{q_I\} = \frac{2E(1 - R_S)}{N_0}.$$

Дисперсію визначає таке співвідношення:

$$\sigma_{q_I}^2 = \frac{4E(1 - R_S)}{N_0},$$

де $q_I = \frac{2}{N_0} \int_0^T [s(t) + n(t)][s_I(t) - s_0(t)] dt$.

Таким чином, застосування надширокосмугових сигналів з великою базою сигналу $B \geq 2.5$ дає змогу забезпечити усталену та беззавадову роботу телекомунікаційної системи за умов, коли рівень інформаційного сигналу перебуває на рівні чи нижче рівня шуму ($q = 1$). При цьому доведена можливість вилучення шляхом кореляції прийнятого та опорного сигналів як корисного сигналу на фоні шуму, так і двох повністю відомих сигналів $s_0(t)$ та $s_I(t)$ на фоні білого гаусівського шуму [127].

6.4. Імпульсні сигнали в надширокосмугових технологіях

Для передачі інформації в системах НШС зв'язку використовують короткі в часі імпульси (тривалістю від піко- до наносекунд) без використання несної частоти (без модуляції) і з дуже малим (менше ніж 0,5 %) коефіцієнтом заповнення (англ. duty cycle). Коефіцієнт заповнення задається відношенням часу тривалості імпульсу до загального часу передачі імпульсу (рис. 6.2.).

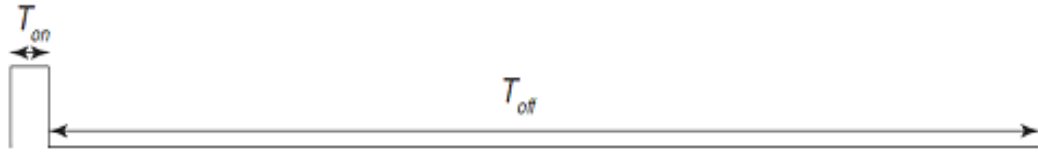


Рис. 6.2. Імпульс з низьким коефіцієнтом заповнення

Велике різноманіття імпульсів, що використовуються в НІС системах, об'єднує їх загальна особливість. Це тривалість імпульсів, яка не перевищує одиниць наносекунди. За формою імпульсні сигнали розподіляють на імпульси та моноцикли (англ. pulses and monocycles), наприклад, імпульс Гауса (рис. 6.3), моноцикл, синусоїдальний цикл, дуплети (англ. doublets), наприклад Гаусів дуплет (рис. 6.4) та вейвлети (англ. wavelets), наприклад Гаусів вейвлет (рис. 6.5).

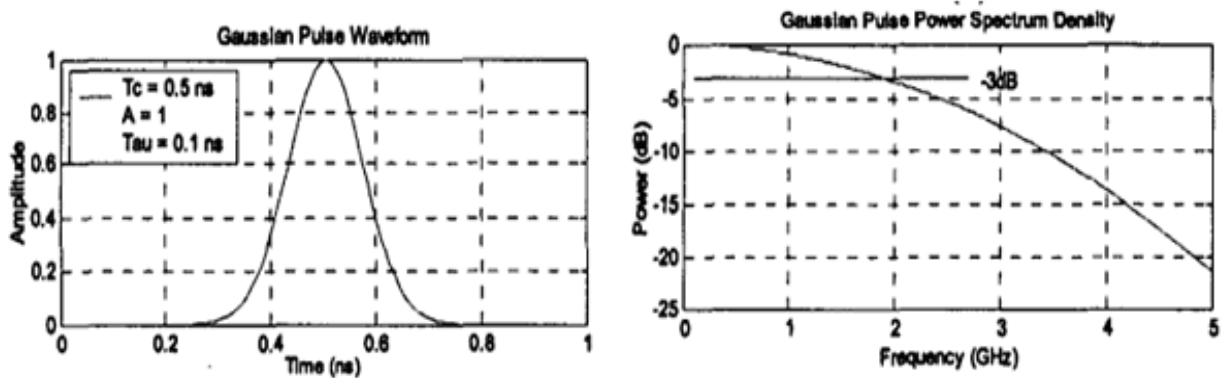


Рис. 6.3. Форма імпульсу Гауса та його спектральна потужність

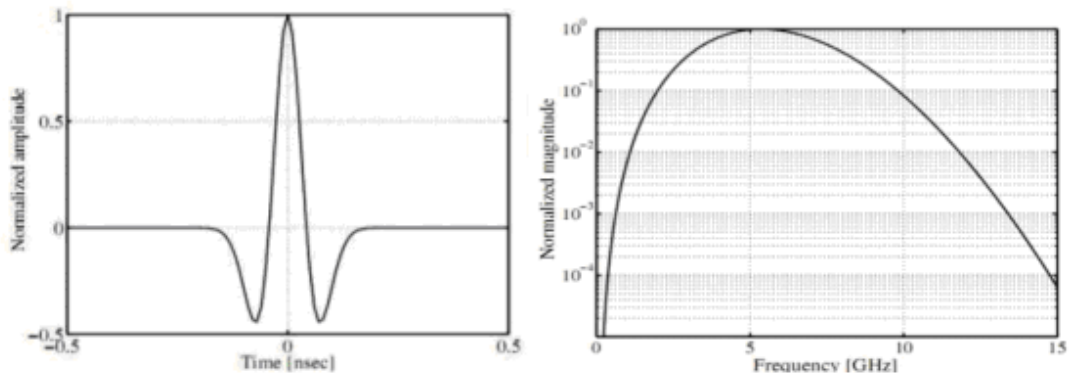


Рис. 6.4. Гаусів дуплет та його спектральна потужність

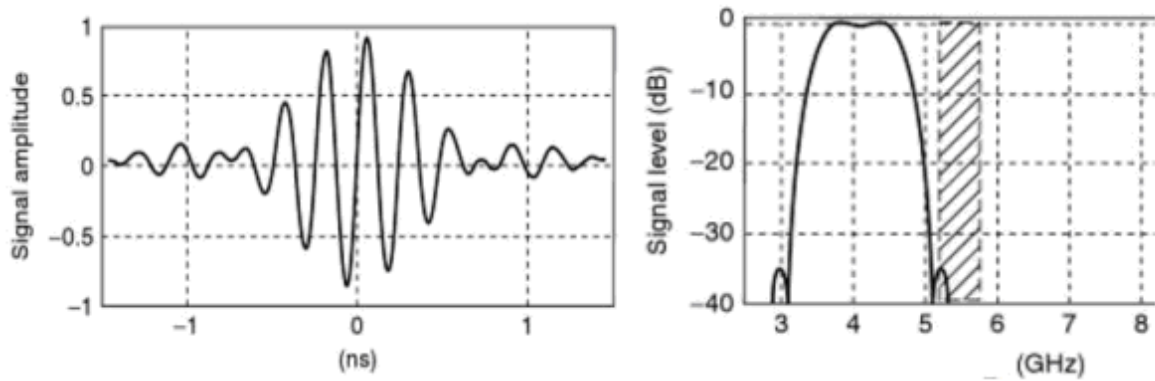


Рис. 6.5. Гаусів вейвлет та його спектральна потужність

Вейвлети являють собою математичну функцію, графік якої має вигляд як хвилеподібні коливання з амплітудою, що зменшується до нуля на відстані від початку координат. На практиці використовують велику кількість вейвлетів у вигляді хвилеподібних коливань (рис. 6.6.)

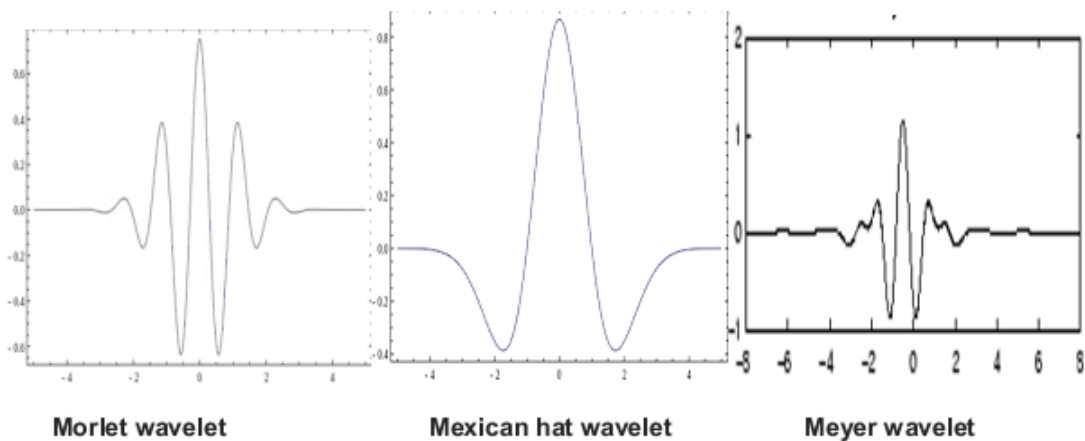


Рис. 6.6. Приклади хвилеподібних вейвлетів

Необхідну смугу частот НШС сигналу отримують, змінюючи частоту хвилеподібного вейвлету (рис. 6.7.).

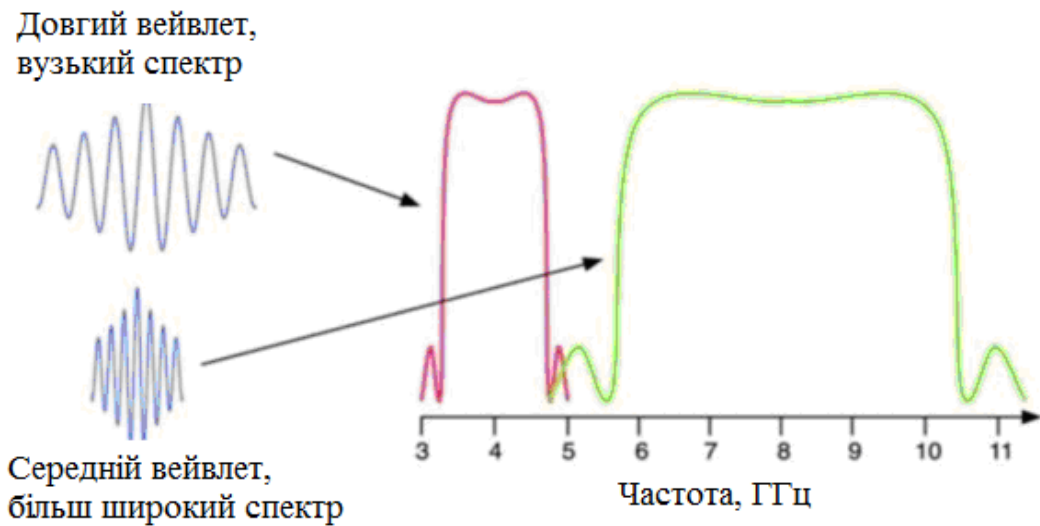


Рис. 6.7. Залежність спектральної потужності вейвлету від частоти

Будь-який вейвлет може бути згенеровано так, що його спектральна характеристика потужності потрапила в межі шаблону (рис. 6.8.).

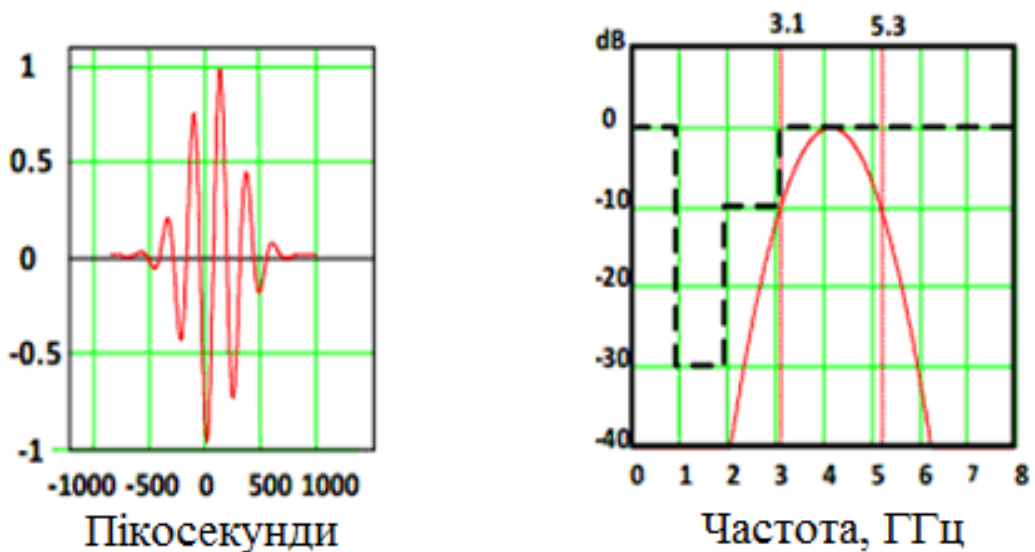


Рис. 6.8. Вейвлет та спектральна характеристика потужності у межах шаблону

НШС технологія не вимагає дотримання умови прямої видимості, яка є основною вимогою, що накладається традиційними безпроводовими системами. Оскільки НШС сигнали не інтерферують один з одним та з традиційними сигналами, технологія дає великі комунікаційні можливості за

допомогою створення нового, відособленого комунікаційного середовища, яке може співіснувати з іншими функціонуючими безпроводними технологіями.

6.5. Технологія надширокосмугового зв'язку

6.6.1. Метод позиційно-імпульсного кодування

У високошвидкісних лініях зв'язку можуть застосовуватися методи потенційного, імпульсного та позиційно-імпульсного кодування.

При використанні потенційного кодування цифрі 0 двійкового коду відповідає низький рівень напруги, наприклад 1 В, а цифрі 1 – високий, наприклад 5 В. Потенційне кодування забезпечує хорошу стійкість, але не має самосинхронізації. Тому приймач тільки по вхідному сигналу не може визначити момент часу, відповідний початку передачі. Крім того, при високих швидкостях обміну і передачі серії послідовних нулів або одиниць найменша неузгодженість у тактових частотах приймальної і передавальної сторін може призвести до помилки в один або більше тактів.

При використанні імпульсного кодування нулю відповідає короткочасний імпульс низької напруги, а одиниці – також короткочасний імпульс високої напруги. При цьому імпульси можуть бути однієї і тієї самої полярності або різних полярностей.

Технологія надширокосмугового зв'язку полягає у передачі малопотужних кодованих імпульсів у дуже широкій смузі частот без несної частоти. Як кодовий сигнал пропонується використання моноциклу Гауса (рис. 6.9) з надширокосмуговим спектром (рис. 6.10), який є основою (чіпом) для подальшого кодування інформації (рис. 6.11) шляхом часової позиційно-імпульсної модуляції (PPM-кодування) [118].

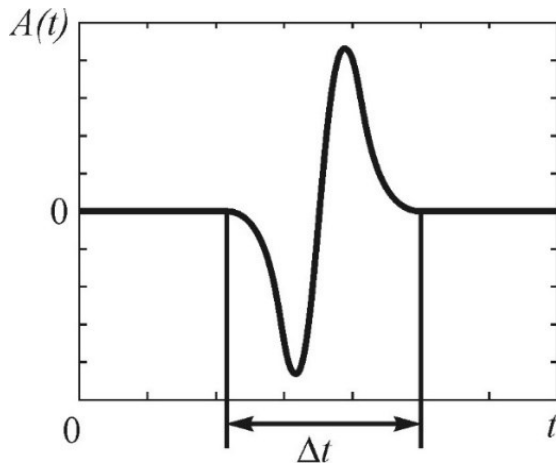


Рис. 6.9. Форма моноциклу Гауса

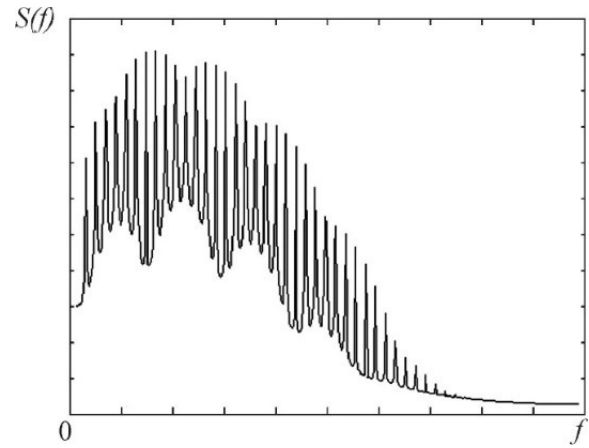


Рис. 6.10. Спектр моноциклу Гауса

Характеристики моноциклу Гауса визначає таке співвідношення:

$$A(t) = A_0 \sqrt{2e} \frac{t}{\Delta t} \exp\left(-\left(\frac{t}{\Delta t}\right)^2\right),$$

при цьому його спектр визначає таке співвідношення:

$$S(\omega) = A_0 \sqrt{2\pi e} \cdot \omega \cdot \Delta t^2 \cdot t \cdot \exp\left(-\left(\frac{\omega^2 \cdot \Delta t^2}{2}\right)^2\right),$$

де Δt – тривалість імпульсу;

A_0 – амплітуда імпульсу.

Таким чином, наприклад, при зміні тривалості імпульсу Δt від 2,0 до 0,1 нс ширина його спектра становить від 500 МГц до 10 ГГц.

Кожен інформаційний біт кодується часовим зсувом гребінки імпульсів (чіпів) відносно еталонної (рис. 6.11) залежно від того, що кодується, нуль чи одиниця [67]. Величина зсуву становить, зазвичай, чверть часової тривалості кодуємого чіпу. Причому кожний інформаційний біт кодується кількома

сотнями надкоротких імпульсів - чіпів, що надходять з певною послідовністю та випромінюються безпосередньо у вільний простір.

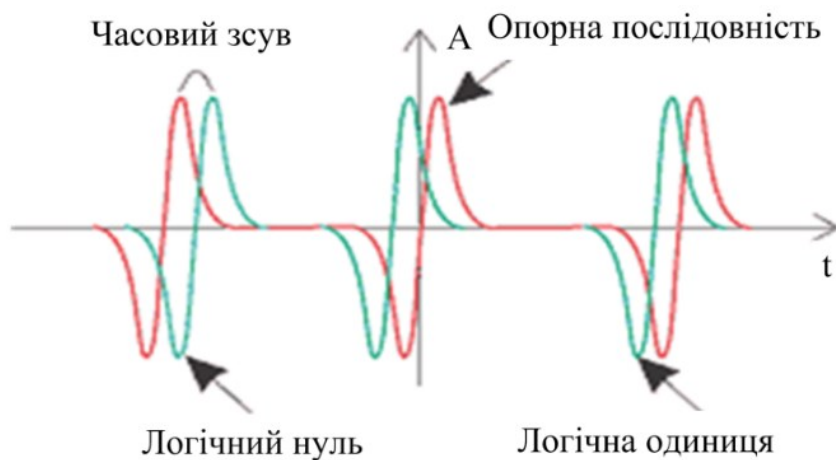


Рис. 6.11. Метод PPM-кодування

Регулярна послідовність таких імпульсів не несе ніякої інформації, її спектр має виражений «гребінчастий» характер (рис. 6.12), отже, такий сигнал може інтерферувати з іншими радіотехнічними системами.

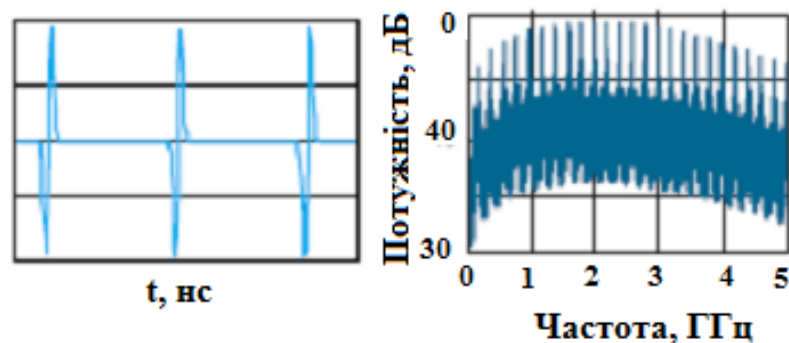


Рис. 6.12. Спектр сигналу з PPM-кодуванням

При імпульсному кодуванні, за допомогою тимчасової позиційно-імпульсної модуляції, зміщення імпульсу щодо його основного положення у послідовності вперед задає 0, назад – 1. Час зсуву не перевищує чверті тривалості імпульсу (рис. 6.13).

