

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 621-3

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри
В. А. Келіт
(ініціали, прізвище)

«19» травня 2018 р.

Магістерська дисертація

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
за спеціалізацією Інтелектуальні технології мікросистемної радіоелектронної техніки

(код і назва спеціальності)

на тему: Забезпечення електромагнітної сумісності цифрових радіоелектронних засобів

Виконав (-ла): студент (-ка) 6 курсу, групи РІ-61м
(шифр групи)

Денисенко Роман Олександрович
(прізвище, ім'я, по батькові)

Науковий керівник проф. д.т.н. доктори НАН України Івановський Ю.Ф.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

Консультант з охорони праці к.т.н., доцент Каштанов С.Ф.
(назва посади) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

Рецензент асистент, к.т.н. Сушко О.Ю.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.
Студент Денисенко Р.О.

Київ – 2018 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Факультет радіотехнічний

Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність 172 – телекомунікації та радіотехніка

Спеціалізація інтелектуальні технології мікросистемної радіоелектронної техніки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

В.В. Нелін
(підпис)

В.В. Нелін
(підпис, прізвище)

«16» березня 2018 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Денисенку Роману Євгеновичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації *Забезпечення еквівалентності цифрових радіосистемних засобів*

науковий керівник дисертації *Зинювський Ю.Р., проф. д-т.х.с. акад. НАН України*
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «15» березня 2018 р. № 911-с

2. Термін подання студентом дисертації 30 травня 2018 року

3. Об'єкт дослідження *взаємні цифрові радіосистемні засоби*
мисл. засоби

4. Предмет дослідження *способи забезпечення еквівалентності цифрових радіосистемних засобів*

5. Перелік завдань, які потрібно розробити
1) провести літературний огляд;
2) розробити загальне середовище еквівалентності системних радіосистемних засобів;
3) розробити методи узагальнення взаємних цифрових радіосистемних засобів;
4) провести розробку еквівалентності системних засобів з основних методик;
5) розробити методи узагальнення системних засобів.

РЕФЕРАТ

Обсяг пояснювальної записки магістерської дисертації становить 104 сторінок, які включають в себе 6 розділів, 46 ілюстрації, 33 таблиць, 2 додатки і 18 бібліографічних найменувань за переліком джерел посилань.

Ключові слова: ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ВИПРОМІНЮВАННЯ, МАГНІТНА СКЛАДОВА, ЕЛЕКТРИЧНА СКЛАДОВА, МАГНІТНА ПРОНИКЛИВІСТЬ, ЕКРАНУВАННЯ, КОЕФІЦІЄНТ ЕКРАНУВАННЯ, ФЕРИТОВІ СПЛАВИ.

Актуальність теми: екранування магнітної та електричної складової електромагнітного випромінювання є актуальною задачею як технічного захисту, так і електромагнітної сумісності цифрових радіоелектронних засобів.

Мета дослідження: підвищення ефективності екранування складових електромагнітного випромінювання цифрових радіоелектронних засобів та засобів обробки інформації.

Об'єкт дослідження: взаємодія цифрових технічних засобів між собою.

Предмет дослідження: способи забезпечення електромагнітної сумісності цифрових радіоелектронних засобів.

Наукова новизна одержаних результатів: наукова новизна полягає у застосуванні екранів на основі феритових сплавів для екранування складових електромагнітного випромінювання.

Публікації:

1) Міжнародна науково технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ:, матеріали конференції – 2018. – с.72-74.

2) XVII Всеукраїнська студентська науково-практична конференція «Інновації в науці та техніці». Національний Технічний Університет України «ім. Ігоря Сікорського» – Частина 1. – Київ, 2017. – с.47-49.

ABSTRACT

The volume of the explanatory note of the master's thesis consists of 104 pages, which include 6 sections, 46 illustrations, 33 tables, 2 dated and 18 bibliographic titles in the list of sources of references.

KEY WORDS: ELECTROMAGNETIC RADIATION, MAGNETIC PART, ELECTRIC PART, MAGNETIC PERMEABILITY, SHIELDING, SHIELDING FACTOR, FERRITE ALLOY.

Relevance of the topic: screening of the magnetic and electrical components of electromagnetic radiation is an urgent task of both technical protection and electromagnetic compatibility of digital technical means.

The purpose of research: Increasing the effectiveness of screening components of electromagnetic waves of radio electronic technical means and information processing facilities.

Object of research: the interaction of radio electronic hardware with each other.

Subject of research: methods of ensuring the electromagnetic compatibility of radio electronic technical means.

Scientific novelty of the obtained results: the scientific novelty consists in the application of screens based on ferrite alloys for shielding components of electromagnetic radiation.