Кодування інформаційного біта послідовністю чіпів обмежене такими вимогами. З одного боку, для уникнення ефекту міжсимвольної інтерференції

період надходження чипів T_b повинен бути досить великим, щоб енергія прийнятого чипа встигала повністю розсіятися до надходження наступного чипа. Так, наприклад, у послідовності 0,5 нс імпульсів із міжімпульсним інтервалом 100 нс, імпульс, який надійшов на 100 пс раніше, - це одиниця, а на 100 пс пізніше – нуль. Один інформаційний біт кодується послідовністю багатьох чипів, наприклад, 1000 чипів на біт інформації. Корелятор визначає ці відхилення та накопичує в інтеграторі. У результаті вузькосмугова завада від передавача із безперервною несучою або сигнал від іншого імпульсного передавача здатні перешкодити прийому окремих імпульсів, але не самого інформаційного біта. Накопиченим значенням корелятора від випадкових завад буде дорівнювати 0.

Період надходження чипів T_b прагне сягнути рівня тривалості інформаційного біта, який у сучасних завадостійких кодів (рис. 6.12) лежить у межах 1 – 4 с. [64].

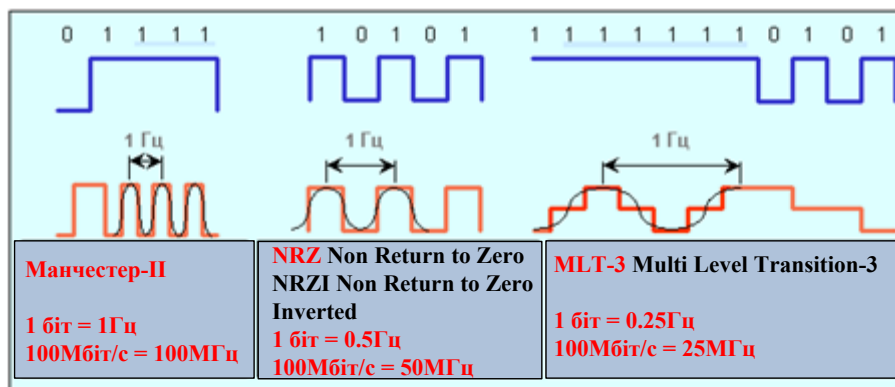


Рис. 6.13. Залежності періоду надходження інформаційних бітів від методу кодування

При цьому зменшується кількість кодуючих чипів у біті інформації, зменшуючи відповідно його енергію.

З другого боку, для відновлення інформаційного біта, період надходження кодуючих чипів повинен бути значно меншим за період надходження інформаційних бітів.

Теорема. Переданий з періодом T_a інформаційний сигнал $x_a(t)$ з обмеженою смугою частот можна відновити безпосередньо із прийнятого сигналу $x_b(t)$, який являє собою послідовність чипів, з періодом надходження T_b тоді й тільки тоді, коли $T_a \geq 2T_b$.

Доведення. Інформаційний біт сигналу $x_a(t)$ з обмеженою смугою частот від 0 до ω_a та періодом їх надходження T_a кодується послідовністю чипів з періодом надходження T_b . У результаті отримуємо вибіркового сигнал $k(t)$, який являє собою послідовність певної кількості чипів з періодом надходження T_b . Таким чином отриманий дискретний сигнал $x_b(t)$ матиме такий вигляд: $x_b(t) = x_a(t) \cdot k(t)$.

Оскільки сигнал $k(t)$ становить рівномірну послідовність імпульсів, то він є періодичним сигналом і його можна подати у вигляді ряду Фур'є:

$$k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{in\omega_b t}.$$

Отримуємо

$$x_b(t) = x_a(t) \cdot k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot x_a(t) \cdot e^{in\omega_b t}.$$

Фур'є – образ функції $x_b(t)$ буде

$$X_b(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_b(t) e^{-i\omega t} dt.$$

Підставляючи значення $x_b(t)$, маємо

$$X_b(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \cdot x_a(t) \cdot e^{in\omega_b t} \cdot e^{-i\omega t} dt.$$

Після спрощення отримуємо

$$X_b(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) \cdot e^{-i(\omega - n\omega_b)t} dt.$$

Виходячи із визначення перетворення Фур'є отримуємо таке:

$$X_a(\omega - n\omega_b) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) \cdot e^{-i(\omega - n\omega_b)t} dt,$$

де $X_a(\omega)$ – Фур'є – образ функції $x_a(t)$.

Підставляючи це у попереднє співвідношення, отримуємо

$$X_b(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n X_a(\omega - n\omega_b).$$

Таким чином, спектр сигналу $x_b(t)$ становить спектр сигналу $x_a(t)$ та спектр, який виникає із спектра сигналу $x_a(t)$ при переносі кожної гармоніки на несучу частоту. Кожний з перенесених спектрів помножують на відповідний коефіцієнт ряду Фур'є для $k(t)$. Та коли $T_a \geq 2T_b$, то ці перенесені спектри не перекриваються, а спектр сигналу $x_a(t)$ помножують на коефіцієнт K_0 , який входить до $X_b(\omega)$:

$$X_b(\omega) = X_a(\omega) \cdot K_0, \quad -\frac{\omega_b}{2} \leq \omega_a \leq \frac{\omega_b}{2}.$$

Відновлення спектра сигналу $x_a(t)$ відбудеться при передачі сигналу $X_b(\omega)$ через смуговий фільтр.

Таким чином, виконання умови $T_a \geq 2T_b$ для відновлення інформаційного сигналу обмежує мінімальну кількість кодуєчих імпульсів трьома чипами. Максимальна кількість кодуєчих імпульсів залежить від їх часових характеристик. Сучасний технічний стан елементної бази дає змогу кодувати один інформаційний біт декількома сотнями чіпів, часова тривалість яких лежить у межах 0,2 – 2,0 нс з періодом надходження у 10 – 100 нс. Зазвичай такі кодуєчі чіпи мають форму ідеалізованих моноциклів Гауса, основна частина спектра яких лежить у межах від 3 до 10 ГГц [120].

Одна з істотних переваг імпульсного радіо – відсутність інтерференції прямо поширюваного сигналу із його відбиванням від різних об'єктів. У імпульсному радіо відбитий сигнал потрапить до корелятора із затримкою і буде сприйматися як випадкова завада, що не впливає на прямий сигнал. Крім того, завдяки широкосмужності загасання короткоімпульсного сигналу у різних середовищах досить мале – короткі імпульси проходять крізь різні завади, оскільки загасання сигналу відбувається не в усьому діапазоні.

6.5.2. Метод створення незалежних каналів зв'язку

Для створення в одній смузі частот низки незалежних каналів зв'язку без використання спеціальних алгоритмів цифрової обробки сигналів слід застосовувати систему ортогональних кодів. Використовуючи ортогональні псевдовипадкові послідовності – спеціальні коди для ідентифікації з'єднань, формують окремі канали зв'язку, захищені від завад. У зв'язку з тим, що всі канали розташовані у єдиному широкому частотному діапазоні, сигнал стає

шумоподібним. Вилучити із загальної купи радіосигналів ту частину сигналу, яку призначено конкретному приймачу, дає змогу присвоєння кожному користувачу окремого числового коду. Усі інші сигнали сприймаються як шум. Таким чином, в одній смузі частот мають змогу працювати декілька приймачів-передавачів, не заважаючи один одному. Завдяки широкосмужності сигналу знижується його потужність, причому на дуже довгій базі – нижче рівня білого шуму.

Застосування часової позиційно-імпульсної модуляції вимагає надійного вилучення інформаційних сигналів із суміші опорних та інформаційних послідовностей сигналів, які визначають цифрову інформацію – нуль чи одиницю. Показником ступеня збіжності форм та властивостей сигналів є взаємно-кореляційна функція (cross-correlation function – CCF). За максимумом взаємно-кореляційної функції (ВКФ) визначають зсув між сигналами, які навіть різні за формою.

Нехай довільний сигнал $S(t)$ задано на інтервалі $[a, b]$ та подано цифровою формою шляхом N послідовною рівномірною вибіркою:

$$S = (S_1, S_2, \dots, S_N).$$

У такому відображенні сигнал S слід представляти у вигляді N -вимірного вектора у N -вимірному просторі. Значення S_N являють собою проекції S -вектора на координатні осі цього простору.

Двовимірний вектор у двовимірному просторі – це точка з координатами S_1 та S_2 . При цьому основними метричними параметрами лінійного простору є норма та скалярний добуток сигналів. Нормою (norm) для дискретних сигналів у лінійному просторі є довжина векторів:

$$\|S(n)\| = \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{\infty} S^2(n)}. \quad (6.11)$$

Лінійний простір сигналів L є метричним, коли кожній парі сигналів $S(t) \in L$ та $V(t) \in L$ однозначно співставляється позитивне число $p(s, v)$ – метрика (metric), яка є відстанню між векторами. Метрика визначається нормою різниці двох сигналів

$$p(s, v) = \|s(t) - v(t)\|. \quad (6.12)$$

За метрикою сигналів можливо визначити, наскільки змінюється вихідний сигнал відносно вхідного при проходженні крізь будь-який пристрій.

Метричний простір є лінійним, коли в ньому визначено операції складення векторів та множення вектора на скаляр, за результатами якого створюється новий вектор у тому ж просторі. Лінійний простір дискретних та цифрових сигналів являє собою простір Евкліда, норму і метрику якого визначають співвідношення (6.11) та (6.12). В цьому просторі справедлива нерівність Коші-Буняковського:

$$|\langle U(t), V(t) \rangle| \leq \|U(t)\| \cdot \|V(t)\|.$$

Метрика простору визначає середнє квадратичне відхилення одного сигналу від іншого.

Скалярний добуток довільних сигналів $U(t)$ та $V(t)$ відображає ступінь їх зв'язку за формою та положенням у просторі сигналів та визначається як $\langle U(t), V(t) \rangle$:

$$\langle U(t), V(t) \rangle = \|U(t)\| \cdot \|V(t)\| \cdot \cos \varphi, \quad (6.13)$$

звідки $\cos \varphi = \langle U(t), V(t) \rangle / \|U(t)\| \cdot \|V(t)\|$.

Скалярний добуток є нормою (довжиною) одного вектора на проекцію іншого вектора за напрямом першого вектора. Значення косинуса змінюється від 1 до -1 та не залежить від норми сигналів – довжини векторів. Максимальне значення $\cos \varphi = 1$ відповідає повній тотожності сигналів, а при $\cos \varphi = -1$ спостерігають повну протилежність сигналів. Таким чином, коефіцієнт $r = \cos \varphi$ є інтегральним коефіцієнтом тотожності форми сигналів за їх простором задавання та являє собою коефіцієнт кореляції сигналів.

Кількісні значення коефіцієнтів кореляції суттєво залежать від обрання нульової точки сигнального простору. Тому обчислювати коефіцієнт кореляції слід для центрованих сигналів. Центрований сигнал обчислюють шляхом визначення середнього значення сигналу по інтервалу його задавання та віднімання цього середнього значення від вхідних значень сигналу. При цьому середнє значення центрованого сигналу дорівнює нулю.

Для двовимірних векторів як ортогональний простір можуть бути використані вектори $\{v_1, v_2\}$, коли виконуються умови їх взаємної перпендикулярності – нульове значення скалярного добутку $\langle v_1, v_2 \rangle = 0$. Пара векторів є ортонормованим базисом з одиничними векторами координатних осей за умови $\|v_1\| = \|v_2\| = 1$. Для усіх векторів множини за одиничною нормою виконується умова взаємної ортогональності:

$$\delta_{mn} = \langle v_m, v_n \rangle = \begin{cases} 0; m \neq n; \\ 1; m = n, \end{cases}$$

де δ_{mn} – імпульс Кронекера.

Таким чином, два сигнали будуть ортогональними, коли мають нульовий скалярний добуток:

$$\langle u(t), v(t) \rangle = \int_a^b u(t) \cdot v(t) dt = 0.$$

Відповідно два таких сигнали у своєму функціональному просторі є взаємно перпендикулярні (кут між сигналами дорівнює $\varphi = 90^0$). Вони повністю незалежні один від одного – некорельовані ($r = \cos \varphi = 0$) та мають нульову енергію взаємодії ($E_{uv} = 0$).

Логічні канали формують за рахунок розширення спектра сигналу послідовностями Уолша. Кожна з цих послідовностей являє собою один із рядків матриці Адамара. Основна їх якість полягає у тому, що всі рядки матриці та їх інверсія взаємно ортогональні. Так, наприклад, матриця Адамара другого порядку має вигляд

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix},$$

а четвертого порядку

$$A_4 = \begin{bmatrix} A_2 & A_2 \\ A_2 & -A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Так, використовуючи для розширення інформаційного потоку 64 – розрядну послідовність Уолша, отримуємо відповідно інформаційний потік у 128 чіпів вихідної послідовності. Виграш по відношенню сигнал / завада для розширеного та вхідного сигналів становить $10 \log 128 = 21$ дБ. Виходячи з того, що на вході приймача припустиме співвідношення сигнал / завада у 3 дБ, то передачу інформаційних сигналів можливо вести при рівні сигналу на 18 дБ нижче рівня інтерференційних завад.

Для будь-якого дискретного сигналу миттєва потужність (instantaneous power) сигналу $s_n = a_n^2 + b_n^2$, за визначенням дорівнює квадрату функції його модуля, а для мовних сигналів – квадрату функції амплітуд:

$$w_n = s_n s_n^* = [a_n + j b_n] [a_n - j b_n] = a_n^2 + b_n^2 = |s_n|^2,$$

де s_n^* - величина, комплексно сполучена з s_n .

Енергія сигналу, за визначенням, дорівнює інтегралу від потужності по всьому інтервалу існування чи задавання сигналу.

$$E_s = \sum_{n=-\infty}^{\infty} W_n = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |s_n|^2. \quad (6.14)$$

Аналіз співвідношень (6.11) та (6.14) показує, що енергія та норма пов'язані такими співвідношеннями:

$$E_s = \|s(n)\|^2, \quad \|s(n)\| = \sqrt{E_s}.$$

Обчислимо енергію суми двох довільних сигналів $u(t)$ та $v(t)$:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} (u(t) + v(t))^2 dt = E_u + E_v + 2 \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t) dt.$$

З аналізу співвідношення випливає, що енергія сигналів та їх потужність, на відміну від самих сигналів, не мають властивості адитивності. Енергія сумарного сигналу $u(t) + v(t)$, окрім суми енергій складових сигналів, має у своєму складі так звану енергію взаємодії сигналів чи взаємну енергію:

$$E_{uv} = 2 \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t)dt.$$

Таким чином, енергія взаємодії сигналів дорівнює їх подвоєному скалярному добутку.

$$E_{uv} = 2\langle u(t), v(t) \rangle.$$

Норма, метрика та скалярний добуток періодичних функцій зазвичай нормуються на довжину одного періоду. При цьому слід зазначити, що енергія та потужність суми ортогональних сигналів мають властивість адитивності тому, що мають нульове значення скалярного добутку та відповідно нульову енергію взаємодії.

6.6. Особливості впливу умов розповсюдження сигналів на якість безпроводового зв'язку

Для мобільних безпроводових систем середовище розповсюдження сигналів суттєво впливає на якість зв'язку, зокрема на достовірність отриманої цифрової інформації. Мобільний радіозв'язок між рухомими об'єктами здійснюється, коли один чи обидва мобільні пристрої рухаються та займають один відносно іншого випадкову позицію. При цьому параметри каналу зв'язку змінюються у часі, оскільки переміщення у просторі призводить до зміни умов розповсюдження сигналу. Ключовим параметром, що визначає характеристику проблеми забезпечення вимог ЕМС є співвідношення сигнал / шум (SNR). Для

її вирішення необхідно завбачити інтенсивність сигналу в деякій точці простору, віддаленій від антени передавача з урахуванням ефектів, що супроводжують розповсюдження електромагнітної хвилі. Існує велике різноманіття факторів, що викликають як детерміноване, так і випадкове ослаблення сигналу, який досягає входу приймача. Унаслідок їх впливу прийнятий сигнал спотворюється не тільки адитивним шумом, а й мультиплікативною завадою, що виникає шляхом добутку з амплітудою корисного сигналу. Розповсюдження у вільному просторі передбачає, що хвиля випромінювання розповсюджується по єдиному можливому шляху, який називається лінією прямої видимості (LOS - line – of sight). При цьому, коли антена передавача є всеспрямованою, то її випромінююча потужність P_t буде рівномірно розподілена по внутрішній поверхні сфери радіуса R . Причому, на кожну одиницю $\frac{P_t}{4\pi R^2}$ площі буде припадати її рівна частина. Тоді на антену приймача з ефективною площею розкриву A_r припадає потужність сигналу, яка дорівнює $P_t = A_r P_t / 4\pi R^2$. У випадку, коли антена передавача є спрямованою, то за рахунок коефіцієнта підсилення потужності антени передавача G_t потужність прийнятого сигналу на вході приймача збільшується в G разів. З урахуванням того, що $G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda_w^2}$:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_w}{4\pi R} \right)^2,$$

де P_t – потужність випромінювання;

λ_w – довжина хвилі;

G_t – коефіцієнт підсилення антени передавача;

G_r – коефіцієнт підсилення антени приймача;

R – радіус сфери.

Таким чином, послаблення потужності сигналу по лінії прямої видимості обернено пропорційне квадрату відстані.

У більшості випадків мобільний канал зв'язку характеризується відсутністю прямої видимості між передавачем та приймачем, особливо в умовах щільної міської забудови. За результатами відбивання, розсіювання та дифракції електромагнітних хвиль під час взаємодії з різними об'єктами у просторі виникає багатопрорене розповсюдження (multipath propagation).

Суперпозиція цих хвиль призводить до зміни амплітуди і фази сигналу та створює складну електромагнітну обстановку у місці прийому. Переміщення абонента у просторі також викликає доплерівський зсув, що призводить до зміни у часі амплітуди і фази прийнятого сигналу. Величина доплерівського зсуву пропорційна частоті передачі та швидкості руху. Навіть пересування на невеликі відстані, які зіставні з довжиною хвилі сигналу випромінювання, можуть викликати суттєві зміни його параметрів.

Об'єкти, які виникають на шляху розповсюдження сигналу та обмежують пряму видимість між передавачем та приймачем, викликають затемнення та втрати у тракті, змінюючи параметри сигналу у часі. Спотворення сигналу, які викликані затемненням та втратами у тракті, зазвичай компенсують системами управління потужністю сигналу, підвищуючи його. Однак це суттєво ускладнює електромагнітну обстановку у місці прийому, що не дає змогу забезпечити вимоги електромагнітної сумісності мобільних систем. Компенсація спотворень сигналу, що викликані доплерівським зсувом та багатопрореневим розповсюдженням радіохвиль, є більш складною задачею, яка вимагає складної обробки сигналів як на приймальній, так і на передавальній сторонах.

Наслідком багатопрореневого розповсюдження радіохвиль є спотворення форми прийнятого сигналу. Вона притаманна будь-якому типу сигналів, однак особливо небезпечною стає у випадку застосування широкосмугових сигналів. Це обумовлено тим, що завдяки інтерференції окремі частоти складаються

синфазно, що призводить до збільшення рівня сигналу, і навпаки, протифазне складання призводить до його ослаблення. При цьому розрізняють два крайніх випадки. У першому – максимальна затримка між різними сигналами не перевищує часу тривалості одного символу. Таким чином, інтерференція виникає у межах одного символу. В другому випадку максимальна затримка між різними сигналами перевищує тривалість одного символу, і за результатами інтерференції складаються сигнали, які представляють різні символи, що викликає міжсимвольну інтерференцію. Вона найбільш суттєво впливає на спотворення сигналу, оскільки для різних символів змінюється амплітуда та фаза сигналу, що унеможлиблює відтворення його початкового стану.

Таким чином, основною задачею при забезпеченні вимог електромагнітної сумісності безпроводових мобільних систем є зниження рівня завадової електромагнітної обстановки та компенсація спотворень сигналу, що викликані міжсимвольною інтерференцією та багатопроменевим розповсюдженням радіохвиль.

6.7. Метод формування НШС інформаційних сигналів з кодовою спектральною модуляцією

Надширокосмуговий сигнал формують у вигляді нормального випадкового процесу $n(t)$ з нульовим середнім значенням, рівномірним спектром $S(f)$ смугою частот Δf та швидкопадаючою кореляцією $R_n(\tau) = \sigma_n^2 R_c(\tau)$ за малий час когерентності $\tau_c \approx 1/\Delta f$. Дисперсія σ_n^2 характеризує середню потужність випадкового сигналу $n(t)$. Функціональна схема, що реалізує запропонований метод, наведена на рис. 6.14 [74].

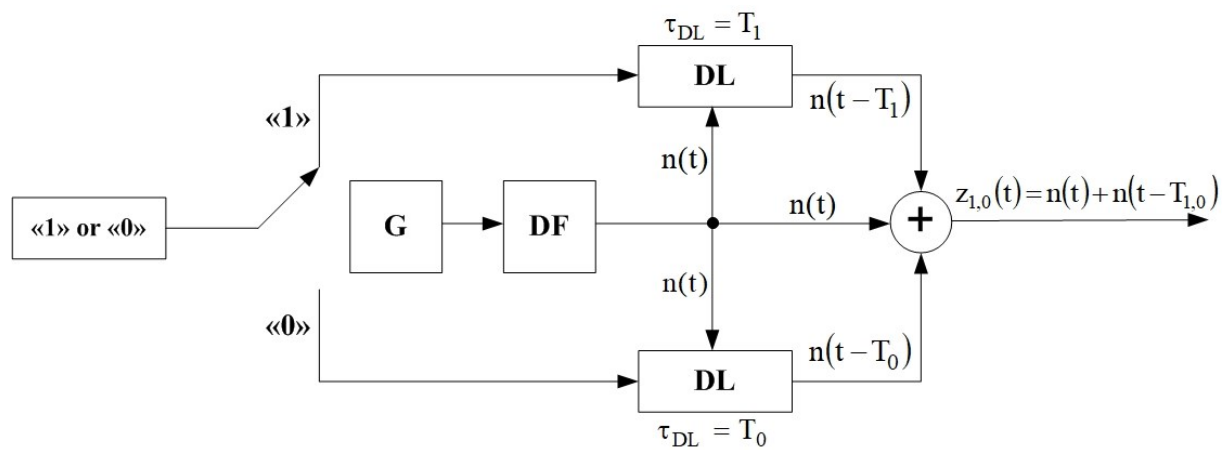


Рис.6.14. Функціональна схема формування НШС інформаційних сигналів

Генератор (Г) в автоколивальному режимі формує послідовність ультракоротких імпульсів – чіпів з періодом надходження t_D , який подається до входу цифрового смугово-пропускаючого фільтра (ЦФ), що формує сигнал $n(t)$. З виходу ЦФ надширокосмуговий сигнал $n(t)$ надходить до входу модулятора, у якому здійснюють розподіл на інформаційний та опорний сигнали. Швидкість передачі інформаційних двійкових бітів C_ϵ залежить від тривалості T_ϵ кожного інформаційного біта $C_\epsilon = 1/T_\epsilon$. Кількість чіпів на тривалості кожного інформаційного біта визначає співвідношення $N_\epsilon = T_\epsilon/t_D$. При цьому зазначено, що всі реалізації випадкового сигналу в потоці інформаційних бітів є взаємно ортогональними.

Модулятор має дві лінії затримки. Опорну послідовність чіпів інформаційного сигналу затримують в першій лінії на час T_1 при надходженні символу 1, чи у іншій лінії затримки на час T_0 при надходженні символу 0. Переключення ліній затримки з T_1 на T_0 виконують згідно з потоком двійкових бітів 1 чи 0 від джерела інформації. Процес переключення каналів наведено на рис. 6.5.

При цьому вважаємо, що коефіцієнти передачі $H_{1,0} = h_{1,0} \exp(i\Theta_{1,0})$ та затримка $T_{1,0}$ обох ліній не залежать від частоти f у смузі Δf НШС сигналу $n(t)$ так, що виконують умови

$$h_1 = h_0 = 1; \quad \theta_1 = \theta_0 = 1. \quad (6.15)$$

В лінійному суматорі виконують складання опорного сигналу $n(t)$ з одним із чипів НШС сигналів, затриманих на час T_1 на T_0 залежно від надходження символів 1 чи 0.

$$Z_{1,0}(t) = n(t) + n(t - T_{1,0}), \quad (6.16)$$

де $Z_{1,0}(t)$ – сумарний сигнал;

$n(t)$ – опорний НШС сигнал;

$n(t - T_{1,0})$ – інформаційний чип, затриманий на час $T_{1,0}$.

Спектр потужності сумарного НШС сигналу $Z_{1,0}(t)$ обчислюють за час тривалості T_g одного інформаційного символу, який модульовано періодичною функцією у вигляді

$$\hat{S}_z(f) = 2\hat{S}_n(f)(1 + \cos 2\pi f T_{1,0}), \quad (6.17)$$

де $\hat{S}_z(f)$ та $\hat{S}_n(f)$ – випадкові оцінки спектра потужності для сумарного $Z_{1,0}(t)$ та опорного $n(t)$ НШС сигналів за кінцевий час аналізу T_g .

Складання повністю некогерентних сигналів мають місце, коли затримки T_1 на T_0 інформаційних сигналів $n(t - T_1)$ і $n(t - T_0)$ відносно опорного сигналу $n(t)$ значно перевищують час когерентності $\tau_c \approx 1/\Delta f$ НШС сигналу $n(t)$.

$$T_{1,0} \gg \tau_c \text{ чи } T_{1,0}(\Delta f) \gg 1. \quad (6.18)$$

При інтерференції повністю некогерентних НШС сигналів, коли виконують умови (6.18), спектральна щільність (6.17) модулюється гармонічною функцією залежно від частоти f з масштабом періодичності, який дорівнює $\mathcal{F}_{1,0}(t) = 1/T_{1,0}$.

Спектри потужності, які обчислені за кінцевий час T_b , що дорівнює тривалості біта інформації, є випадковими функціями. Смуга частот НШС сигналів складає Δf , а час когерентності – порядку $\tau_c \approx 1/\Delta f$. Потужність сумарного НШС сигналу $Z_{1,0}(t)$ визначає його дисперсія σ_z^2 і дорівнює подвоєній потужності $\sigma_z^2 = 2\sigma_n^2$ початкового сигналу $n(t)$ за умов повної некогерентності опорного і затриманих НШС сигналів.

Сумарний сигнал з виходу передавача поступає до каналу зв'язку з адитивним гаусовим білим шумом. При цьому припускаємо, що коефіцієнт передачі каналу зв'язку не залежить від частоти і дорівнює одиниці у смузі Δf НШС сигналу $n(t)$.

За рахунок різних шляхів розповсюдження радіохвиль (багатопроневе розповсюдження) виникає інтерференція сигналів і створюється складна електромагнітна обстановка в місці приймання сигналу. Цифровий кодований сигнал надходить у вигляді зсунутих у часі декількох копій. Однак, коли різниця зсуву більше за тривалість одного надкороткого кодуемого імпульсу, то приймач синхронізується з найбільш потужною складовою прийнятого сигналу, а інші відкидаються. Крім того, застосування надкоротких кодуемых імпульсів попереджує виникнення міжсимвольних спотворень. Це виникає завдяки тому, що енергія прийнятого імпульсного сигналу практично завжди встигає розсіюватися до моменту прийому його наступної копії. Таким чином, можливість роботи з невеликою потужністю сигналу та висока його

проникливість крізь перешкоди дозволяють ефективно передавати інформацію всередині приміщень та об'єктів, які мають складну архітектуру, і забезпечити вимоги ЕМС в умовах багатопроменевого розповсюдження сигналів.

6.8. Метод вилучення інформаційних НШС сигналів у каналі зв'язку з завадами

Прийнятий сигнал у вигляді адитивної суміші сумарного сигналу та гаусової завади поступає до входу ЦФ з такою ж смугою пропускання Δf , як і в передавачі (рис. 6.15).

На виході ЦФ-фільтра формують сигнал у вигляді суми переданого НШС сигналу $Z_{1,0}(t)$ та узгодженої за спектром гаусової завади $S(t)$.

$$r(t) = Z_{1,0}(t) + S(t) = [n(t) + n(t - T_{1,0})] + S(t). \quad (6.19)$$

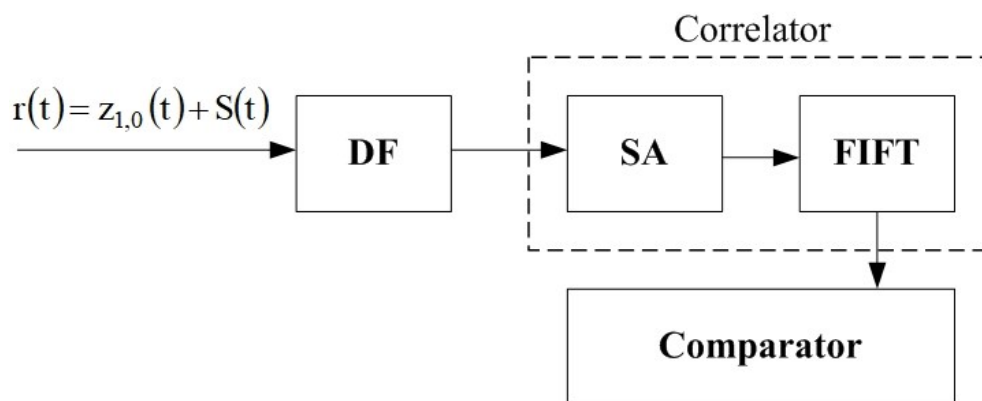


Рис. 6.15. Функціональна схема приймача з обробкою НШС сигналів

Завада $S(t)$ має дисперсію σ_s^2 із швидкоспадаючою кореляцією $R_s(\tau) = \sigma_s^2 R_s(\tau)$ та рівномірним спектром $S_s(t)$ у тій самій смузі частот Δf , як і в інформаційного сигналу $Z_{1,0}(t)$.

Відношення сигнал/завада (SNR) на вході приймача визначає відношення потужності прийнятого сигналу та гаусової завади у вигляді $q = \sigma_z^2 / \sigma_s^2 = 2\sigma_n^2 / \sigma_s^2$. Припускаємо, що корисний сигнал $Z_{1,0}(t)$ та випадкова завада $S(t)$ повністю некогерентні між собою. Тоді спектр потужності для прийнятого сигналу $r(t)$ визначається у вигляді

$$\hat{S}_r(f) = 2\hat{S}_n(f)(1 + \cos 2\pi f T_{1,0}) + \hat{S}_s(f). \quad (6.20)$$

Спектр (6.20) має функцію періодично модульованого за частотою згідно з потоком бітів і складову $\hat{S}_s(f)$ у вигляді спектра завади. У формулі (6.20) спектри $\hat{S}_r(f)$, $\hat{S}_n(f)$ і $\hat{S}_s(f)$ для прийнятого сигналу $r(t)$, опорного сигналу $n(t)$ і завади $S(t)$ є випадковими оцінками за кінцевий час тривалості T_b , біта передачі інформації.

Вирішення завдання про вилучення НШС інформаційних сигналів в каналі зв'язку з завадами здійснюють методом зворотного перетворення Фур'є від виміряного спектра потужності (6.20) для прийнятого сигналу (6.19) [122].

У приймачі здійснюють когерентне стиснення прийнятих НШС сигналів у смугу частот переданих повідомлень за результатами подвійного спектрального аналізу. Очікувана кореляція $R_r(\tau)$ обчислюється за результатами зворотного перетворення Фур'є від виміряного спектра потужності $S_r(\omega)$, $\omega = 2\pi f$, прийнятого сигналу $r(t)$.

$$R_r(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_r(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (6.21)$$

Комплексна автокореляційна функція, що обчислена за формулою (6.21) з використанням співвідношення (6.20) для спектра потужності прийнятого сигналу (6.19), має такий вигляд:

$$\hat{R}_r(\tau) = \sigma_n^2 [2\hat{R}_n(\tau) + \hat{R}_n(\tau - T_{l,0})] + \sigma_s^2 \hat{R}_s(\tau). \quad (6.22)$$

Комплексна автокореляційна функція прийнятого сигналу має інформаційний кореляційний пік $\sigma_n^2 \hat{R}_n(\tau - T_{l,0})$ із зсувом T_l і T_0 згідно з потоком двійкових бітів (1; 0). Ця функція має також автокореляційні функції $2\sigma_n^2 \hat{R}_n(\tau)$ та $\sigma_s^2 \hat{R}_s(\tau)$ для опорного НШС сигналу $n(t)$ з подвійною потужністю $2\sigma_n^2$ і зовнішньої завади $S(t)$ з потужністю σ_s^2 .

Корелятор у приймачі (рис. 6.6) має цифровий аналізатор спектра (АС) і цифровий Фур'є-процесор (БЗПФ). На виході цифрового аналізатора спектра протягом T_e кожного переданого біта визначається спектр потужності прийнятого НШС сигналу у вигляді формули (6.20). Цифровий Фур'є-процесор здійснює швидке зворотне перетворення Фур'є для масиву цифрових відкликів, які формуються на виході аналізатора спектра АС. За результатами подвійної спектральної обробки за час появи кожного біта інформації визначаються квадратурні компоненти для комплексної автокореляційної функції (6.22) у вигляді

$$\hat{R}_{r,cos}(\tau) = 2 \int_0^{\infty} S_r(f) \cos(2\pi f \tau) df; \quad (6.23, a)$$

$$\hat{R}_{r,sin}(\tau) = 2 \int_0^{\infty} S_r(f) \sin(2\pi f \tau) df. \quad (6.23, б)$$

Модуль для комплексної автокореляційної функції обчислюють як середнє квадратичне значення від дійсної та уявної частин у вигляді

$$\hat{R}_r(\tau) = [\hat{R}_{r,cos}^2(\tau) + \hat{R}_{r,sin}^2(\tau)]^{1/2}. \quad (6.24)$$

Квадратурні компоненти $\hat{R}_{r,\cos}^2(\tau)$ і $\hat{R}_{r,\sin}^2(\tau)$ комплексної автокореляційної функції $\hat{R}_r(\tau)$ визначають методом швидкого зворотного перетворення Фур'є, використовуючи базисні функції $\cos(\omega\tau)$ і $\sin(\omega\tau)$, від спектра потужності (6.20) для прийнятого сигналу [123]. Компаратор на виході цифрового Фур'є-процесора (рис. 6.6) здійснює порівняння інформаційних кореляційних піків із зсувом T_1 чи T_0 для модуля (6.24) та визначає з них найбільший за величиною кореляційних піків, який відповідає переданому біту 1 чи 0. Таким чином, у приймачі здійснюються однозначне відновлення переданої бінарної інформації.

6.9. Оцінювання впливу завад на якість відновлення інформації

Вплив зовнішньої завади в каналі зв'язку супроводжується зростанням випадкових викидів для автокореляційної функції $\hat{R}_r(\tau)$ в області інформаційних піків $2\sigma_n^2\hat{R}_r(\tau - T_{1,0})$ із зсувом $\tau = T_{1,0}$, що призводить до збільшення похибки під час відновлення в приймачі переданої бінарної інформації. Рівень випадкових бокових викидів для модуля $|\hat{R}_r(\tau)|$ залежить від зсуву τ , що ускладнює процедуру подальшого вилучення інформації, яка передається. При дії зовнішніх завад зменшується відносна величина інформаційних піків із зсувом $\tau = T_{1,0}$. Аномально великі бокові викиди для модуля $|\hat{R}_r(\tau)|$ спостерігаються при кратних зсувах $\tau = jT_{1,0}$ ($j=2,3,4$). Насамперед, це стосується подвійної кратності затримок $\tau = 2T_{1,0}$ як за відсутності завад, так і під час впливу завади в каналі зв'язку. Бокові викиди

при потрійній затримці $\tau = 3T_{l,0}$ характеризується меншою амплітудою так, що їх складно ідентифікувати за час надходження одного інформаційного біта.

Автокореляційні функції $2\sigma_n^2 \hat{R}_n(\tau)$ і $\sigma_s^2 \hat{R}_s(\tau)$ мають також кореляційні піки з нульовим зсувом $\tau = 0$. Сумарна величина кореляційних піків $2\sigma_n^2 \hat{R}_n(0)$ і $\sigma_s^2 \hat{R}_s(0)$ з нульовим зсувом $\tau = 0$ може значно перевищувати рівень інформаційних піків $2\sigma_n^2 \hat{R}_n(\tau - T_{l,0})$ при дії потужної завади. Дальні випадкові викиди для автокореляційних функцій $2\sigma_n^2 \hat{R}_n(\tau)$ і $\sigma_s^2 \hat{R}_s(\tau)$ з часовим зсувом $\tau \gg \tau_c$ також досягають позиції інформаційних піків $\sigma_n^2 \hat{R}_n(\tau - T_{l,0})$ із зсувом T_l чи T_0 та впливають на них, що призводить до переміщення оцінки для інформаційних піків і підвищення бітової похибки під час вилучення інформації в приймачі.

Таким чином, визначено особливий клас внутрішньосистемних завад внаслідок кратності інформаційних затримок T_l чи T_0 . Випадкові викиди кореляційних піків з кратними зсувами $jT_{l,0}$ ($j=2,3,4$) призводять до підвищення бітової похибки для НШС системи зв'язку, коли встановлюють кратні затримки T_l і T_0 при застосуванні кодової модуляції під час передачі, наприклад, $T_l = 2T_0, T_l = 3T_0$. Так, за умов подвійної кратності $T_l = 2T_0$ положення інформаційного піка із зсувом T_l суміщується з положенням бокового кореляційного піка з кратною затримкою $2T_0$. При передачі 0 біта з затримкою T_0 виникають аномально високі флуктуації з кратним зсувом $2T_0$ для модуля автокореляційної функції $|\hat{R}_r(\tau)|$ в місці розташування інформаційного піка T_l . У результаті підвищується ймовірність хибного рішення про реєстрацію біта 1, коли в дійсності передається біт 0. Усунення додаткових внутрішньосистемних завад внаслідок кратності інформаційних затримок в НШС системах зв'язку полягає у встановленні некратних між собою затримок T_l і T_0 в процесі кодової спектральної модуляції НШС сигналів у передавачі. Дійсно, при некратних затримках T_l і T_0 для інформаційних НШС

сигналів виконується важлива умова $T_1 \neq jT_0$ ($j=2,3,4$). У цьому випадку **не виникає суміщення** у вторинному спектрі позиції для інформаційного піка T_1 , який відповідає біту 1, і позиції для бокових піків з кратними зсувами $jT_{1,0}$, які виникають при передачі біта 0. При цьому випадкові викиди на бокових кореляційних піках із кратними зсувами $jT_{1,0}$ ($j=2,3,4$) не впливають на достовірність передачі двійкових символів за умов $T_1 \neq jT_0$, коли затримки не є кратними.

Вилучення інформаційних сигналів в каналі зв'язку з завадами здійснюють методом зворотного перетворення Фур'є від вимірюного спектра потужності для прийнятого сигналу, автокореляційна функція якого має інформаційний кореляційний пік із зсувом T_1 чи T_0 згідно з потоком двійкових бітів та автокореляційні функції для опорного сигналу і зовнішньої завади. Подальше порівняння інформаційних кореляційних піків із зсувом T_1 чи T_0 визначає найбільший з них, що відповідає переданому біту 1 чи 0.

Вплив зовнішньої завади в каналі зв'язку супроводжується зростанням додаткових випадкових викидів для автокореляційної функції в області інформаційних піків, що призводить до збільшення похибки під час відновлення в приймачі переданої бінарної інформації, особливо внаслідок кратності інформаційних затримок T_1 чи T_0 . Усунення цих додаткових внутрішньосистемних завад полягає у встановленні некратних між собою затримок T_1 і T_0 в процесі кодової спектральної модуляції надширокосмугових сигналів у передавачі. Розроблено методику безпроводової передачі цифрової інформації на ґрунті надширокосмугових сигналів, яка включає метод формування інформаційних сигналів з кодовою спектральною модуляцією та метод вилучення інформаційних сигналів в каналі зв'язку з завадами. Виконано оцінювання впливу завад на якість відновленої інформації. Показано, що використання каналів зв'язку з надширокою смугою частот дає можливість одночасної реалізації комплексу вимог щодо електромагнітної сумісності

телекомунікаційних систем, високої швидкості передачі інформації і завадостійкості по відношенню до дії зовнішніх завад та інтерференції.