Publications:

- 1) International scientific and technical conference "Radio engineering fields, systems, devices and systems". Kyiv: conference materials – 2018. – p. 72-74;
- 2) XVII All-Ukrainian Student Scientific and Practical Conference "Innovations in Science and Technology". National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute. – Part I. – Kyiv, 2017. – 47-49.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до магістерської дисертації

на тему: «Забезпечення електромагнітної сумісності цифрових радіо-
електронних засобів»

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	9
ВСТУП	10
1 ЗАВАДОВЕ СЕРЕДОВИЩЕ ЕМС ЦТЗ.....	11
1.1 Головні фактори завадового середовища при забезпеченні ЕМС ЦТЗ.....	11
1.2 Характер паразитних випадкових зв'язків при забезпеченні ЕМС ЦТЗ.....	15
1.3 Розрахунок імпульсних завад при наявності кіл паразитних зв'язків	21
1.4 Розрахунок імпульсних завад у колах ємнісних паразитних завад.....	24
1.5 Висновки за розділом	29
2 ШЛЯХИ УСУНЕННЯ ЗАВАД ЕМС ЦТЗ	30
2.1 Фактори ЕМС ЦТЗ, причини їх відмов у вигляді збоїв	30
2.2 Вплив на ЦТЗ імпульсних завад мережі живлення	40
2.3 Екранування імпульсних завад.....	46
2.4 Висновки за розділом	53
3 ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ІНТЕРФЕЙСІВ ЦТЗ.....	54
3.1 Програмні та апаратні засоби реалізації ЦТЗ	54
3.2 Структурні схеми та логічні функції інтерфейсів ЦТЗ.....	54
3.3 Електромагнітна сумісність мереж ЦТЗ.....	56
3.4 Висновки за розділом	62
4 РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЕКРАНІВ ЦИФРОВИХ ТЕХНІЧНИХ ЗАСОБІВ.....	63
4.1 Розрахунок коефіцієнтів екранування основних екрануючих матеріалів	63

4.2 Розрахунок коефіцієнтів екранування феритових сплавів	71
4.3 Висновки за розділом	77
5 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ	78
5.1 Опис ідеї проекту	78
5.2 Технологічний аудит ідеї проекту.....	78
5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	79
5.4 Розроблення ринкової стратегії проекту	83
5.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	84
5.6 Висновки за розділом	85
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	87
6.1 Визначення основних потенційно небезпечних та шкідливих виробничих факторів при виконанні магістерської дисертації.....	87
6.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії.....	88
6.2.1 Електробезпека.....	88
6.2.2 Розрахунок електромережі на вимикаючу здатність	89
6.2.3 Правила безпеки під час експлуатації електронно- обчислювальних машин	90
6.2.4 Вимоги до приміщень в яких розміщені ЕОМ	90
6.2.5 Відповідність параметрів мікроклімату в робочій зоні санітарним нормам.....	92
6.2.6 Виробничий шум робочої зони	93
6.2.7 Вимоги до освітлення робочих місць користувачів відеодисплейних терміналів персональних електронно–обчислювальних машин	94
6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях	95

6.3.1 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи оповіщення персоналу при надзвичайних ситуаціях	95
6.3.2 Обовязки та дії персоналу у разі виникнення НС	98
6.3.3 Пожежна безпека.....	99
ВИСНОВКИ.....	100
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	101
ДОДАТОК А ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ.....	103
ДОДАТОК Б КОД ПРОГРАМИ РОЗРАХУНКУ	103
ДОДАТОК В ПУБЛІКАЦІЇ ПО ТЕМІ ДИСЕРТАЦІЇ.....	104

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ЕМС — Електромагнітна сумісність

ЦТЗ — Цифровий технічний засіб

ТТЛ — Твердотільна логіка

ІС — Інтегральна мікросхема

ЕРС — Електрорушійна сила

НКА — Недетермінований кінцевий автомат

ФАЛ — Функція алгебри логіки

ОС — Операційна система

УФМ — Уніфікований функціональний модуль

ІМ — Інтерфейсний модуль

КМ — Модуль керування

ЛКК — Лінія колективного користування

ЗШ — Загальна шина

КЗК — Канал загального користування

ЕЗЛ — Емітерна зв'язна логіка

ПЕОМ — Персональна електронно-обчислювальна машина

ВДТ — Відеотермінал

ВСТУП

Вплив електромагнітного випромінювання (ЕМВ) різної природи на технічні та біологічні об'єкти є істотним фактором, що впливає на їх функціонування. Оскільки в даний час значно зросла кількість різноманітних джерел ЕМВ (інформаційні системи, цифрові технічні засоби, системи зв'язку, навігації та ін.) і розширюється використовуваний частотний діапазон, то актуальним є проблеми захисту від впливу електромагнітних сигналів у широкому діапазоні частот.

Поряд з технічними аспектами цих питань існують і інші, зокрема, екологічні аспекти, які в ряді випадків є визначальними.

Розробка систем захисту, екранування та поглинання широкопasmового ЕМВ є досить складною задачею як з теоретичної, так і з практичної точок зору. Такі рішення включають в себе використання спеціальних матеріалів та покриттів.

Об'єкт дослідження – взаємодія цифрових технічних засобів між собою.

Предмет дослідження – способи забезпечення електромагнітної сумісності цифрових технічних засобів.

При вирішенні поставлених завдань у магістерській дисертації використані методи індукції, аналізу і синтезу (при розкритті теоретичних положень); метод обробки інформації (при розрахунках параметрів).

Наукова новизна полягає у застосуванні екранів на основі феритових сплавів для екранування цифрових радіoeлектронних засобів у широкому діапазоні частот.

Практична цінність роботи полягає у підвищенні ефективності екранування магнітної складової електромагнітного випромінювання.

1 ЗАВАДОВЕ СЕРЕДОВИЩЕ ЕМС ЦТЗ

1.1 Головні фактори завадового середовища при забезпеченні ЕМС ЦТЗ

Завадова обстановка при забезпеченні ЕМС ЦТЗ формується за рахунок наступних головних факторів: складного характеру дискретних імпульсних цифрових сигналів; дії непередбачених схемами виробів паразитних зв'язків через наявність паразитних еквівалентних електричних параметрів конструкцій (наприклад, розподілених погонних індуктивностей, взаємних індуктивностей, ємностей, омичних опорів провідників друкованого монтажу та елементів несучих конструкцій ЦТЗ); схемотехнічних особливостей цифрових інтегральних мікросхем; синхронних чи асинхронних характерів процесів тощо.

Для ЦТЗ характерні імпульсні сигнали переважно прямокутної форми у вигляді періодичних послідовностей прямокутних імпульсів (наприклад, вихідні імпульсні сигнали генераторів тактової частоти) або у вигляді неперіодичних (поодиноких) прямокутних імпульсів (наприклад, імпульсів початкової установки, сигналів переносу суматорів, імпульсів даних, синхронізації тощо). Для сучасних ЦТЗ характерна висока швидкодія.

В цих умовах головні заходи з забезпечення ЕМС ЦТЗ повинні розроблятися з урахуванням завадової обстановки, характерної для схем високої частоти. Спектральні характеристики прямокутних періодичних і неперіодичних імпульсних сигналів при високій швидкодії обумовлюють короткі імпульси, малі тривалості їх фронтів і зрізів та малі значення коефіцієнтів шпаруватості сигналів [1].

У сигналу, що являє собою періодичну послідовність прямокутних відео-імпульсів напруги (рис. 1.1), початок відліку часу вибраний посередині одного з імпульсів, тоді функція $S(t)$ стає парною щодо змінної t . Сигнал характеризується наступними параметрами: U – амплітуда імпульсів; T – період проходження імпульсів; t_i – тривалість імпульсів; $T = 1/\Omega$. Амплітуда n -ої гармоніки ($n = 1, 2, 3, \dots$):

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{t_i/2} S(t) \cos(n\Omega t) dt = \frac{2U}{n\pi} \sin\left(\frac{nt_i}{2} \frac{2\pi}{T}\right),$$

або,

$$A_n = \frac{2U}{N} \frac{\sin(n\pi/N)}{n\pi/N},$$

де $N = T / t_i$ – коефіцієнт шпаруватості.

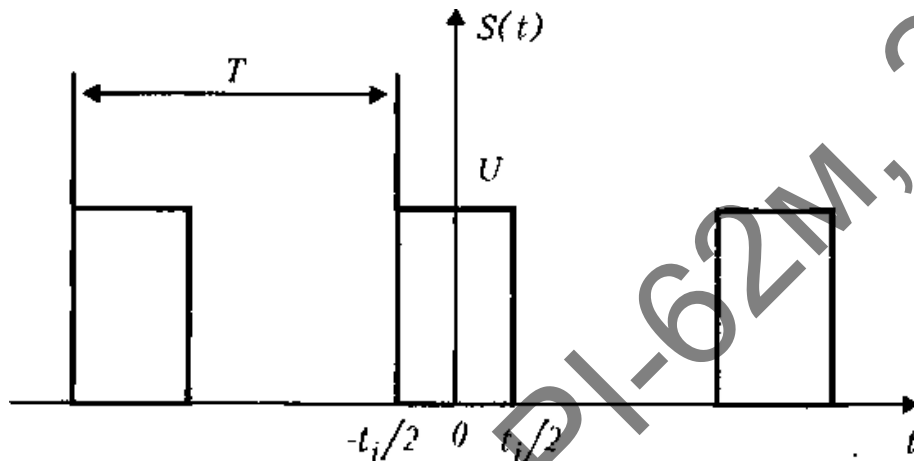


Рисунок 1.1 — Періодична послідовність прямокутних імпульсів
Амплітуди та початкові фази гармонік:

$$A_n = \frac{2U}{n\pi} \left| \sin 180^\circ \frac{n}{N} \right|,$$

$$\Psi_n = \begin{cases} 0 & \text{при } \sin\left(\frac{n\pi}{N}\right) < 0, \\ \pi & \text{при } \sin\left(\frac{n\pi}{N}\right) > 0; \end{cases}$$