6.10. Антени

Організація зв'язку в системі рухомих мобільних пристроїв накладає додаткові обмеження, що обумовлені невизначеністю у часі та просторі розташування вектора поляризації інформаційного сигналу відносно осі приймальної антени. Так, у випадку їх ортогонального розташування рівень прийнятого сигналу буде дорівнювати нулю. Тому пропонується запровадити мерехтливу поляризацію, за якою кожний з надкоротких імпульсів, кодує інформаційний біт, по черзі подається на одну чи іншу антену, які в антенному блоці розташовані ортогонально.

У зв'язку з тим, що випромінюванню підлягають кодовані імпульсні сигнали в дуже широкій смузі частот, вимоги по широкосмужності приймально-передавальної антени є основними. За технічними характеристиками, найпридатнішим є антенний елемент (рис. 6.16), який являє собою антену з розширюючою щілиною TSA (Tapered Slot Antenna) [127]. Форма розімкнутої щілини визначає смугу частот, причому її енергетичну спрямованість характеризує вузький головний промінь і практична відсутність бокових пелюсток у діапазоні частот 2-6,5 ГГц.

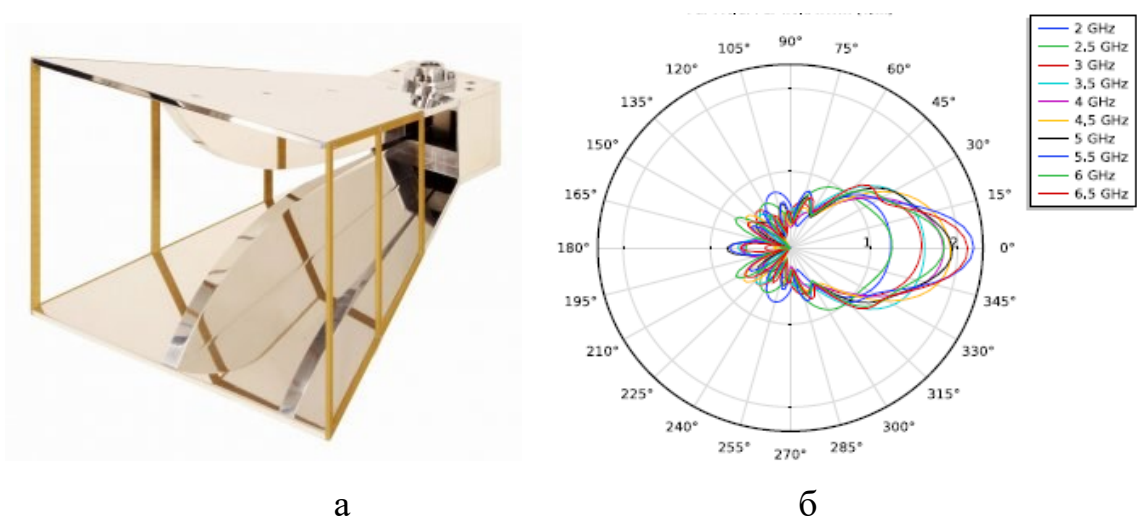


Рис. 6.16. Антена TSA (а) та її діаграма спрямованості (б)

Завдяки таким технічним характеристикам її застосовано як основний складовий елемент кожного з двох антенних блоків, які у свою чергу створюють антенну систему (рис. 6.17). В цій системі осі симетрії блоків розташовано ортогонально, що дозволяє реалізувати довільну мерехтливу поляризацію. Надходження надкоротких імпульсів, кодуєних інформаційний біт, до іншого антенного блока здійснюють аналогічно першому. Таке розташування обох антенних блоків забезпечує приймання електромагнітного випромінювання довільної поляризації, яке характерне для рухомих мобільних пристроїв.

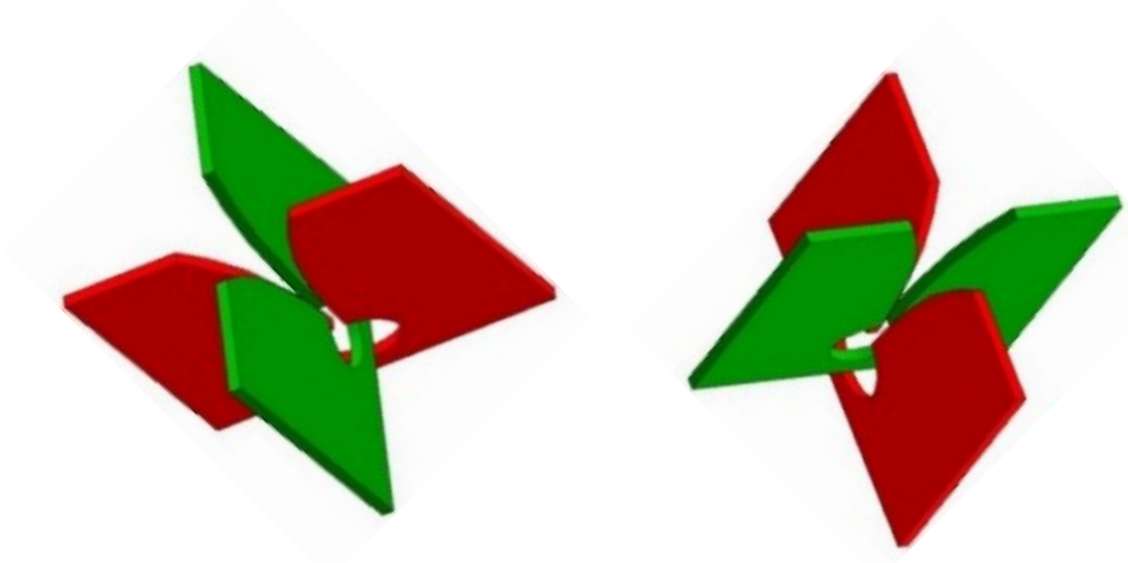


Рис. 6.17. Антена система з мерехтливою поляризацією

Таким чином, розроблена технологія дозволяє знизити рівень завадової електромагнітної обстановки та забезпечити вимоги ЕМС для мобільних систем безпроводового зв'язку.

Залежно від взаємного розташування вектора поляризації електромагнітного сигналу та приймальної антени мобільного засобу рівень наведеного сигналу змінюється пропорційно функції спрямованості:

- для вертикальної поляризації інформаційного сигналу

$$D_v(\psi, \varphi) = \frac{\sin \psi \cdot \cos \varphi}{1 - \cos \psi \cdot \cos \varphi};$$

- для горизонтальної поляризації інформаційного сигналу

$$D_v(\psi, \varphi) = \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \psi \cdot \cos \varphi},$$

де ψ – кут підйому;

φ – кут азимуту.

Аналіз наведених співвідношень показує, що залежно від типу лінійної поляризації інформаційного сигналу функція $D_v(\psi, \varphi)$ змінюється від 0 до 2,4, що виключає приймання сигналу при деяких комбінаціях взаємної орієнтації векторів. У той самий час застосування мерехтливої поляризації дозволяє використовувати обидва типи поляризації, виключаючи комбінації, за яких сигнал буде відсутнім. При цьому функція спрямованості $D_v(\psi, \varphi)$ буде знаходитися в межах від 1 до 2,4, що дозволяє більш ніж удвічі підвищити радіус дії електромагнітного випромінювання.

Застосування в системах зв'язку рухомих мобільних пристроїв запропонованої технології надширокосмугових сигналів, мерехтливої

поляризації та антенної системи дозволяє збільшити співвідношення сигнал/шум на вході приймача, що дає можливість зменшити рівень електромагнітного випромінювання, забезпечуючи таким чином вимоги електромагнітної сумісності мобільних систем безпроводового зв'язку. Ефективність застосування розробленої технології обумовлена можливістю реалізації потенційно високої щільності каналів зв'язку на один квадратний метр робочої зони. Завдяки зменшенню рівня інформаційного сигналу відносно білого шуму в робочому діапазоні частот здійснюється одночасна незавадова робота як традиційних вузькосмугових систем зв'язку, так і систем зв'язку, які використовують надширокосмугові сигнали. Впровадження технології забезпечення вимог електромагнітної сумісності мобільних систем безпроводового зв'язку дозволяє гарантовано забезпечити їх виконання на усіх етапах розроблення та реалізації мобільних систем безпроводового зв'язку.

РОЗДІЛ 7

МЕТОДИ ВИПРОБУВАНЬ ОБЛАДНАННЯ НА ЗАВАДОЗАХИЩЕНІСТЬ

Методи випробувань інфокомунікаційних систем для визначання рівня електромагнітної сумісності і стійкості до дестабілізуючої дії електромагнітного випромінювання залежать від стадії розроблення обладнання. Розрізняють три основні стадії розроблення: проектування, випробування і виробництво. Залежно від просування від першої стадії набір доступних засобів боротьби з завадами невпинно зменшується. У той самий час вартість реалізації таких технічних рішень невпинно зростає (рис. 7.1). Таким чином, вирішення проблем, які пов'язані з завадами, на стадії проектування дає кращі результати і має меншу вартість.

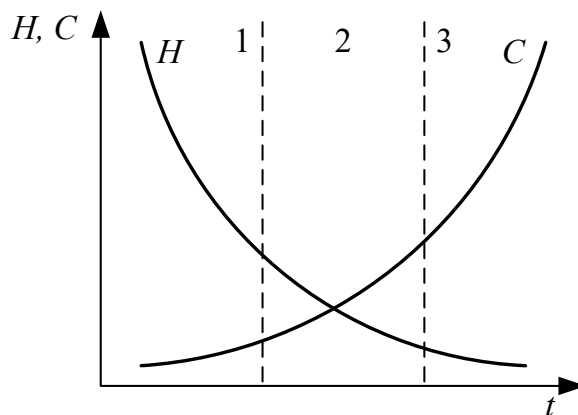


Рис. 7.1. Набір (H) можливих методів та їх відносна вартість (C) вирішення проблем завадозахищеності на стадіях проектування (1), випробувань (2) та виробництва (3)

Суттєвою частиною загальної методології розроблення й експлуатації виробів, які мають властивості ЕМС, є створення програми, що визначає комплекс організаційних і технічних засобів по забезпеченню вимог ЕМС на етапах проектування, конструювання, виробництва, випробувань та монтажу,

особливо коли вироби працюють у комплексі засобів. Залежно від конкретного призначення виробу та рівня, на якому повинні забезпечуватися вимоги ЕМС, програма має включати до свого складу як загальні, так і часткові особливості забезпечення ЕМС залежно від їх розташування, а саме:

- між виробами, що розташовані в системах, які просторово віддалені один від одного;
- між виробами, що розташовані в одному комплексі засобів;
- між елементами, вузлами і блоками всередині обладнання.

При цьому повинні бути зазначені дані, які характеризують електромагнітну обстановку, в якій має функціонувати обладнання, і перераховані з можливою повнотою потенційні джерела завад.

Залежно від призначення обладнання методи випробувань розподіляють на натурні та штучні, які імітують дію дестабілізуючих факторів. У зв'язку з великою вартістю натурних випробувань їх застосування має обмежений характер. Більш широке застосування отримали методи, які імітують дію дестабілізуючих факторів. Загальний принцип побудови таких систем наведено на рис. 7.2.

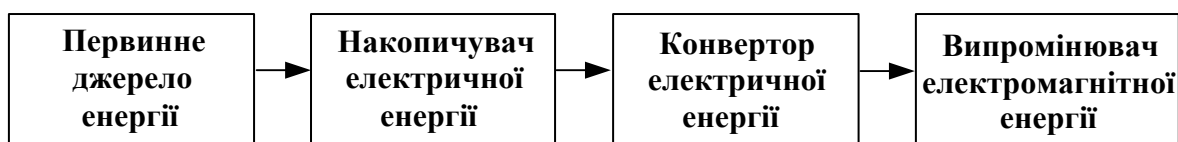


Рис. 7.2. Загальний принцип побудови випробувальних систем

7.1. Первинні джерела енергії

Основні характеристики імпульсних джерел енергії наведено в табл. 7.1 [132].

Основні характеристики імпульсних джерел енергії

<i>Тип джерела</i>	<i>Енергія МДж</i>	<i>Потужність 10^{12} Вт</i>	<i>Робоча напруга МВ</i>	<i>Струм МА</i>	<i>Час розряд- ження, с</i>	<i>Режим роботи</i>
Ємнісний накопичувач	1	1	0,1-10	1	10^{-7} - 10^{-3}	частотний
Індуктивний накопичувач	100	1-10	1	1	10^{-7} - 10^{-4}	однократний
Магнітно-кумулятивний генератор	100	1-10	0,1-10	10-100	10^{-6} - 10^{-4}	однократний
Вибуховий МГД генератор	0,1	10^2	10^3	0,1	10^{-4} - 10^{-3}	однократний
Ударний синхронний генератор	500	10^3	10^2	0,1	1	частотний
Ударний уніполярний генератор	500	10^3	10^4	1-10	00,5-1	частотний
Компресорний генератор	10	10^3	10^2	0,1	10^{-3} - 10^{-2}	частотний
Акумуляторна батарея	5	-	10^4	0,5	1	частотний

7.1.1. Структурні схеми побудови надширокосмугових випробувальних систем

Найбільше поширення отримали два класи побудови надширокосмугових (НШС) випробувальних систем [136]. Ці системи принципово відрізняються одна від одної використанням схем формування імпульсів випромінювань. До складу одного класу систем включено імпульсний індуктивний перетворювач енергії та формувальний пристрій. Інший клас випробувальних систем використовує сумісний ємнісний накопичувач енергії з пристроєм формування – хвильовий генератор імпульсів напруги ємнісного типу. На рис. 7.3. наведено структурні схеми надширокосмугових випробувальних систем дискретно-безперервної дії.

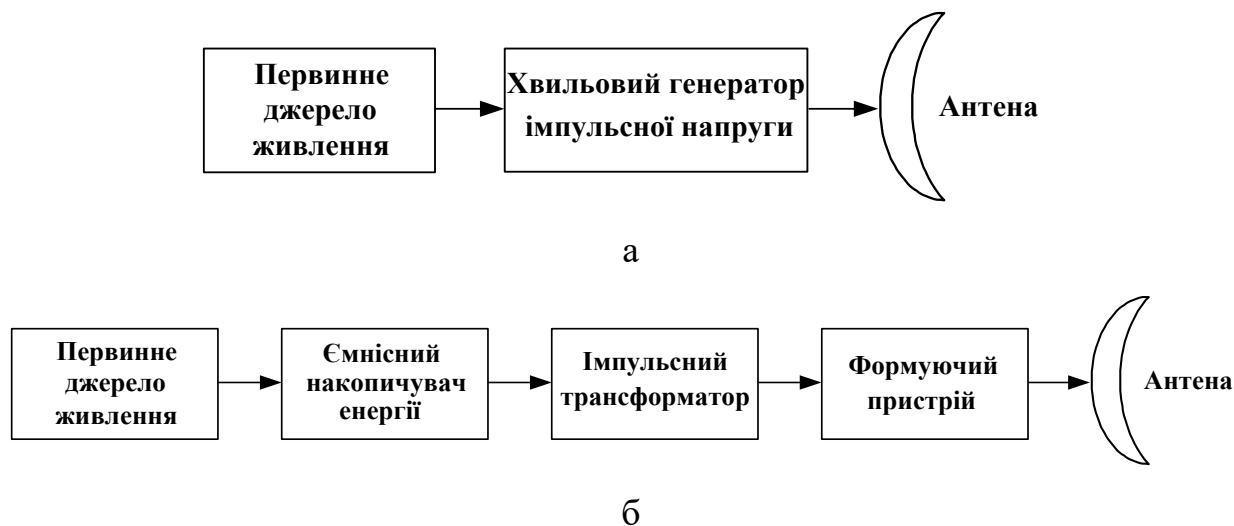


Рис. 7.3. Структурні схеми надширококутних випробувальних систем дискретно – безперервної дії: а – з використанням ємнісного накопичувача енергії; б – з використанням індуктивного накопичувача енергії

Принцип роботи НШС випробувальних систем на ґрунті індуктивного перетворювача енергії полягає в передачі енергії від первинного джерела живлення, яким виступає випрямний пристрій, до ємнісного накопичувача енергії. У подальшому заряд енергії через високовольтний комутатор розряджається на імпульсний трансформатор Тесла, та через формувальний пристрій, що забезпечує отримання імпульсу напруги з відповідними амплітудно-часовими параметрами, подається до випромінювальної антени.

Принцип роботи НШС іншої випробувальної системи використовує сумісний ємнісний накопичувач енергії з пристроєм формування – хвильовим генератором імпульсної напруги [138].

Варіант компонування НШС системи дискретно-безперервної дії наведено на рис. 7.4.

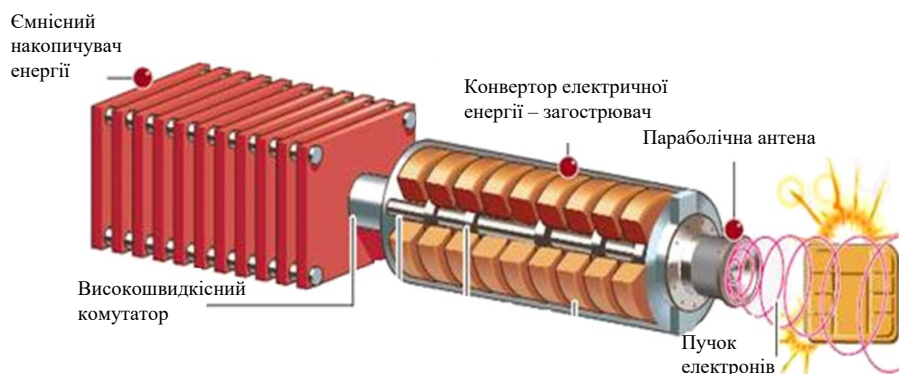


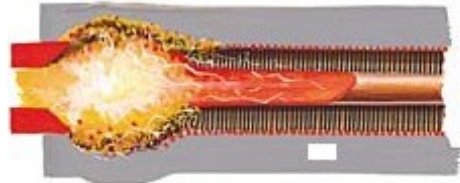
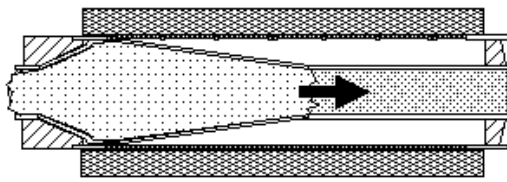
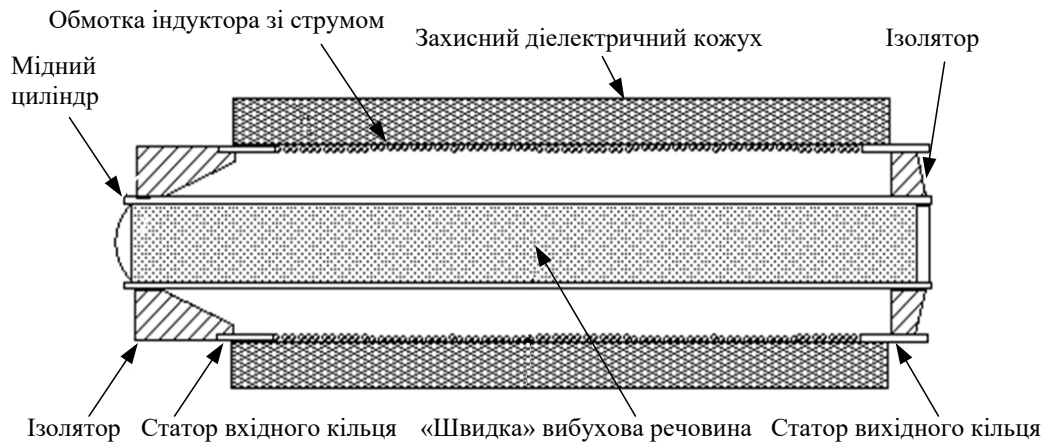
Рис. 7.4. Варіант компоновання мобільної НШС системи

7.1.2. Структурна схема магнітно-кумулятивного генератора з стисненням магнітного потоку за допомогою спрямованого вибуху

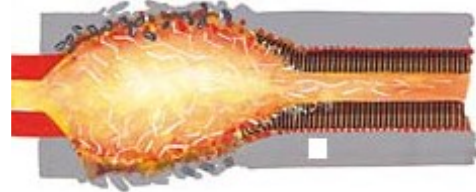
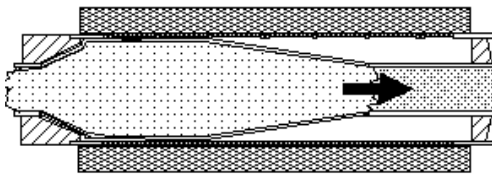
Основна ідея конструкції МК-генератора полягає у використанні «швидкої» вибухівки для стиснення магнітного поля, що створюється між індуктором і мідним циліндром із подальшим перетворенням енергії вибухової речовини на магнітне поле випромінювання. Схема компоновання та розгортка у часі спрацювання циліндричного генератора з стисненням магнітного потоку, спрямованого вибухом, наведено на рис. 7.5.