Ряд Фур'є для періодичної послідовності прямокутних імпульсів з урахуванням A_n , Ψ_n :

$$S(t) = \frac{U}{2} + \frac{2U}{\pi} \left(\cos(\Omega t) - \frac{1}{3} \cos(3\Omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\Omega t) - \dots \right),$$

Спектральні діаграми сигналу зображені на рис. 1.2. Активна ширина спектра сигналу враховує ті його складові, що дають 95 % потужності всього сигналу. Розрахунок показує, що таку частину потужності містять постійна складова, 1-а і 3-я гармоніки. Отже, активна ширина спектра дорівнює частоті 3-ої гармоніки:

$$\Delta F_c = 3F = \frac{3\Omega}{2\pi},$$

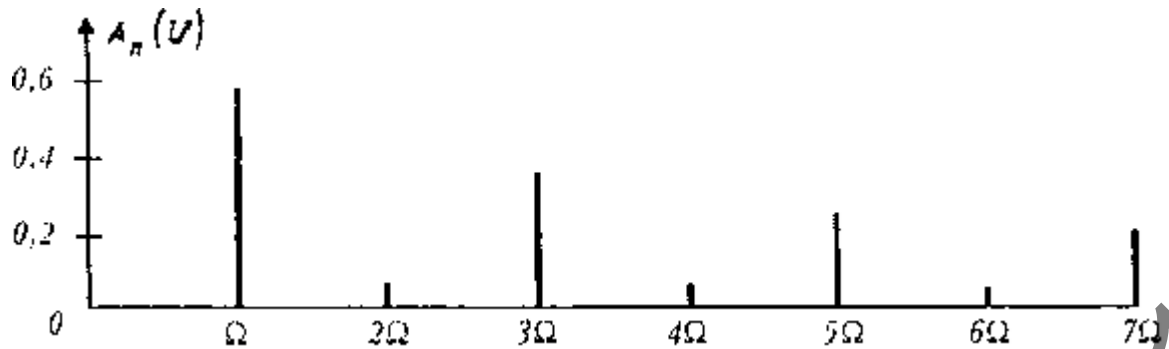


Рисунок 1.2 — Амплітудний спектр періодичної послідовності прямокутних імпульсів

В режимі граничної швидкодії періодична послідовність прямокутних імпульсів звичайно являє собою меандр (коефіцієнт шпаруватості $N - 2$), а допустимі подовження фронтів τ_{ϕ} і зрізів τ_c визначаються відповідно до вимог умови обмеження: $\tau_{\phi} = \tau_c \leq 0.2t_i$.

На основі наведених даних у режимі граничної швидкодії активну ширину спектра періодичної послідовності прямокутних імпульсів можна подати у вигляді:

$$\Delta F_c \cong \frac{1}{3\tau_{\phi.\min}},$$

Якщо застосовуються, наприклад, цифрові інтегральні мікросхеми транзисторно-транзисторної логіки, то $\tau_{\phi.\min} = 5$ нс, а активна ширина спектра $\Delta F_c = 60$ МГц знаходиться в області високих частот. Отже, заходи щодо ЕМС ЦТЗ у даному випадку повинні бути прийняті такими, як для схем високої частоти.

Визначимо активну ширину спектра для поодиноких неперіодичних прямокутних імпульсів. Для поодинокого прямокутного відеоімпульсу (одного з зображених на рис. 1.1), середина якого суміщена з початком координат, спектральну густину сигналу визначаємо методом прямого перетворення Фур'є для парної функції $S(t)$ інтегруванням в межах нуля, $t_i/2$:

$$S(\omega) = 2 \int_0^{t_i/2} S(t) e^{-j\omega t} dt = Ut_i \frac{|\sin(\omega t_i/2)|}{\omega t_i/2} e^{j\Psi_c(\omega)},$$

Аргумент $\Psi_c(\omega)$ залежить від знаку $\sin(\omega t_i/2)$:

– при

$$\sin\left(\frac{\omega t_i}{2}\right) > 0, \quad \Psi_c(\omega) = 0; \quad e^{j\Psi_c(\omega)} = 1;$$

– при

$$\sin\left(\frac{\omega t_i}{2}\right) < 0, \quad \Psi_c(\omega) = \pi; \quad e^{j\Psi_c(\omega)} = -1.$$

В обох випадках спектральна густина виявляється дійсною. Графіки аргументу і відносного значення, $y = S(f)/S(0)$ модуля спектральної густини зображені на рис. 1.3.

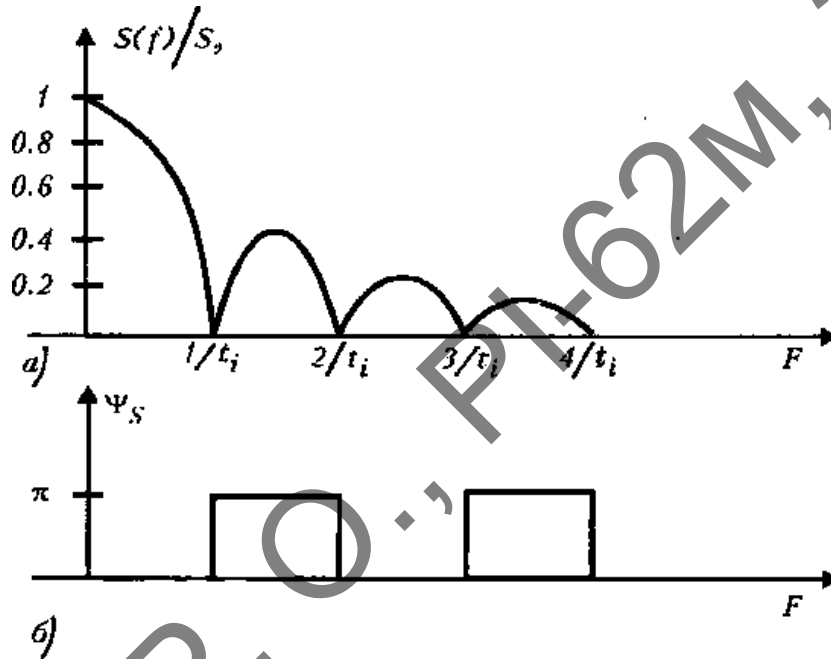


Рисунок 1.3 — Модуль (а) і аргумент (б) спектральної густини поодинокого прямокутного імпульсу

Активною шириною спектра вважається смуга частот у межах від $F = 0$ до $F = 2/t_i$ тобто $\Delta F_c = 2/t_i$ з огляду на встановлені обмеження ($\tau_\phi \leq 0,1t_i$) для тривалості фронту і зрізу $\Delta F_c \approx 1/5t_\phi$. За паспортними даними для конкретних комплектуючих елементів, наприклад, інтегральних мікросхем транзисторно-транзисторної логіки $\tau_\phi = 5$ не та активна ширина спектра $\Delta F_c = 80$ МГц.

Таким чином, активна ширина спектра поодиноких прямокутних відеоімпульсів потрапляє в область ще більш високих частот, ніж ширина спектра періодичної послідовності прямокутних імпульсів.

1.2 Характер паразитних випадкових зв'язків при забезпеченні ЕМС ЦТЗ

Особливість конструкцій ЦТЗ — висока густина монтажу (мінімальна відстань між сусідніми провідниками може складати десятки мікрометрів). Поряд з цим у режимі граничної швидкодії у спектрах сигналів елементів логіки цифрових інтегральних мікросхем містяться високі частоти (десятки (сотні) мегагерц). В цих умовах дія непередбачених схемою паразитних зв'язків через еквівалентні електричні параметри конструкцій призводить до зростання рівнів завад, що наводяться у сусідніх провідниках, а також створює обмеження по здійсненню режиму граничної швидкодії у зв'язку з можливими затримками сигналів, обумовленими дією паразитних еквівалентних ємностей, індуктивностей, взаємних індуктивностей і омичних опорів з'єднувальних провідників.

Для організації ефективних заходів ЕМС ЦТЗ необхідний аналіз процесів при наявності паразитних випадкових зв'язків. Прийняті заходи ЕМС ЦТЗ будуть цілеспрямовані й ефективні, якщо в результаті аналізу процесів при наявності паразитних зв'язків можна встановити характер цих зв'язків: чи є вони “електрично короткими” (довжина хвилі сумірна з довжиною лінії) або “електрично довгими”, а для “електрично коротких” зв'язків визначити характер реактивності (чи є вона індуктивною або ємнісною). Поставлені задачі можна вирішити методом теорії подібності та моделювання для математичного описування явищ, що спостерігаються на практиці при вивченні дії паразитних зв'язків через наявність еквівалентних електричних параметрів конструкцій.

Умови подібності містять у собі поряд з вимогою однаковості критеріїв подібності процесів, що зіставляються, також вимоги подібності початкових умов. Для ЦТЗ такими початковими умовами є закон комутації: напруга на ємності і струм в індуктивності не можуть зрости стрибками.