7.1.3. Технічні характеристики основних типів віркаторів

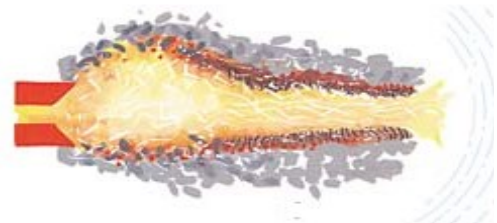
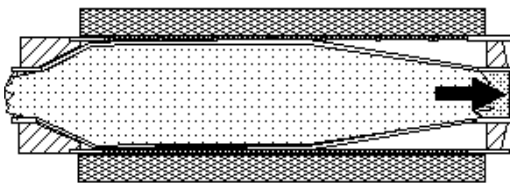
На практиці одним з найбільш поширених застосувань у якості потужного джерела енергії є НВЧ – генератор з віртуальним катодом. Віркатор являє собою електронну лампу, яка має два електроди – емітер і сітку.



а



б



в

Рис. 7.5. Схема компонування та розгортка у часі процесу спрацювання циліндричного МК – генератора: а – 50 мкс; б – 100 мкс; в – 150 мкс

Структурну схему класичного віратора як джерела радіочастотного випромінювача наведено на рис. 7.6, а його класифікацію і технічні характеристики зведено до табл. 7.2. Приклад застосування віратора в автономній НВЧ випромінювальній системі подано на рис. 7.7.

Таблиця 7.2.

Технічні характеристики віркаторів

<i>Тип віркатора</i>	<i>Потужність МВт</i>	<i>Частота ГГц</i>	<i>Тривалість нс</i>	<i>Метод перестройки частоти</i>
Планарний тріод з віртуальним катодом	1100 450	2,9 2,8	100 1100	Зміна робочої напруги чи величини зазору анод-катод
Коаксіальний тріод з віртуальним катодом	200	2,9	70	Зміна робочої напруги
Віркатор на циклотронному резонансі	1500 900	3,1 5,4	30 30	Зміна величини управляючого магнітного поля
Редитрон	250	16	50	Зміна величини управляючого магнітного поля
Турботрон	200	40	40	Зміна величини зазору анод-катод

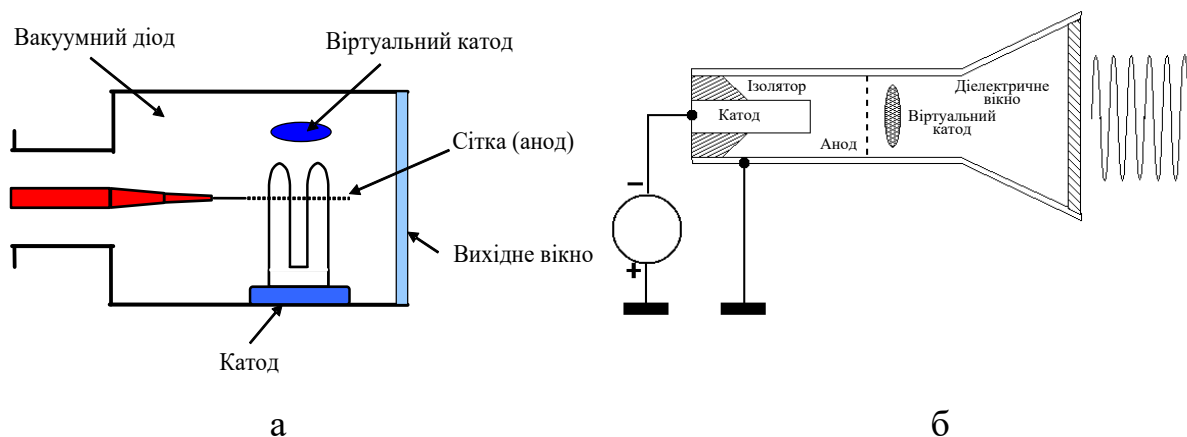


Рис. 7.6. Структурна схема класичного віркатора як джерела радіочастотного випромінювача (а) та аксіального генератора з віртуальним катодом (б)

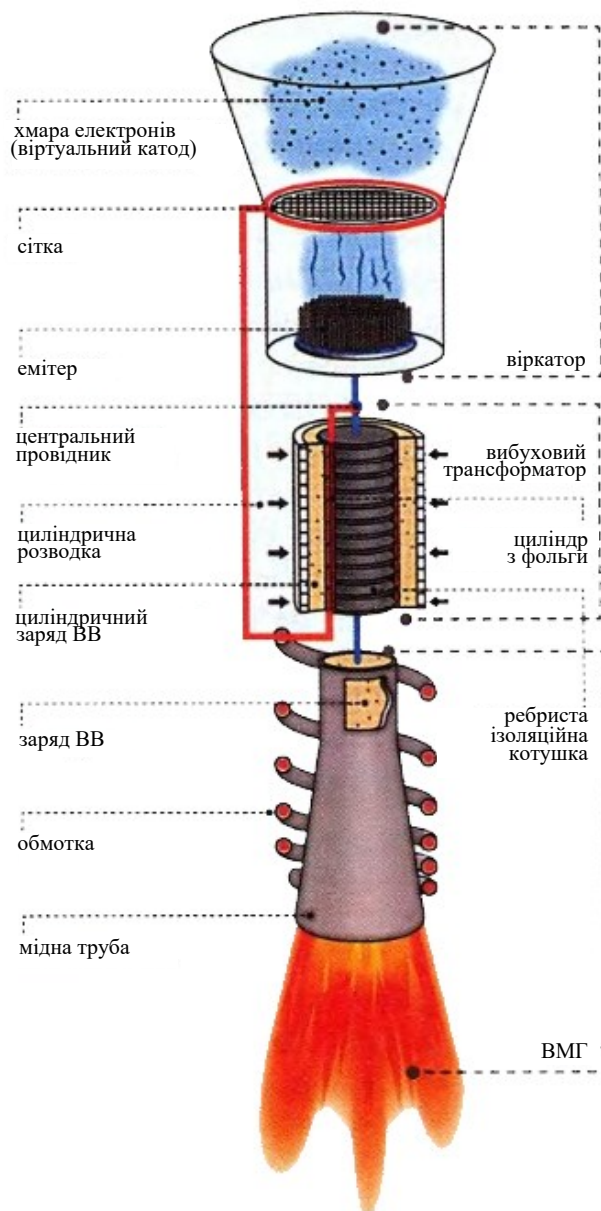


Рис. 7.7. Приклад застосування віркатора в автономній НВЧ випромінювальній системі

7.2. Моделювальні установки для проведення випробувань

На практиці для випробувань використовують високовольтні установки, створені на ґрунті відкритих хвильоводів з різними орієнтаціями вектора електромагнітного поля [141]. Спрямованість вектора електромагнітного поля

суттєво впливає на рівень наведених завад та, як наслідок, на результати проведених випробувань при оцінюванні досягнутого рівня електромагнітної сумісності інфокомунікаційного обладнання.

7.2.1. Моделювальні установки з вертикальною поляризацією електричного поля

На рис. 7.8. наведено схему компонування установки для відтворення імпульсних електромагнітних полів з вертикальною поляризацією електричного поля.

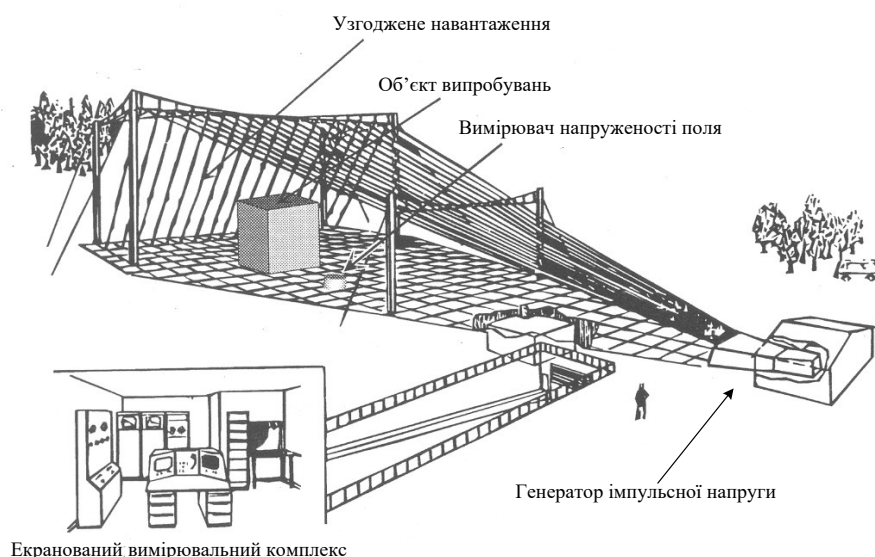


Рис. 7.8. Схема побудови моделювальних установок з вертикальною поляризацією електричного поля

Електричне поле створюється в робочому об'ємі прямим та зворотним струмопроводом, які утворюють електрично довгу лінію.

Приклади практичної реалізації моделювальних установок з вертикальною поляризацією електричного поля у світі наведено на рис. 7.9. На рис. 7.10 подано іншу схему побудови моделювальних установок.



Канада (DREMPS)



Ізраїль (Rafael Guided)



Італія (INSIEME)



Росія (ІЕМІ 12-3)



США (Trestle)



Україна (ГІНТ-12-30)



Україна (ІЕМІ-10)



Україна (ГІН-4)



Нідерланди (EMIS-III-VPD)



США (VPD-II)

Рис. 7.9. Приклади практичної реалізації моделювальних установок з вертикальною поляризацією електричного поля у світі

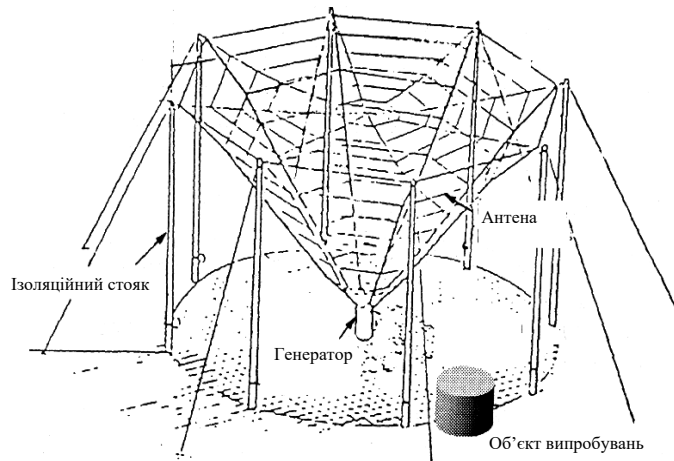


Рис. 7.10. Інша схема побудови моделювальних установок

7.2.2. Установки з горизонтальною поляризацією електричного поля

Основою моделювальної установки є біконічний випромінювач, який розташовано у верхній частині установки. Електромагнітні поля формуються за рахунок розрядно-зарядних процесів у структурі симетричного диполя. Схему побудови моделювальних установок з горизонтальною поляризацією електричного поля зображено на рис. 7.11.

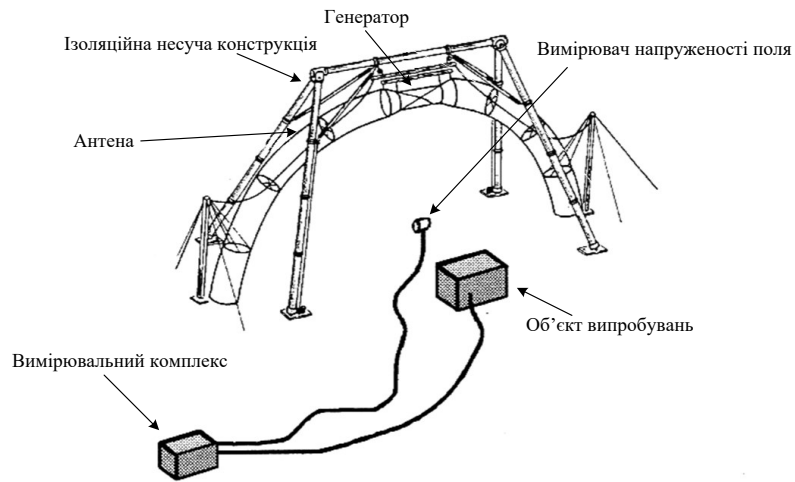


Рис. 7.11. Схема побудови моделювальних установок з горизонтальною поляризацією електричного поля

Приклади практичної реалізації моделювальних установок з горизонтальною поляризацією електричного поля у світі наведено на рис.7.12.



Ізраїль (Rafael Hybrid)



США (USN NAWCAD HPD)



Франція (DPH)



Німеччина (HPD)

Рис. 7.12. Приклади практичної реалізації моделювальних установок з горизонтальною поляризацією електричного поля у світі

7.3. Широкосмугові випромінювальні імітатори електромагнітного поля

Схема побудови широкосмугових моделювальних установок та приклади практичної реалізації широкосмугових випромінювальних імітаторів електромагнітного поля в державах світу показані на рис. 7.13 та 7.14 відповідно. На рис. 7.15 наведено амплітудно-частотний спектр та характеристики імпульсу напруженості електричного поля на відстані 85 м.

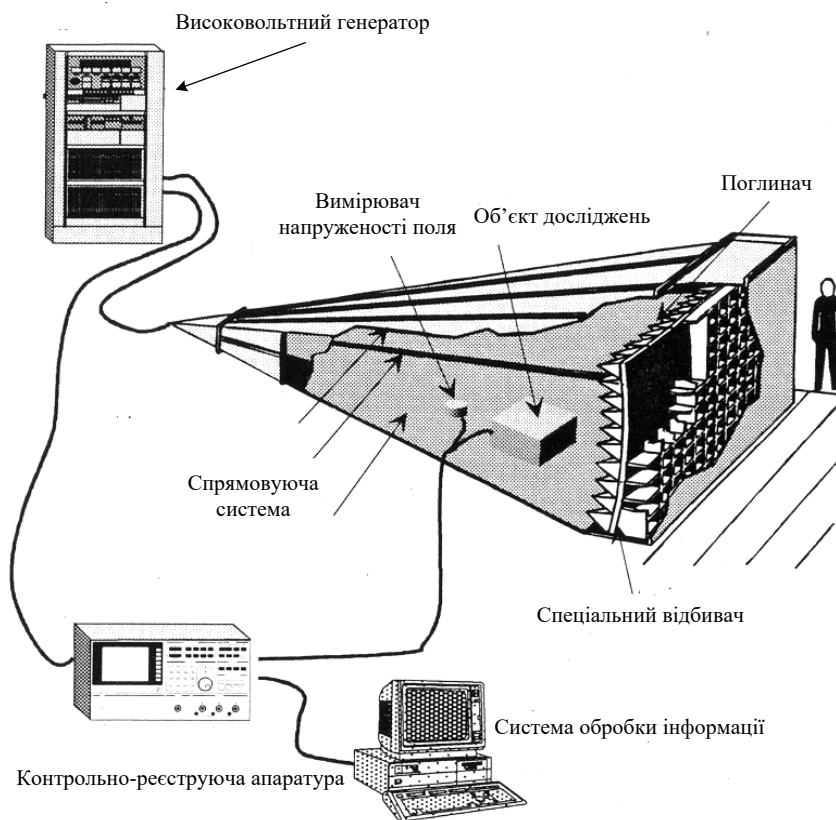


Рис. 7.13. Схема побудови широкосмугових моделювальних установок



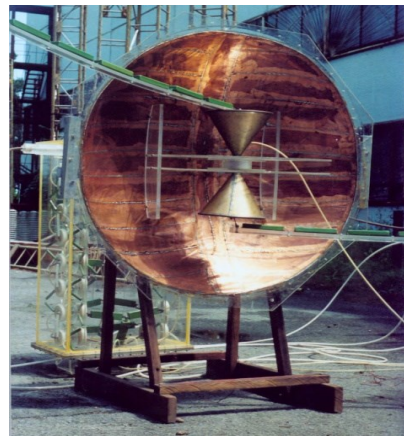
Німеччина (WIS Indoor Guided)



Швейцарія (VERIFY)

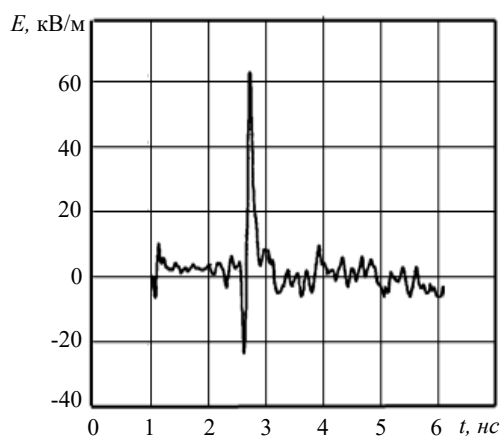


Німеччина (HIRA II- PBG)

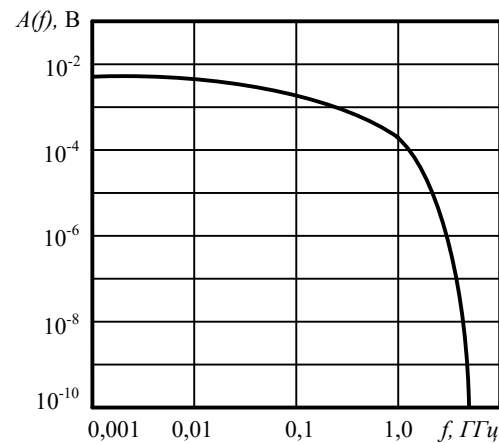


Україна «Автоарестор»

Рис. 7.14. Приклади практичної реалізації широкосмугових випромінювальних імітаторів електромагнітного поля удержавках світу



а



б

Рис. 7.15. Амплітудно-частотний спектр (а) та характеристики імпульсу напруженості електричного поля на відстані 85 м (б)

Схема побудови вузькосмугових моделювальних установок і приклади практичної реалізації вузькосмугових випромінювальних імітаторів електромагнітного поля в державах світу показані на рис. 7.16 та 7.17 відповідно.

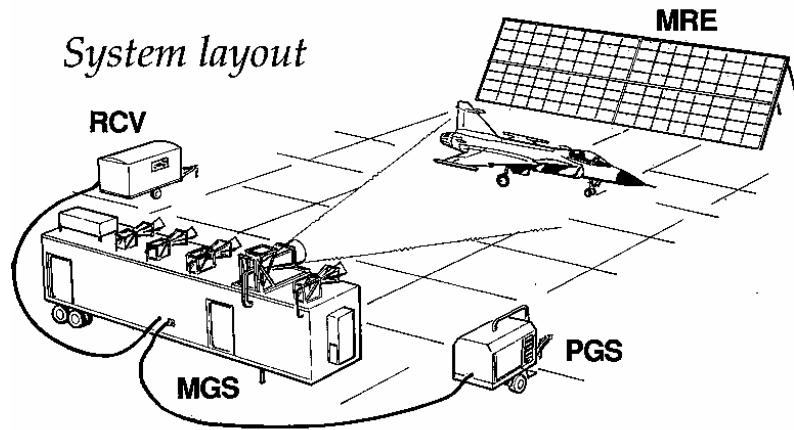


Рис. 7.16. Схема побудови вузькосмугових моделювальних установок



MTF (Швеція)



Великобританія REG (B1)



Великобританія REG (B2)



Швеція (SP Faraday)



Китай (LTR)

Рис. 7.17. Приклади практичної реалізації вузькосмугових випромінювальних імітаторів електромагнітного поля у державах світу

7.4. Методика проведення випробувань на основі НВЧ випромінювальної системи

Для проведення випробувань під час визначення рівня ЕМС до дії НШС випромінювань застосовують системи з дзеркальними чи рупорними антенами. Об'єкт випробувань розташовують в дальній зоні випромінювань антени і опромінюють з різних боків відповідно до вимогам методики випробувань. Потрібні амплітудно-частотні характеристики імпульсного електромагнітного випромінювання отримують за допомогою НШС-генератора ємнісного чи

індукційного типу. На рис. 7.18 наведено випробувальну систему для створення мікрохвильових електромагнітних надширокосмугових полів.