Припустимо, що розглядається процес зміни у часі напруги на конденсаторі $U_c(t)$ в колі, утворюваному послідовним з'єднанням конденсатора C з активним елементом з опором R , що включається на постійну напругу E (вирішується питання про можливість моделювання “випадкового” паразитного

зв'язку ємнісним зв'язком). При різноманітних значеннях R , C та E процеси $U_c(t)$ явно будуть мати якісно однаковий характер (напруга на ємності не може зрости стрибком), що дозволяє розглядати їх як групу подібних процесів. Процес $U_c(t)$ описується лінійним диференціальним рівнянням:

$$RCdU_c/dt + U_c - E = 0, \quad (1.1)$$

розв'язок якого має вигляд:

$$U_c(t) = E(1 - e^{-t/RC}).$$

Рівняння (1.1) можна звести до безрозмірного вигляду, тобто зобразити у вигляді суми безрозмірних членів, якщо його поділити на один із членів, наприклад, на U_c :

$$(RC/U_c)(dU_c/dt) + 1 - (E/U_c) = 0,$$

або, позначаючи $\pi'_1 = (RC/U_c)(dU_c/dt)$ та $\pi'_2 = E/U_c$,

$$\pi'_1 + 1 - \pi'_2 = 0$$

При розгляданні подібних процесів $U_{1c}(t)$ та $U_{2c}(t)$ співвідношення пропорційності повинні виконуватися для всіх схожих параметрів ("точкових" значень параметрів та їх малих відхилень Δ):

$$m_u = U_{1c}/U_{2c} = \Delta U_{1c}/\Delta U_{2c}; \quad (1.2)$$

$$m_t = t_1/t_2 = \Delta t_1/\Delta t_2. \quad (1.3)$$

З урахуванням (2.2) та (2.3) можна зобразити π'_1 та π'_2 у вигляді:

$$\begin{cases} \pi_1 = (RC/U_c)(U_c/t) = RC/t = R^1 C^1 t^{-1} E^0 U_c^0, \\ \pi_2 = E/U_c = E^1 U_c^{-1} R^0 C^0 t^0. \end{cases} \quad (1.4)$$

де R^0, C^0, t^0 – нульові степені величини.

Вирази для π_1 та π_2 , що мають вигляд безрозмірних ступеневих комплексів параметрів, які характеризують процес, що розглядається, називаються критеріями подібності. Останні повинні бути чисельно однаковими для схожих точок подібних процесів.

Критерії подібності при моделюванні кіл паразитних зв'язків еквівалентними індуктивностями визначаються для двох процесів, що зіставляються (емпіричного φ_0 , що спостерігається, та його моделі Φ_0) з їх диференціальних рівнянь у вигляді:

$$i_1 R_1 + L_1 di_1/dt_1 - U_1 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = \sum_{i=1}^3 \varphi_i = 0; \quad (1.5)$$

$$i_2 R_2 + L_2 di_2/dt_2 - U_2 = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = \sum_{i=1}^3 \Phi_i = 0; \quad (1.6)$$

де,

$$\begin{cases} \varphi_1 = i_1 R_1 = f_1(i_1, t_1, R_1, L_1, U_1), \\ \varphi_2 = L_1 di_1/dt_1 = f_2(i_1, t_1, R_1, L_1, U_1), \\ \varphi_3 = U_1 = f_3(i_1, t_1, R_1, L_1, U_1). \end{cases} \quad (1.7)$$

Процеси φ_0 та Φ_0 , що зіставляються, подібні, тому між їхніми схожими параметрами повинні існувати співвідношення пропорційності у вигляді:

$$\begin{cases} R_1 = m_R R_2; & L_1 = m_L L_2; & U_1 = m_U U_2; \\ i_1 = m_i i_2; & t_1 = m_t t_2, \end{cases}$$

де m_R, m_L, m_U, m_i та m_t – масштабні коефіцієнти.

Для подібних процесів φ_0 та Φ_0 , повинні існувати однакові критерії подібності. Їх можна знайти, якщо привести вихідні рівняння до безрозмірного вигляду, наприклад:

$$\frac{\varphi_1}{\varphi_1} + \frac{\varphi_2}{\varphi_1} + \frac{\varphi_3}{\varphi_1} = \frac{i_1 R_1}{i_1 R_1} + \frac{L_1 di_1}{i_1 R_1 dt_1} - \frac{U_1}{i_1 R_1} = 0 \quad (1.8)$$

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_1} + \frac{\Phi_2}{\Phi_1} + \frac{\Phi_3}{\Phi_1} = \frac{i_2 R_2}{i_2 R_2} + \frac{L_2 di_2}{i_2 R_2 dt_2} - \frac{U_2}{i_2 R_2} = 0 \quad (1.9)$$

Внаслідок неоднорідності у виразах для φ_0 та Φ_0 , у (1.7) повинні існувати деякі загальні множники, які можна винести за знак функції. Загальний множник для i -го члена φ_i – деяка комбінація масштабних коефіцієнтів:

$$\begin{cases} \varphi_1 = i_1 R_1 = m_i i_2 m_R R_2 = m_i m_R i_2 R_2 = M_1 \Phi_1, \\ \varphi_2 = L_1 \frac{di_1}{dt_1} = m_L L_2 \frac{dm_t i_2}{dm_t dt_2} = \frac{m_L m_i}{m_t} L_2 \frac{di_2}{dt_2} = M_2 \Phi_2, \\ \varphi_3 = U_1 = m_U U_2 = M_3 \Phi_3. \end{cases} \quad (1.10)$$

З рівнянь (1.8) та (1.10) отримаємо:

$$1 + \frac{m_L m_i}{m_i m_R m_t} \frac{L_2}{i_2 R_2} \frac{di_2}{dt_2} - \frac{m}{m_i m_R} \frac{U_2}{i_2 R_2} = 0 \quad (1.11)$$

Оскільки рівняння (1.11) являє собою суму однорідних функцій, то:

$$\frac{m_L}{m_R m_t} = \frac{m}{m_i m_R} = 1.$$

Фізичний зміст отриманого результату полягає у наступному. Як вихідне (1.4), так і перетворене (1.11) рівняння описують процес φ_0 . Подібність процесів φ_0 та Φ_0 означає, що вони, маючи якісно однаковий характер (струм індуктивності не може зрости стрибком) та розрізняючись лише масштабами, повинні описуватися однаковими математичними рівняннями.

Стосовно прикладу, що розглядається, критеріями подібності є:

$$\frac{\varphi_2}{\varphi_1} = \pi_1 = \frac{L_1}{i_1 R_1} \frac{di_1}{dt_1} = \frac{\Phi_2}{\Phi_1} = \frac{L_2}{i_2 R_2} \frac{di_2}{dt};$$

$$\frac{\varphi_3}{\varphi_1} = \pi_2 = \frac{U_1}{i_1 R_1} = \frac{\Phi_3}{\Phi_1} = \frac{U_2}{i_2 R_2}.$$

Співвідношення пропорційності, що використовуються в даному прикладі, справедливі і для будь-яких малих інтервалів Δi і Δt тому для критеріїв подібності можуть бути записані вирази:

$$\pi_1 = \frac{L}{tR}; \quad \pi_2 = \frac{U}{iR}.$$

Критерії подібності повинні бути чисельно однаковими для схожих точок подібних процесів.

Визначити характер випадкових паразитних зв'язків (ємнісні або індуктивні) можливо також, розглядаючи співвідношення між подібністю полів та подібністю кіл.

Так, якщо мають місце поля розсіювання моткових елементів (дроселів, трансформаторів), значення вектора H буде переваленим і паразитний зв'язок у даному випадку буде носити індуктивний характер.

Визначимо критерії подібності при моделюванні кіл випадкових паразитних зв'язків “електрично короткими” або “електрично довгими” зв'язками -

критерії подібності процесу поширення хвилі напруги по довгій лінії при дії імпульсного сигналу вхідної напруги.

Процес, що розглядається, описується рівнянням:

$$CL \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + CR \frac{\partial U}{\partial t} + LG \frac{\partial U}{\partial t} + RGU = \frac{\partial^2 U}{\partial l^2}, \quad (1.12)$$

де C , L , R і G – погонні ємність, індуктивність та провідність; U – напруга уздовж лінії; t – час; l – довжина.

У відповідності до способу інтегральних аналогів визначаємо критерії подібності для електрично довгих зв'язків:

$$\pi_1 = \frac{\varphi_1}{\varphi_2} = \frac{CLUt}{t^2 CRU} = \frac{L}{Rt};$$

$$\pi_2 = \frac{\varphi_3}{\varphi_2} = \frac{GLUt}{t CRU} = \frac{LG}{RC};$$

$$\pi_3 = \frac{\varphi_4}{\varphi_2} = \frac{RGUt}{CRU} = \frac{Gt}{C};$$

$$\pi_4 = \frac{\varphi_5}{\varphi_2} = \frac{Ut}{l^2 CRU} = \frac{t}{l^2 CR};$$

Для процесів, яким подібні моделі “електрично довгих” зв'язків, коефіцієнти подібності повинні бути рівні для схожих точок.

Розглянута методика дає можливість діагностувати за виглядом функцій $S(t)$, що спостерігаються, характер паразитного зв'язку (індуктивний або ємнісний, “електрично короткий” або “електрично довгий”).