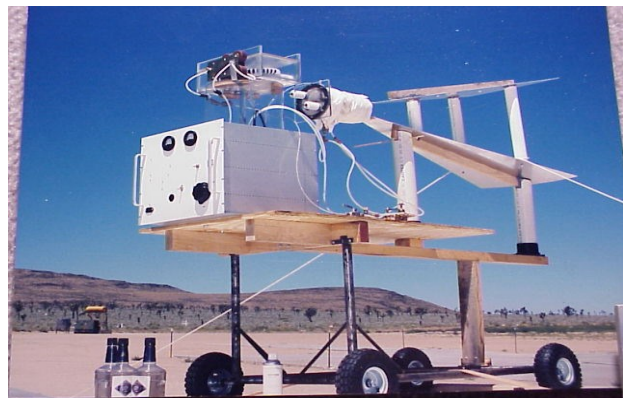
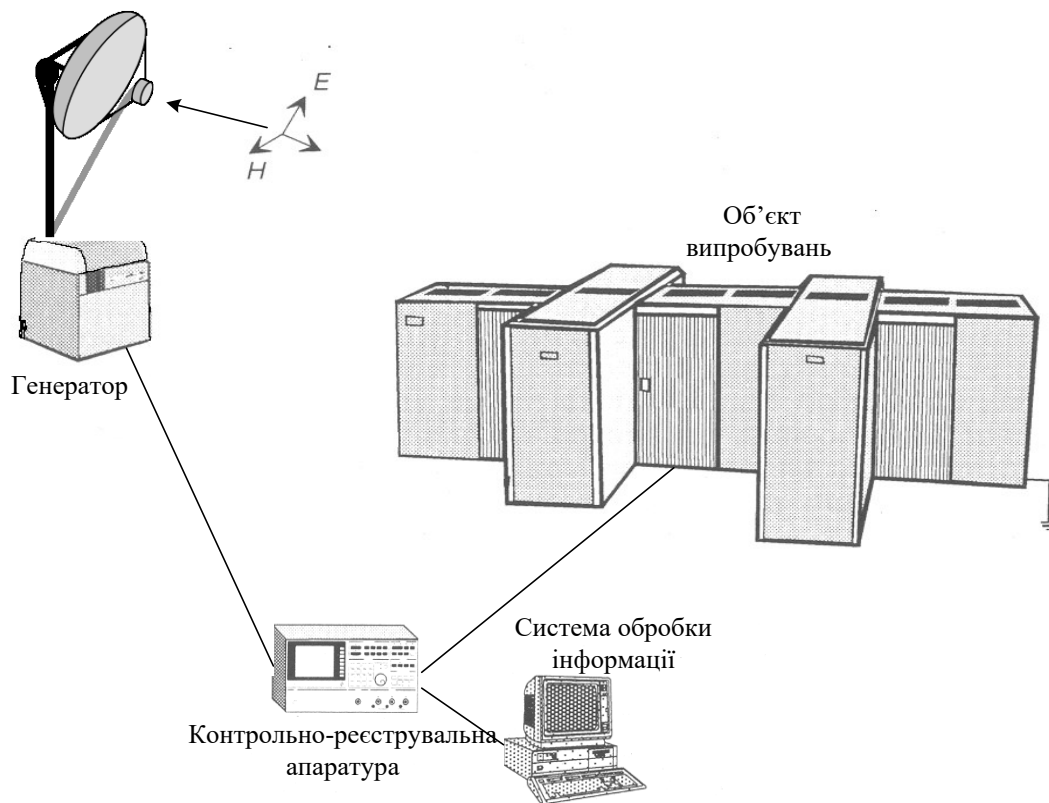


Рис. 7.18. Система для проведення надширокосмугових випробувань

7.5. Методика проведення випробувань до дії кондуктивних завад

Форми кондуктивних завад, які виникають в небезпечних трактах об'єктів, залежать від часових параметрів впливаючих електромагнітних факторів (рис. 7.19).

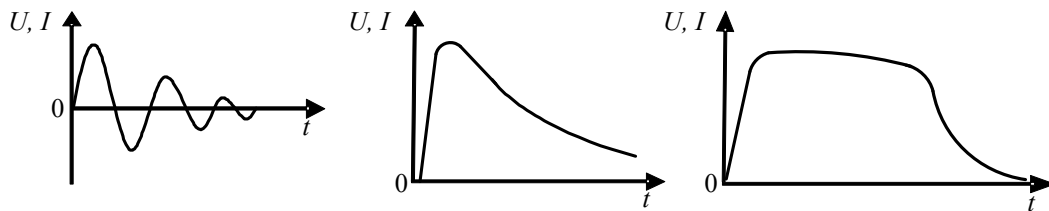


Рис. 7.19. Форми кондуктивних завад, які виникають в небезпечних трактах об'єктів залежно від часових параметрів впливаючих електромагнітних факторів

Завада у формі загасаючої синусоїди виникає в антенно-фідерних трактах та електрично коротких лініях телекомунікаційного зв'язку. Уніполярний експоненційний імпульс виникає в електрично довгих лініях телекомунікаційного зв'язку та лініях електропередачі. Завада у формі уніполярного трапецеїдального імпульсу виникає в електрично довгих лініях телекомунікаційного зв'язку та лініях електропередачі. Принцип побудови генераторів кондуктивних завад наведено на рис. 7.20.

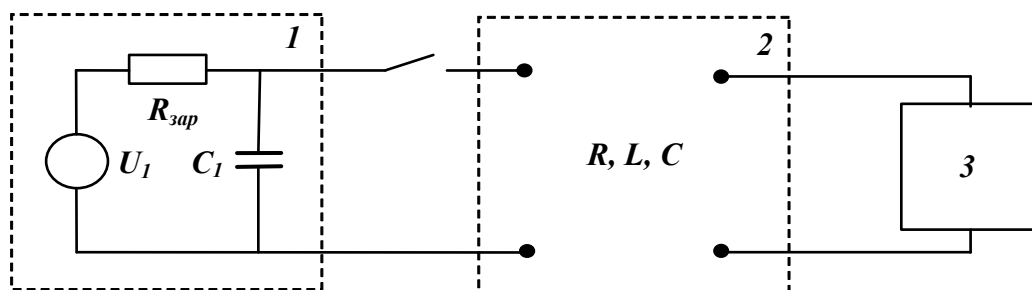


Рис. 7.20. Узагальнена структурна схема генератора кондуктивних завад:
1 – накопичувач енергії; 2 – формувальний контур; 3 – об'єкт дослідження

7.5.1. Метод штиркових випробувань

При проведенні штиркових випробувань напруги та струми подаються безпосередньо до роз'єднувальних входів об'єктів. Схема проведення випробувань наведена на рис. 7.21.

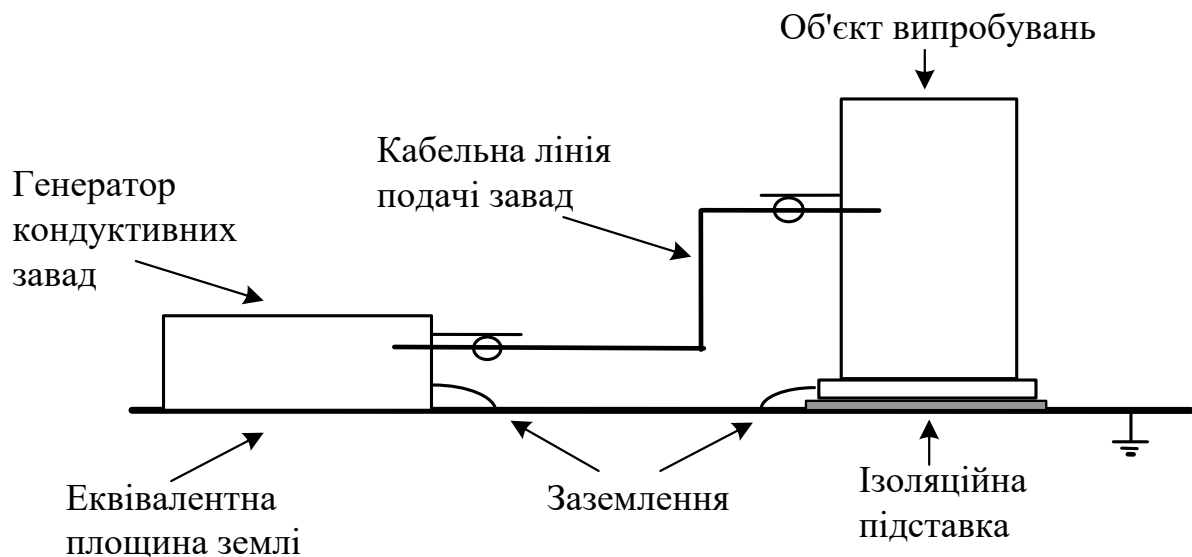


Рис. 7.21. Схема проведення штиркових випробувань

7.5.2. Метод інжекції завад до ліній зв'язку

При проведенні випробувань методом інжекції завад до ліній зв'язку завада впливає одночасно на об'єкт випробувань і порт управління, які об'єднані у єдину функціональну систему та дозволяють оцінити рівень завадостійкості системи в цілому. Схема випробувань наведена на рис. 7.22.

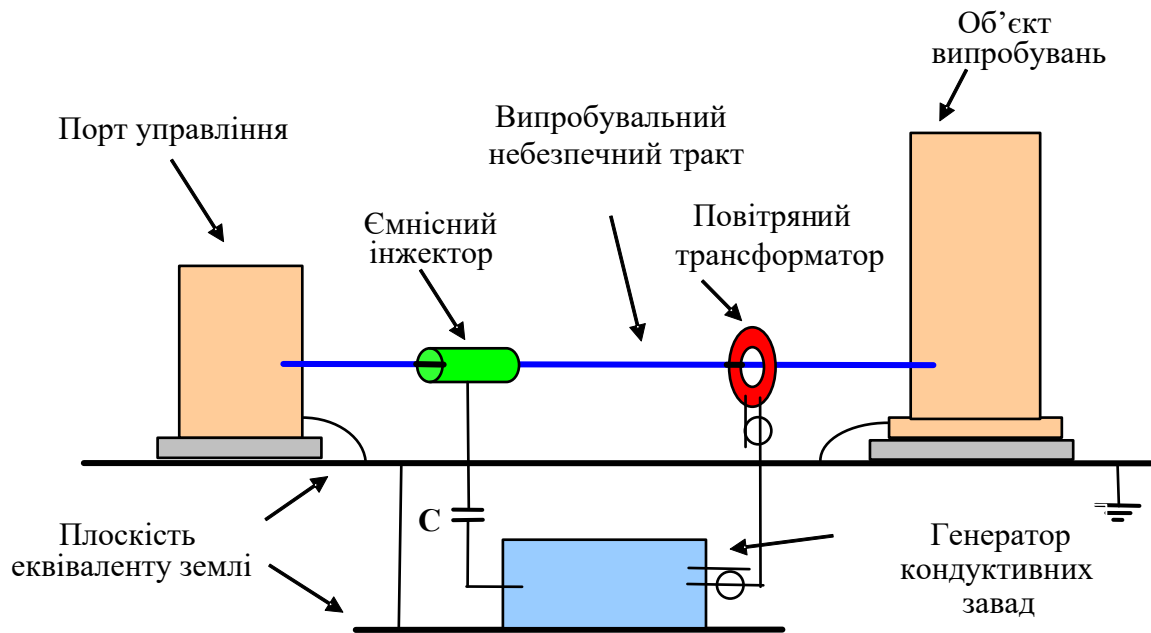


Рис. 7.22. Схема інжекції завад до ліній зв'язку

7.5.3. Метод випробувань з використанням системи зв'язку-розв'язки

Випробування з використанням системи зв'язку-розв'язки проводяться для небезпечних трактів у режимі їхнього функціонування без відключення від об'єкта випробувань та основного порту управління. Метою випробувань є визначення рівня електромагнітної сумісності вхідних кіл та їхньої елементної бази об'єкту випробувань з безпосередньо під'єднаною до нього лінії зв'язку. Пристрій розв'язки призначено для упередження попадання імітованих кондуктивних завад до основного порту. Він являє собою смуговий фільтр з великим власним опором у смузі частот імітованої завади. Об'єкт випробувань і тестовий генератор повинні мати обов'язковий гальванічний зв'язок з еквівалентом землі шляхом індивідуальних заземлювачів.

На рис. 7.23 наведено структурну схему проведення випробувань із застосуванням системи зв'язку-розв'язки.

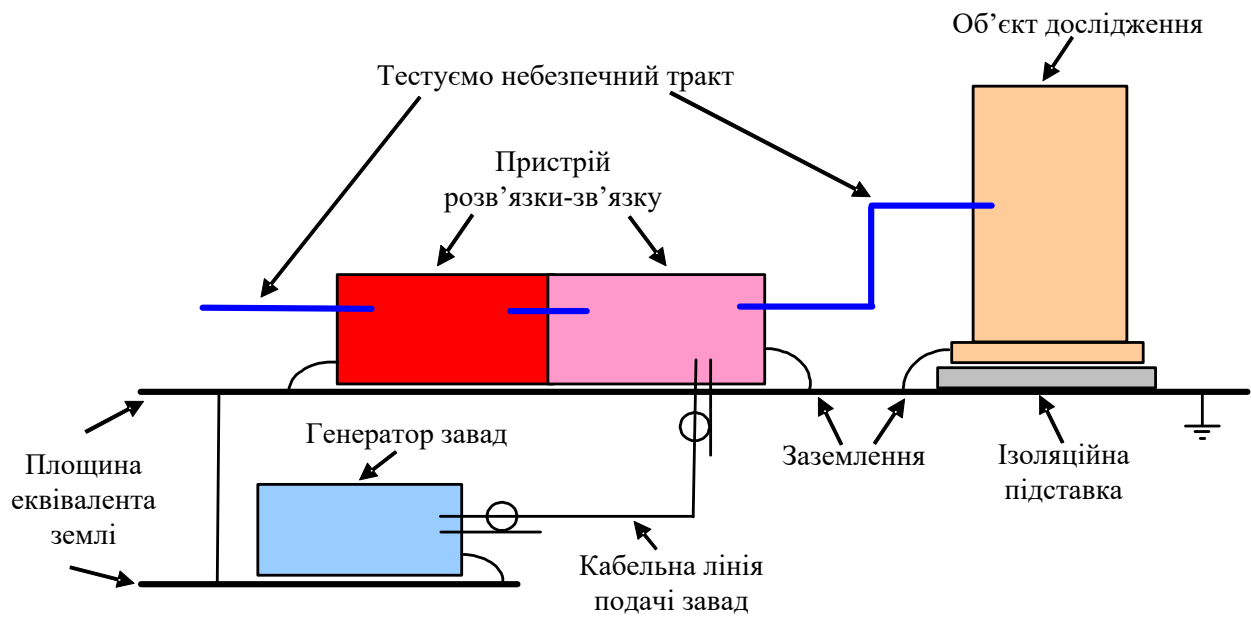


Рис. 7.23. Схема випробувань із застосуванням системи зв'язку-розв'язки

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Дональд Р. Ж. Уайт. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: в 3-х вып. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи. Москва: Сов. радио, 1977. 352 с.
2. Князев А. Д., Пчелкин В. Ф. Проблемы обеспечения совместной работы РЭ аппаратуры. Москва: Сов. радио, 1971. 200 с.
3. Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Москва: Радио и связь, 1984. 336 с.
4. Бадалов А. Л., Михайлов А. С. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС. Справочник. Москва: Радио и связь, 1990. 269 с.
5. Кравченко В. И. Молния. Электромагнитные факторы и их поражающее воздействие на технические средства. Харьков: «НТМТ», 2010. 292 с.
6. ГОСТ 30585 – 98. Совместимость технических средств электромагнитная. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний. Минск: Госстандарт Республики Беларусь, 2005. 28 с.
7. Грибский М. П. Модель напряженных токовых и тепловых режимов современных микросхем: дис. канд. физ-мат. наук. Симферополь, 2009. 183 с.
8. IEC 1000 – 2 – 9: 1996. ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC). Part 2: Environment – Section 9: Description of NEMP environment – Radiated disturbance - Basic EMC publication. 1996. 49 p.
9. Уилльямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. Москва: «Технологии», 2003. 540 с.
10. Про радіочастотний ресурс України: Закон України зі змінами і доповненнями згідно із Законом № 440-ІХ від 14.01.2020. Київ, 2020. 35 с.

11. Про схвалення Концепції єдиної інформаційно-комунікаційної платформи: Рішення НКРЗІ № 34 від 24.01.2013. Київ, 2013. 6 с.
12. Про Основні засади розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки: Закон України. Верховна Рада України. Відомості Верховної Ради України. 2007. № 12. С. 102.
13. Баланис К. А., Иоанидес П. И. Введение в смарт-антенны. Москва: Техносфера, 2012. 200 с.
14. Гепко И. А., Олейник В. Ф., Чайка Ю. Д., Бондаренко А. В. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития. Киев: ЕКМО, 2009. 672 с.
15. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. Москва: Техносфера, 2011. 904 с.
16. Okamoto. Developments and advances in smart antennas for wireless communications. Santa Clara University. Tech. Rep., 2003. URL: www.wmrc.com/businessbriefing/pdf/wireless_2003/Publication/okamoto.pdf.
17. Boukalov A. O., Haggman S. G. System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications — an overview. IEEE Trans. Microw. Theory Tech.. June 2000. Vol. 48. No. 6. P. 919–929. doi:10.1109/22.846718 160 Introduction to smart antennas.
18. Paulraj A. J. and Papadias C.B. Space-time processing for wireless communications. IEEE Signal Process. Mag. Nov. 1997. Vol. 14. No. 6. P. 49–83. doi:10.1109/79.637317.
19. Vaughan R. G. On optimum combining at the mobile. IEEE Trans. Veh. Technol.. Nov. 1988. Vol. 37. P. 181–188. doi:10.1109/25.31122.
20. Ko S. C. K., Murch R. D. On optimum combining at the mobile. IEEE Trans. Antennas Propagat. June 2001. Vol. 49. P. 954–960. doi:10.1109/8.931154.
21. Denidni T. A., McNeil D. and Delisle G. Y. Experimental investigations of a new adaptive dual-antenna array for handset applications. IEEE Trans. Veh. Technol. Nov. 2003. Vol. 52. P. 1417–1423. doi:10.1109/TVT.2003.816646.

22. Lehne P. H. and M. Pettersen. An overview of smart antenna technology for mobile communications systems. *IEEE Communications Surveys*. Vol. 2. No. 4. P. 2–13. URL: www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/4q99issue/pdf/Lehne.pdf.
23. Бабков В. Ю. Сотовые системы мобильной радиосвязи: учеб. пособ. изд. 2-ое, перераб. и доп. Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2013. 432 с.
24. Про телекомунікації: Закон України. зі змінами і доповненнями згідно із Законом № 440-IX від 14.01.2020. Київ, 2020. 37 с.
25. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S., Cioffi J. M. Filtered multitone modulation techniques for very high speed digital subscriber lines. *IEEE Commun. Mag.* 2000. Vol. 38. № 5. P. 98–104.
26. Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S. Filtered multitone modulation for very high speed digital subscriber lines. *IEEE J. Select. Areas Commun.* 2002. Vol. 20. № 5. P. 1016–1028.
27. Liu H., Schniter P., Fu H., Casas K. A. Frequency domain turbo equalization for vestigial sideband modulation with punctured trellis coding. *Proc. of IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*. 2006. P. 1–5.
28. Прокис Д. Цифровая связь и связь. Москва: Радио и связь. 2000. 800 с.
29. Talakoub S., Shahrrava B. Turbo equalization with iterative online SNR estimation. *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conf.* 2005. Vol. 2. P. 1097–1102.
30. Ungerboeck G. Channel coding with multilevel pTheory. 1982. Vol. 28. N 1. P. 55–67.
31. Wu D., Liu Y., Ross K.W. Queuing Network Models for Multi-Channel Live Streaming Systems. *Proc. of the 28th Conference on Computer Communications (IEEE Infocom 2009)*. April 19-25, 2009. Rio de Janeiro. Brazil. P. 73–81.

32. Chandrasekhar V., Andrews J. G. Uplink capacity and interference avoidance for two-tier cellular networks. Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (Globecom), Washington, DC. Nov. 2007. P. 5.
33. Telatar E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. European Transactions on Telecommunications. November/December 1999. Vol. 10. № 6. P. 585–595.
34. Foschini G. J., Gans M. J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal. Communications. March 1998. Vol. 6. № 3. P. 311–335.
35. Alamouti S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. October 1998. Vol. 16. № 8. P. 1451–1458.
36. Perini P. L., Holloway C. L. Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments. IEEE Trans. Antennas Propagat. June 1998. Vol. 46. No. 6. P. 957–1000.
37. Godara L. C. Applications of antenna arrays to mobile communications. Part 2: Beamforming and direction-of-arrival considerations in Proc. IEEE. Aug. 1997. Vol. 85. P. 1195–1245.
38. Lehne P. H., Pettersen M. An overview of smart antenna technology for mobile communications systems. IEEE Communications Surveys. 1999. Vol. 2. No. 4. P. 2–13.
39. Winters J. H. Smart antennas for wireless systems. IEEE Personal Commun. Mag. Feb. 1998. Vol. 5. No. 1. P. 23–27.
40. Справочник. Контроль за использованием спектра. Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 2011. 764 с.
41. Final Acts. World Radiocommunicati on Conference (WRC-15). Geneva, 2015. 552 p.
42. Kravchenko V. I., Knyazev V. V., Serkov A. A., Breslavets V. S., Yakovenko I. V. Electromagnetic compatibility of semiconductor structures with a

two-dimensional electron layer. *Advanced Information Systems*, 2019. Vol. 3. N 4. P. 132–136. doi: 10.20998/2522-9052.2019.4.20.

43. Knyazev V. V., Serkov A. A., Breslavets V. S., Yakovenko I. V. Electromagnetic Compatibility of Semiconductor Devices Exposed to Transition Radiation. *Advanced Information Systems*, 2019. Vol. 3. N 2. P. 109–115. doi: 10.20998/2522-9052.2019.2.19.

44. Кравченко В. І., Бреславець В. С., Серков О. А., Яковенко І. В. Порушення працездатності напівпровідникових приладів в умовах дії електромагнітного випромінювання. Праці XXIII МНПК «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я» (MicroCAD – 2015, 20 – 22 травня 2015, Харків). Харків: НТУ «ХПІ», 2015. Ч. III. С. 81.

45. Кравченко В. И., Серков А. А., Яковенко И. В., Яценко И. Л. Кинетическая неустойчивость поверхностных плазмонов при наличии потенциального барьера на границе раздела сред. *Вісник НТУ «ХПІ»: зб. наук. праць Харків: НТУ «ХПІ». 2016. № 14 (1186). С. 60 - 64.*

46. Серков О. А., Кравченко В. И., Яковенко И. В. Определение параметров обратимых отказов полупроводниковых приборов при воздействии электромагнитного излучения. Кафедра систем інформації. *Зб. наук. Праць, за ред. проф. В. О. Кравця та проф. О. А. Серкова. Харків, 2014. С. 293–302.*

47. Серков О. А., Кравець В. О., Шевцова В. В. Метод оцінки рівня завад у міжблокових лініях зв'язку. Матеріали I ВНТК «Проблеми інфокомунікацій», (14-15 листопада 2017 року) Полтава-Київ-Харків, 2017. С. 31–32.

48. Серков О. А. Інженерна методика розрахунку рівня імпульсних завад в інформаційних кабелях. Тези доп. IV НК університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба. Матеріали конференції. Харків: ХУПС, 2008. С. 223–224.

49. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. Москва: Радио и связь, 1991. 608 с.

50. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Москва: Радио и связь, 1989. 656 с.

51. Акимов П. С., Евстратов Ф. Ф., Захаров С. И. Обнаружение радиосигналов. Под ред. А. А. Колосова. Москва: Радио и связь, 1989. 288 с.
52. Зинчук В. М., Сосулин Ю. Г., Лимарев А. Е., Максюта Ю. Н. Энергетическое обнаружение с постоянным уровнем ложных тревог сигнала с неизвестной амплитудой и формой на фоне гауссовской помехи с неизвестной дисперсией. Радиотехника и электроника. 2010. Том 55. № 10. С. 1200–1210.
53. Урковиц Н. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии. ТИИЭР. 1967. Т. 55. № 4. С. 50–59.
54. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Пер. с англ. под ред. В. Т. Горяинова. Москва: Сов. радио, 1972. 744 с.
55. Костылев В. И. Характеристики энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов с нерэлеевским распределением флуктуаций амплитуды. Известия ВУЗов. Радиофизика. 2002. Т. 45. № 5. С. 450–457.
56. Костылев В. И., Сличенко М. П. Характеристики энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне шума Лихтера. Известия ВУЗов. Радиофизика. 2008. Т. 51. № 10. С. 889–898.
57. Chen Y. Improved Energy Detector for Random Signals in Gaussian Noise. IEEE Transactions on Wireless Communications. Feb., 2010. V. 9. P. 558–563.
58. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. Москва: Радио и связь, 1986. 352 с.
59. Трухачев А. А. Радиолокационные сигналы и их применения. Москва: Воениздат, 2005. 320 с.
60. Соколова М. В. Сверхширокополосная беспроводная связь: история и перспективы развития. T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2008. С. 50–55.
61. Аджемов С. С., Соколова М. В., Урядников Ю. Ф., Штыркин В. В. Сверхширокополосная связь — результат развития технологий широкополосного доступа. Электросвязь. 2006. № 2. С. 18–23.

62. Аповорич А.Ф. Статистическая теория электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Минск: Наука и техника, 1984. 215 с.
63. Бузов А.Л., Быховский М.А. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость. Москва: Эко-Трендз, 2006. 376 с.
64. Serkov A., Breslavets V., Tolkachov M., Churyumov G., Issam Saad. Noise-like signals in wireless information transmission systems. *Advanced Information Systems*. 2017. Vol. 1. №2. P. 33–39. doi:10.20998/2522-9052.2017.2.06.
65. Serkov O. A., Churyumov G. I. On the issue of solving the problem of electromagnetic compatibility of the wireless telecommunication Systems. *Applied Radio Electronics*. Kharkiv: KHNURE. 2017, Vol. 16. № 3, 4. P. 117–121.
66. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. Москва: Госэнергоиздат, 1956. 151 с.
67. Рішення Федеральної комісії по зв'язку (FCC) США № FCC 02-48 від 14/02/2002. URL: https://apps.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf.
68. Harmuth H. F. *Non-sinusoidal Waves for Radar and Radio Communication*. Advances in electronics and electron physics. New York (N.Y.): Academic press, 1981. 376 p.
69. Cheng Qian, Lei Huang, Wen-Jun Zeng, Hing Cheung So. Direction-of-Arrival Estimation for Coherent Signals Without Knowledge of Source Number. *Sensors Journal*. September 2014. Vol. 14. No. 9. P. 3267.
70. Chen H., Wan QFan R., Wen F. Direction-of-Arrival Estimation Based on Sparse Recovery with Second-Order Statistics. *Radioengineering*. April 2015. Vol. 24, No 1. P. 208–213.
71. Shifrin Yakov S., Lekhovytskiy David I. Statistical analysis of «superresolving» methods for direction-of-arrival estimation of noise radiation sources under finite size of training sample. *Signal Processing*. December 2013. Vol. 93. Iss. 12. P. 3382–3399.

72. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием. Москва: Радиотехника, 2001. 352 с.
73. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны: учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-ое, перераб. и доп. Москва: Энергия, 1975. 528 с.
74. Godara L. C. Smart Antennas. CRC Press. 2004. 457 p.
75. Кукес И. С. Старик М. Е. Основы радиопеленгации. Москва: Сов. радио, 1964. 640 с.
76. Монзинго Р. А. Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. Москва: Радио и связь, 1986. 486 с.
77. Караваев В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной локации. Москва: Радио и связь, 1987. 240 с.
78. Сычев М. Н. Пространственно-временная обработка радиосигналов на основе параметрического спектрального анализа. Антенны. 2001. Вып.1 (47). С. 28–36.
79. Григорян Д. С. Определение области сверхразрешения источников излучения по пространству в цифровых антеннах при собственных шумах и неидентичностях приемных трактов. Москва: Радиотехника, 2007. № 8. С. 43–48.
80. Воскресенский Д. И. Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. Устройства и антенны СВЧ. Москва: Радиотехника, 2006. 376 с.
81. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем: учеб. пособие для вузов. Москва: Радио и связь, 1987. 320 с.
82. Марчук Л. А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. Львов: ВАС, 1991. 136 с.
83. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Москва: Радио и связь. 1989. 440 с.

84. Генефико Т. А., Лишак М. Ю. Сравнительный анализ цифровых алгоритмов адаптивной пространственной фильтрации. Радиотехнические тетради. 2009. № 38. С. 33–37.
85. Марковская теория оценивания в радиотехнике. Под ред. М. С. Ярлыкова. Москва: Радиотехника, 2004. 504 с.
86. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. Москва: Наука, 1991. 200 с.
87. Родимов А. П., Поповский В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. Москва: Радио и связь, 1984. 272 с.
88. Габидулин, Э. М. Лёвшин В. П., Пилипчук Н. И. Об эффективности адаптивного компенсатора мешающих сигналов. Москва: Радиотехн. ин-т АН СССР. 1982. № 44. С. 236–249.
89. Hudson J. E. The effect of signal and weight coefficient quantization in adaptive array processors. Aspects of signal processing. Part 2. Boston: Reddel, 1977. P.423–428.
90. Ivandich S. Quantisation error modelling of narrowband adaptive arrays using projected perturbation sequences. Proceedings of ICASSP '94: IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Adelaide, South Australia, Australia. April 19–22. 1994. doi: 10.1109/ICASSP.1994.389658.
91. Nitzberg R. Computational precision requirements for optimal weights in adaptive processing. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. July 1980. Vol. AES-16. Iss. 4. P. 418–425. doi: 10.1109/TAES.1980.308969.
92. Ратынский М. В. Выбор регуляризатора в задаче адаптивной пространственной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 7. С. 53–63.
93. Yu S.-J., Lee J.-H. Effect of random weight errors on the performance of partially adaptive array beamformers. Signal Processing. Elsevier BV. 1994. Vol. 37. № 3. P. 365–380. doi:10.1016/0165-1684(94)90005-1.

94. Глушанков Е. И., Чистяков А. П. Методы помехозащиты информации в линиях многоканальной радиосвязи. Л: ВАС. 1988. 142 с.
95. Вопросы электромагнитной совместимости и расчета антенн радиолиний, под ред. В. П. Серкова и Б. В. Сосунова. Л: ВАС. 1994. 386 с.
96. Bellofiore S., Balanis C. A., Foutz J., Spanias A. S. Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 1: Overview and antenna design. *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, June 2002. Vol. 44. No. 3. P. 145–154. doi: 10.1109/MAP.2002.1039395.
97. Tommy Hult, Abbas Mohammed. The Effect of Mutual Coupling on a High Altitude Platform Diversity System Using Compact Antenna Arrays. *International Journal of Antennas and Propagation*. 2010. doi: 10.1155/2010/492915.
98. Bellofiore S., Balanis C. A., Foutz J., Spanias A. S. Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 2: Beamforming and network throughput. *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, Aug. 2002. Vol. 44. No. 4. P. 106–114. doi: 10.1109/MAP.2002.1043158.
99. Обшитиков А. И. Оценивание эффективности быстрокоммутируемых многолучевых кольцевых решеток подвижной радиосвязи на основе метода Монте-Карло. Москва: Радиотехника. 2008. № 3. С. 96–101.
100. Радзиевский В. Г., Уфаев В. А. Алгоритмы обнаружения и пеленгования совокупности частотно-неразделимых сигналов. Москва: Радиотехника, 2005. № 9. С. 71–77.
101. Vasilenko Yu. A., Hussein Ya. T. Analysis of stochastic characteristics for carrier sense multiple access. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2013. № 2/10(62). С. 46–48.
102. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой. *Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань*. 2003. Вып. 2. С.128–132.

103. Zhao L. C., Krishnaiah P. R., Bai Z. D. On the detection of number of signals in the presence of white noise. *J. Multivariate Anal.* 1986. Vol. 20 (1). P. 1–25.
104. Rissanen J., Modeling by the shortest data description. *Automatica.* 1978. Vol. 14. P. 465–471.
105. Serkov A., Breslavets V., Tolkachov M., Kravets V. Method of coding information distributed by wireless communication lines under conditions of interference. *Advanced Information Systems.* 2018. Vol. 2, No. 2. P. 145–148. doi: 10.20998/2522-9052.2018.2.25.
106. Serkov A., Pustovoitov P., Yakovenko I., Lazurenko B., Churyumov G., Tokariiev V., Nannan W. Ultra Wideband Technologies in Mobile Object Management Systems. *Advanced Information Systems.* 2019. Vol. 3, No. 2. P. 22–27. doi: 10.20998/2522-9052.2019.2.04.
107. Trubchaninova K., Serkov O., Panchenko N., Kurtsev M. Ultra Wideband Communication Technology in the Transport and Logistics Systems. *ICTE in Transportation and Logistics 2019. ICTE ToL 2019. Lecture Notes in Intelligent Transportation and Infrastructure.* Springer, Cham. 2020. P. 262–270. doi: 10.1007/978-3-030-39688-6_33.
108. Трубчанінова К. А., Серков О. А., Лазуренко Б. О. Метод оцінки імовірності бітової похибки в системах надширокопasmового зв'язку. *Системи управління, навігації та зв'язку.* 2019. Вип. 6(58). С. 111–114. doi: 10.26906/SUNZ.2019.6.111.
109. Трубчанінова К. А. Серков О. А. Технологія забезпечення вимог електромагнітної сумісності мобільних систем безпроводового зв'язку. *Advanced Information Systems.* 2019. Vol. 3. N 3. P. 49–54. doi: 10.20998/2522-9052.2019.3.07.
110. Trubchaninova K., Serkov A., Mezitis M. Method of wireless transmission of digital information on the basis of ultra-wide signals. *Advanced Information Systems.* 2019. Vol. 3, N 4. P. 33–38. doi: 10.20998/2522-9052.2019.4.04.

111. Трубочанінова К. А. Серков О. А., Лазуренко Б. О. Метод забезпечення завадостійкості рухомого зв'язку при виникненні внутрішньосистемних завад зв'язку. Системи управління, навігації та зв'язку. 2020. Вип. 1(59). С. 155–159. doi: 10.26906/SUNZ.2020.1.155.

112. Трубочанінова К. А. Серков О. А., Лазуренко Б. О. Завадостійкість мобільних телекомунікаційних систем. Системи управління, навігації та зв'язку. 2020. Вип. 2(60). С. 169–172. doi: 10.26906/SUNZ.2020.2.169.

113. Трубочанінова К. А. Серков О. А., Лазуренко Б. О. Електромагнітна сумісність мобільних телекомунікаційних систем. Системи управління, навігації та зв'язку. 2020. Вип. 2(60) С. 155–159.

114. Трубочанінова К. А. Курцев М. С., Гаврилюк М. О. Метод розрахунку основних характеристик хвилевідно-щілинної антени. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2020. № 1 (140). С. 28–33. doi: 10.18664/iksz.v25i1.198645

115. Трубочанінова К. А., Крощенко Д. О. Метод попереднього планування безпроводової локальної мережі стандарту IEEE 802.11. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2020. № 6. С. 20–24.

116. Трубочанінова К. А., Серков О. А., Лазуренко Б. О. Технологія надширокосмугових сигналів в системах зв'язку рухомих пристроїв. XIX МНТК «Проблеми інформатики та моделювання (ПІМ-19)»: тези доп. Харків: НТУ «ХП», 2019. С. 74–75.

117. Трубочанінова К. А., Ковтун І. В., Курцев М. С. Моделювання плоскої дводіапазоної антеної решітки для приймання хвиль кругової поляризації. 32 МНПК «Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті» (Харків, 24-25 жовт. 2019): тези доп. Харків: УкрДУЗТ, 2019. № 4. С. 8.

118. Трубочанінова К. А., Серков О. А. Електромагнітна сумісність сучасних систем безпроводового зв'язку. V ВНТК «Практичні аспекти сумісності електромагнітної та блискавкозахисту» (ПАСЕБ-2019): тези доп. Харків: НТУ «ХП», 2019. С. 76–78.

119. Трубочанінова К. А., Серков О. А. Концепція забезпечення електромагнітної сумісності систем безпроводового зв'язку на транспорті. VII МНТК «Проблеми інформатизації» (13 -15 листоп. 2019, секції 1-3, Черкаси-Харків-Баку-Бельсько-Бяла-2019): тези доп. Харків: НТУ «ХПІ», 2019. С. 59.

120. Трубочанінова К. А., Серков О. А. Моделі і методи організації надширокосмугового безпроводового зв'язку. III ВНТК «Проблеми інфокомунікацій» (Полтава-Київ-Харків-Мінск, 19 листоп. 2019): тези доп. Полтава: НУ «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка», 2019. С. 26–27.

121. Трубочанінова К. А., Серков О. А., Лазуренко Б. О. Метод виявлення сигналів на фоні гаусівського шуму. III ВНТК «Проблеми інфокомунікацій», (Полтава-Київ-Харків-Мінск, 19 листоп. 2019): тез. доп. Полтава: НУ «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка», 2019. С. 54–56.

122. Трубочанінова К. А., Серков О. А., Поліщук О. Ю. Моделі і методи оцінки завадостійкості систем рухомого зв'язку. Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: тези доп. міжнародної науково-практичної конференції MicroCAD-2020, 2020. С. 42.

123. Trubchaninova K. Methods for wireless transmission of digital information based on ultra-wideband signals. IV МНПК «Прикладні науково-технічні дослідження» (Івано-Франківськ, 1-3 квіт. 2020): тези доп. Івано-Франківськ, 2020. С. 87–88.

124. Трубочанінова К. А. Електромагнітна сумісність мобільних інфокомунікаційних систем. V МНПК «Інформаційні технології в освіті, науці й техніці» (Черкаси, 21-23 трав. 2020): тези доп. Черкаси, 2020. С. 81–82.

125. Trubchaninova K., Serkov A., Kniyazev V., Yakovenko I. Electromagnetic Compatibility of Mobile Telecommunication Systems. 10th International Conference on «Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UMBUSIS – 2020)» (21-25 верес. 2020): тези доп. Харків, 2020. С. 29–32.

126. Моделирование антенн в ANSYS HFSS. САПР и графика. 2015. №8. С. 40–43. URL: <https://sapr.ru/article/24969>.

127. Серков О. А., Трубчанінова К. А. Концепція забезпечення електромагнітної сумісності систем безпроводового зв'язку на транспорті. VII МНТК «Проблеми інформатизації» (13 -15 листоп. 2019, т.1: секції 1-3, Черкаси-Баку-Бельсько-Бяла-Харків): тези доп. Харків: НТУ «ХП», 2019. С. 59.
128. Климаш М. М. Пелішок В. О., Михайленіч П. М. Технології мобільного зв'язку. Львів: НВВД УАД, 2007. 615 с.
129. Серков, А. А. Лазуренко Б. А. Перспективи розвитку систем безпроводної зв'язки. VI МНТК «Проблеми інформатизації» (14 -16 листоп. 2018, Черкаси-Баку-Бельськіе-Бяла-Харків): тези доп. Харків: НТУ «ХП», 2018. С. 22.
130. Серков О. А., Чурюмов Г. І., Бреславець В. С., Толкачов М. Ю. Модель TSA. Труды XVIIIМНК «ПИМ-2017». Харьков: НТУ «ХПИ», 2017. С. 76.
131. Serkov O. Breslavets V., Tolkachov M., Churyumov G. The Wideband Pulsed Antenna and its Application. 9th Inter. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018) (September 4 – 7 Odessa, Ukraine). ISBN: 978-1-5386-2467-8. IEEE Catalog Number: CFP18587. P. 340–343.
132. Serkov A., Kravets V., Kasilov O., Lazurenko B., Mickus A. The concept of information security in the IoT system. Advanced Information Systems. 2019. Vol. 3, N 1. P. 136–139. doi: 10.20998/2522-9052.2019.1.23.
133. Serkov A., Pustovoitov P., Yakovenko I., Lazurenko B., Churyumov G., Tokariiev V., Nannan W. Ultra Wideband Technologies in Mobile Object Management Systems. Advanced Information Systems. 2019. Vol. 3. № 1. P. 109–115. doi: 10.20998/2522-9052.2019.2.04.
134. Serkov A., Kravets V., Yakovenko I., Churyumov G., Tokariiev V., Nannan W. Ultra Wideband Signals in Control Systems of Unmanned Aerial Vehicles 10th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT). Leeds, United Kingdom. 2019. P. 25–28. doi: 10.1109/DESSERT.2019.8770039

135. Krusch W. C. Use of computerized methods to facilitate the tasks of the deutsche bundespost radio and frequency management. 2–nd Symp. and Technic. Exh. on EMC.Montreux, 1977. June 28-30. P. 277–282.

136. Вэнс Э. Ф. Влияние ЭМП на экранированные кабели, пер. с англ. под ред. Л. Д. Разумова. Москва: Радио и связь, 1982. 120 с.

137. Рикетс Л. У., Бриджес Дж. Э., Майлетта Дж. Электромагнитный импульс и методы его защиты, пер. с англ. под ред. Н.А. Ухина, Москва: Атомиздат, 1979. 328 с.

138. Баланис К. А., Иоанидес П. И. Введение в смарт-антенны. Москва: Техносфера, 2012. 200 с.

139. Гепко И. А., Олейник В. Ф., Чайка Ю. Д., Бондаренко А. В. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития. Київ: ЕКМО, 2009. 672 с.

140. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. Москва: Техносфера, 2011. 904 с.

141. Кравченко В. И., Болотов Е. А., Летунова Н. И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи, под ред. В. И. Кравченко. Москва: Радио и связь, 1987. 256 с.

142. Кравченко В. И. Грозозащита радиоэлектронных средств: Справочник. Москва: Радио и связь, 1991. 264 с.

143. Кравченко В. И. Электромагнитное оружие. Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. 185 с.

144. Кравченко В. И. Оружие на нетрадиционных физических принципах: Электромагнитное оружие. Харьков: НТМТ, 2009. 292 с.

145. Кравченко В. И. Электромагнитный терроризм. Харьков: НТМТ, 2011. 392с.

146. Кравченко В. И. Электромагнитное оружие ведущих стран мира. Харьков: ФЛП Мезина, 2017. 499 с.

147. Коробко А. И. Принудительный останов двигателей внутреннего сгорания движущихся автомобилей с помощью высоковольтных генераторов контактного типа. Вісник НТУ «ХП». 2007. № 34. С. 132–135.

148. Серков О. А., Кравченко В. І. Експериментальне обладнання для дослідження рівня живучості інформаційних систем. Механіка та машинобудування; НТУ «ХП». 2005. № 2. С. 12–18.

149. Ермолаев В. Т., Родюшкин К. В. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки. Изв. вузов. Радиофизика. 1999. № 5. С. 494–500.

150. Родюшкин К. В. Анализ статистических свойств максимального шумового собственного числа выборочной корреляционной матрицы антенной решетки при наличии сигнала. Изв. вузов. Радиофизика. 2001. № 1-2. С. 285–290.

151. Кузин С. С. Оценка числа источников помех в обрабатываемом решетчатом фильтре. Радиотехника. 1994. № 1. С. 39–43.

152. Черемисин О. П. К вопросу об алгоритме оценивания числа источников помех. Радиотехника и электроника. 1992. № 7. С. 1236–1241.

153. Нечаев Ю. Б., Зотов С. А. Метод оценки количества сигналов в задачах радиопеленгации при небольшом времени наблюдения. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2008. № 6. С. 3–9.

154. Akaike H. A new look at the statistical model identification. IEEE Trans. Automat. Control. 1974. № 19. P. 716–723.

155. IEEE 802.16e-2005 and IEEE 802.16-2004/Cor1 –2005. IEEE standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1 (Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16 – 2004). IEEE. 2006. 864 p.

156. Yu. Y., Giannakis G. B. High-throughput random access using successive interference cancellation in a tree algorithm. *IEEE Transactions Inform. Theory*. 2007. Vol. 53, № 12. P. 4628–4639.

157. Вишнеvский В. М., Семенова О. В. Системы поллинга: теория и применение в широкополосных беспроводных сетях. *Техносфера*, 2007. 320 с.

158. Ляхов А. И., Баранов А. В., Вннель А. В. Оценка взаимозависимости поведения станций в локальных беспроводных сетях с протоколом IEEE 802.11 [VIII международный семинар. Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети]. Москва: Техносфера, 2005. С. 95–104.

159. Agrawal A., Andrews J. G., Cioffi J. M., Meng T. Iterative power control for imperfect successive interference cancellation. *IEEE Transactions Wireless Commun.* 2005. № 4. P. 878–884.

160. Наорс И. Анад, Хусейн Я. Т. Совершенствование механизмов случайного множественного доступа в системах беспроводной связи. *Вісник НТУ «ХПН»*. 2011. № 25. С. 108–115.

161. Ярмолик С. Н., Дятко А. А., Шумский П. Н., Храменков А. С. Обнаружение одиночного сигнала известной формы на основе модифицированного последовательного алгоритма Вальда. *Труды БГТУ*. 2013. №6. С. 119–122.

162. Серков А.А., Капалин В.И., Князева Л.В., Гридчин С.И. Идентификация и моделирование электронных систем при воздействии мощных электромагнитных помех. *Электронное моделирование*. Киев. 1991. № 5, т. 13. С.5–10.

163. Serkov A. Effect of ultra-short pulse signals on information system survivability. *Radio Physics and Radio Astronomy*. Kharkiv, 2002. Vol. 7. No. 4, P. 449–450.

164. Серков А.А. Кравченко В. И. Анализ влияния электромагнитных помех на качество каналов связи информационных систем. *Вісник НТУ «ХПН»*. Харків: НТУ «ХПН», 2004. № 4. С. 110–120.

165. Serkov A., Kravchenko V. Techniques for Maintaining Survivability of Electronic Systems Under Electromagnetic Interference of Chaotic Spectrum. EUROEM 2004. Munster (DE): NBC Protection, 2004. P. 58.

166. Serkov A. A., Leonov S. I., Dmitrienko V. D. Problems of Modeling Communication Channels Influence Electro-magnetic Fields with Chaotic Spectrum. EUROEM 2004. Munster (DE): NBC Protection, 2004. P. 59.

167. Serkov A. A. Methods of the Measurement of Ultrashort Impulse Signals. Second International Work-shop «Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals». Sevastopol, 2004. P. 17–19.

168. Серков А. А. Метод построения измерителей импульсных электромагнитных полей. Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2004. № 1. С. 28–30.

169. Серков А. А., Кравченко В. І., Шаповалова Н. Ю. Система экспертной оценки качества телекоммуникационных каналов информационных систем. Вісник НТУ «ХПИ». Харків: НТУ «ХПИ», 2004. № 35. С. 112–119.

170. А.с. № 175229 СССР, МКИ G01R 29/12. Устройство для измерения импульсного электрического поля /ДСК/. / А. А. Серков, А. И. Коробко, Ю. С. Немченко. № 175229; заявл. 20.03.1981; опубл. 03.11.1982. Бюл. № 28.

171. А.с. № 1049833 СССР, МКИ G01R 29/12. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля по трем ортогональным направлениям. / А. А. Серков, О. В. Борцов, Ю. С. Немченко. № 1049833; заявл. 07.04.1982; опубл. 23.10.1983. Бюл. № 39.

172. А.с. № 212606 СССР, МКИ G01K 33/00. Датчик для измерения напряженности магнитных полей /ДСК/. / А. А. Серков, А. И. Коробко, Ю. С. Немченко, Т.М. Островерх. № 212606; заявл. 22.07.1983; опубл. 10.12.1984. Бюл. № 41.

173. А.с. № 218335 СССР, МКИ G01K 33/00. Устройство для измерения электрического и магнитного поля /ДСК/. / А. А. Серков, А. И. Коробко, Ю. С. Немченко, Т.М. Островерх. № 218335; заявл. 18.07.1983; опубл. 25.01.1985. Бюл. № 1.

174. А.с. № 1173353 СССР, МКИ G01R 29/12. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля по трем ортогональным направлениям. / А. А. Серков, О. В. Борцов, Л. М. Болотова, Ю. С. Немченко. № 1173353; заявл. 20.12.1983; опубл. 15.08. 1985. Бюл. № 30.

175. А.с. № 228004 СССР, МКИ G01R 29/12. Устройство для измерения импульсного электрического поля /ДСК/. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, А. И. Коробко, Ю. С. Немченко. № 228004; заявл. 18.04.1984; опубл. 18.10.1985. Бюл. № 32.

176. А.с. № 1288632 СССР, МКИ G01R 29/12. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля по трем ортогональным направлениям. / А. А. Серков, О. В. Борцов, Л. М. Болотова, Ю. С. Немченко. № 1288632; заявл. 20.02.1985; опубл. 07.02. 1987, Бюл. № 5.

177. А.с. № 1308946 СССР, МКИ G01R, 29/08. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля по трем ортогональным направлениям. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, В. В. Князев, I. Ю. Лінк. № 1308946; заявл. 23. 09.1985; опубл. 07.05.1987. Бюл. № 17.

178. А.с. № 249945 СССР, МКИ G01R 29/08. Датчик напряженности импульсного электрического поля по трем ортогональным направлениям /ДСК/. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, В. В. Князев, Ю. С. Немченко. № 249945; заявл. 11.06.1985; опубл. 17.11.1986. Бюл. № 25.

179. А.с. № 265289 СССР, МКИ G01R 29/08. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля /ДСК/. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, О. В. Борцов, Ю. С. Немченко. № 265289; заявл. 18.11.1985; опубл. 09.02.1986. Бюл. № 2.

180. А.с. № 1403803 СССР, МКИ G01R 29/08. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, О. В. Борцов, С. I. Грідчин. № 1403803; заявл. 11. 03.1986; опубл. 15.02.1988, Бюл. №22.

181. А.с. № 1460705 СССР, МКИ G01R 29/12. Устройство для измерения напряженности импульсного электрического поля по трем ортогональным

направленням. / А. А. Серков, В. В. Волченко, М. А. Іванов. заявл. 12.02.1987; опубл. 23.02. 1989. Бюл. № 7.

182. А.с. № 1511714 СССР, МКИ G01R 29/12. Устрійство для измерения напряженности імпульсного електрического поля по трем ортогональним направленням. / А. А. Серков, В. В. Волченко, С. І. Грідчин. заявл. 06.10.1987; опубл. 30.09. 1989. Бюл. №36.

183. А.с. № 287238 СССР, МКИ H01K 33/12. Устрійство для определения направлення прихода лазерного луча от объекта слежения за ним /ДСК/. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, А. В. Врачов, М. А. Іванов. заявл. 01.03.1988. опубл. 30.09. 1989. Бюл. №36.

184. Патент України № 56, МПК H01B 11/18. Кабельна лінія зв'язку. / А. А. Серков, Л. М. Болотова, С. І. Грідчин. заявл. 15.12.1992; опубл. 30.04.1993, Бюл. № 1.

185. Патент України № 85, МПК H01B 11/18. Коаксіальна лінія зв'язку. / А. А. Серков, С. І. Грідчин, В. В. Князев. заявл. 15.12.1992; опубл. 30.04.1993, Бюл. № 1.

186. Патент України №33219А, МПК G01R 33/02. Датчик для вимірювання напруженості магнітного поля. / А. А. Серков, Г. Е. Гуйська, Е. Л. Добрица, Л. Л. Ефременко. заявл. 21.01.1999; опубл. 15.12.2001, Бюл. № 1.

187. Патент України №33220А, МПК G01R 29/12. Пристрій для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля. / А. А. Серков, В. С. Бреславець, О. Ю. Вершков, В. М. Гладков. заявл. 21.01.1999; опубл. 15.12.2001, Бюл. № 1.

188. Патент України №35755А, МПК G01K 33/00. Пристрій для вимірювання напруженості магнітного поля. / А. А. Серков, С. Ю. Церковний, В. В. Ющенко, Н. П. Черевик. заявл. 28.04.1998; опубл. 16.04.2001, Бюл. № 3.

189. Патент України №37087А, МПК H03K 5/13. Пристрій перетворення часового масштабу пакета імпульсних електричних сигналів. / А. А. Серков, В. С. Бреславець, О. В. Касілов, В. Є. Ковальов. заявл. 21.03.2000; опубл. 16.04.2001, Бюл. № 3.

190. Патент України №37088А, МПК G01R 29/02. Пристрій для вимірювання напруженості електричного поля. / А. А. Серков, М. В. Скородєлов, С. Ю. Пенькова, Д. М. Зайцев. заявл. 21.03.2000; опубл. 16.04.2001, Бюл. № 3.

191. Патент України №41145А, МПК G01R 29/02. Пристрій для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля. / А. А. Серков, О. С. Василенко, О. В. Нетименко, В. В. Маренич. заявл. 05.03.2001; опубл. 15.08.2001, Бюл. № 7.

192. Патент України №49705А, МПК H03K 5/13. Спосіб перетворення часового масштабу пакета імпульсних електричних сигналів. / А. А. Серков, А. Г. Бобер, М. О. Кавун, Ю. І. Нечитайло. заявл. 14.03.2002; опубл. 16.09.2002, Бюл. № 9.

193. Патент України №49661А, МПК G01R 29/12. Вимірювальний перетворювач напруженості електричного поля. / А. А. Серков, А. В. Барбінягра, І. О. Куба, Ю. А. Мінаєв. заявл. 06.02.2002; опубл. 16.09.2002, Бюл. № 9.

194. Патент України №51228А, МПК G01R 29/12. Пристрій для вимірювання напруженості імпульсного електричного поля. / А. А. Серков, Р. Д. Басов, Е. В. Бортовой, М. В. Завада. заявл. 05.02.2002; опубл. 15.11.2002, Бюл. № 11.

195. Свідоцтво №19268 про реєстрацію авторського права на твір. Комп'ютерна програма «Расчет структуры электромагнитного поля внутри корпуса-экрана «Диффузия». / А. А. Серков, В. О. Кравець, Н. Ю. Шаповалова. Дата реєстрації 19.01.2007.

196. Свідоцтво ВП№19623 про реєстрацію авторського права на твір. Компьютерная программа интерактивного анализа экспериментальных данных и генерации отчетов «Обработка». / А. А. Серков, В. І. Кравченко, Ю. С. Немченко, Н. Ю. Шаповалова. Дата реєстрації 16.02.2007.

197. Патент України на корисну модель № 46754, МПК H04B 10/12. Спосіб відводу інформації із оптичної телекомунікаційної лінії зв'язку. /

А. А. Серков, Т. Ф. Багрянцева, Н. В. Дженюк, В. О. Кравець. заявл. 15.05.2009; опубл. 11.01.2010, Бюл. № 1.

198. Патент України на винахід № 92798, МПК H04B 10/12. Спосіб відводу інформації із оптичної телекомунікаційної лінії зв'язку. / А. А. Серков, М. Ф. Логвиненко, В. Я. Певнев. заявл. 15.12.2008; опубл. 10.12.2010, Бюл. № 23.

199. Свідоцтво № 42054 про реєстрацію авторського права на твір. Компьютерная программа для оптимизации маршрута передачи информации в беспроводной сети «Вектор». / А. А. Серков, О. В. Блінов, О. В. Касілов, Ю. М. Колибін, Г. І. Чурюмов. Дата реєстрації 02.02.2012.

200. Серков А. А., Шаповалова Н. Ю. Estimation of Electro-Magnetic Pulses Penetrating into Screened Constructions. European Electromagnetics. EUROEM 2008. Lausanne, Switzerland, 2008. P. 178.

201. Серков О. А., Обод І. І., Яценко І. Л. Аналіз продуктивності безпроводових мереж при оптимізації розміру інформаційних пакетів. Проблеми телекомунікацій. 2010. N.1 (1). С. 96–101.

202. Serkov A., Tolkachov M. Methods for Controlling Levels of Electromagnetic Radiation in Indoor Spaces. Proceedings of the XIth International Conference TCSET'2012 Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Lviv-Slavske, Ukraine. February 21-24, 2012. P. 123–124.

203. Серков О.А., Горюшкін А.Е., Касілов О.В. Методика ущільнення спектру інформаційних сигналів. Східно-Європейський ЖУРНАЛ передових технологій. Інформаційні технології. Харків: 2012. № 2/9(56). С. 41–43.

204. Patent of Ukraine № 12554 C2, МПК H01Q 21/06, H01Q 13/08. Спосіб генерації широкопasmового імпульсного сигналу та антена для його реалізації. / А. А. Серков, В. С. Бреславець, І. Г. Перова, М. Ю. Толкачов, Г. І. Чурюмов. заяв. № а2018 03104 від 26.03.2018; опубл. 26.11.2018. Бюл. № 22.

205. Спосіб передачі інформації надширокопasmовими імпульсними сигналами в транспортних засобах: пат. на корисну модель UA 140210 U

Україна: МПК H04B 1/12 (2006.01) / С. В. Панченко, О. А. Серков, К. А. Трубчанінова, М. С. Курцев, Б. О. Лазуренко; власник Укр. держ. ун. залізн. тр. – и 2019 07640; заяв. 08.07.2019; опубл. 10.02.2020. Бюл. № 3.

206. Надширокосмугова антена з мерехтливою поляризацією: патент на корисну модель UA 141130 U Україна: МПК H01Q 21/06 (2006.01) / С. В. Панченко, О. А. Серков, К. А. Трубчанінова, М. С. Курцев, Б. О. Лазуренко; власник Укр. держ. ун. залізн. тр. – и 2019 08722; заяв. 30.07.2019; опубл. 25.03.2020, Бюл. № 6.

207. Спосіб збудження надширокосмугової антени з мерехтливою поляризацією: патент на корисну модель UA 141131 U Україна: МПК H01Q 21/06 (2006.01) / С. В. Панченко, О. А. Серков, К. А. Трубчанінова, М. С. Курцев, Б. О. Лазуренко; власник Укр. держ. ун. залізн. тр. – и 2019 08723; заявл. 19.07.2019; опубл. 25.03.2020, Бюл. № 6.

208. Урядников Ю. Ф., Аджемов С. С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение. Москва: СОЛОН-Пресс, 2005. 368 с.

209. Шахнович И. Современные технологии беспроводной связи. Москва: Техносфера, 2006. 288 с.

210. Баркун М. А., Ходасевич О. Р. Сверхширокополосная связь. Часть 1. Проблемы инфокоммуникаций. 2016. № 2 (4). С. 5–15.

211. Серков А., Бреславец В., Толкачев М., Кравченко В., Чурюмов Г. Широкополосная импульсная антенна. Сучасні інформаційні системи. 2018. Т. 1, № 3. С. 117–126.

212. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. Москва: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. 256 с.

Наукове видання

Сергій ПАНЧЕНКО

Олександр СЕРКОВ

Карина ТРУБЧАНИНОВА

**ТЕОРІЯ ТА ПРАКТИКА ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

Монографія

В авторській редакції

Підписано до друку 31 серпня 2020 р.
Формат паперу 60x84 1/16. Друк різнограф.
Папір офсетний. Обсяг 11,3 ум. друк. арк. Наклад 50 прим.
Зам. № 150. Ціна договірна.

Видавництво УкрДУЗТ.
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 6100 від 21.03.2018 р.
61050, Харків, майдан Фейєрбаха, 7
Друкарня УкрДУЗТу, 61050, Харків, майдан Фейєрбаха, 7