Додаткові складності при розв'язанні задач сумісності в цифрових схемах створюють схемотехнічні особливості, характерні для деяких поширених Інтегральних мікросхем.

Базова схема ТТЛ зображена на рисунку 1.4.

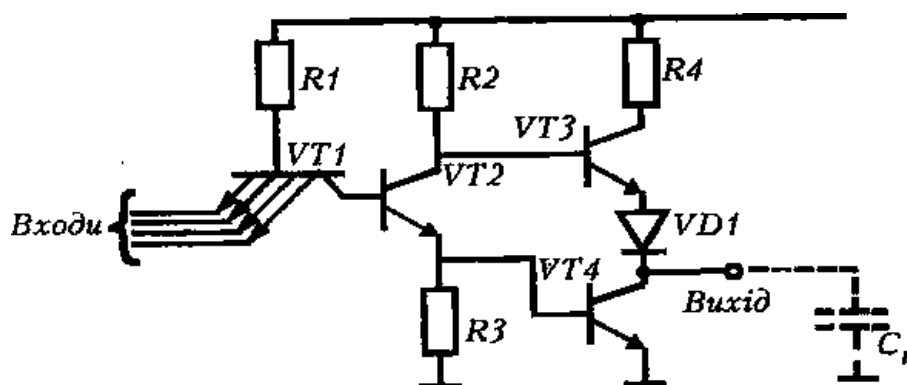


Рисунок 1.4 — Базова схема ТТЛ

Розглянемо особливості роботи цієї схеми при перемиканні її логічних станів, що обумовлюють специфіку забезпечення електромагнітної сумісності. Якщо на всі входи багатоемітерного транзистора поданий сигнал логічної одиниці (2,5 В), транзистори $VT1$, $VT2$ та $VT4$ схеми зачиняються, а $VT3$ відчиняється струмом, що протікає через резистор R_2 . Відкритий транзистор $VT3$ заряджає паразитну ємність навантаження C_n зарядним струмом, обмеженим тільки резистором R_4 . Перехід логічного елементу у стійкий стан логічної одиниці завершується після закінчення заряду ємності. Щоб забезпечити швидке перемикання логічного елементу, опір резистора R_4 обирається малим (звичайно 50 ... 500 Ом).

Через неідентичність вольт-амперних характеристик вихідних транзисторів $VT3$ і $VT4$ обидва транзистори виявляються протягом короткого часу відкритими. Це призводить до того, що опір між шиною живлення E_n та землею стає малим (приблизно рівним R_4), що викликає при кожному перемиканні схеми сплеск струму живлення (10 ... 100) мА.

З огляду на те, що шини можуть мати значні паразитні індуктивності та омичні опори, сплески струму вказаного значення можуть призводити до виникнення значних завад у колах живлення інтегральних мікросхем, які компенсують реактивними опорами протилежного знаку, шунтуючі шини фільтруючими конденсаторами високочастотної розв'язки ємністю (10 ... 20) нФ. їх варто розташовувати поруч із корпусами мікросхем, а не групувати разом в одній точці друкованої плати. Проте, для розташованих на друкованій платі поруч один з одним (до п'яти) корпусів встановлюють один конденсатор. Крім

того, на кожній друкованій платі в місці вводу шин живлення встановлюють додаткові конденсатори розв'язки по живленню ємністю (10 ... 100) мкФ.

1.3 Розрахунок імпульсних завад при наявності кіл паразитних зв'язків

Розрахунок виконаємо для “перехресних” завад, коли при подачі імпульсного сигналу $E(t)$ стрибкоподібної форми в сигнальне коло якогось елементу цифрової схеми (логічного елементу цифрової інтегральної мікросхеми) (контур I) виникає завада U_z у сигнальному колі будь-якого іншого елементу схеми (рис. 1.5) (контур II). Розрахунок виконаємо при прийнятих із фізичних міркувань припущеннях про рівність активних ($R_1 = R_2 = R$), індуктивних ($L_1 = L_2 = L$) і ємнісних ($C_1 = C_2 = C$) елементів контурів паразитних зв'язків.

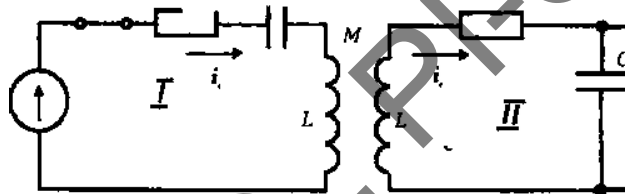


Рисунок 1.5 — Розрахункова еквівалентна схема контурів паразитних зв'язків імпульсних завад

При прийнятих припущеннях коефіцієнт зв'язку k та загальний коефіцієнт розсіювання контурів σ :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M}{L},$$

$$\sigma = 1 - k^2 = 1 - \left(\frac{M}{L}\right)^2.$$

Система рівнянь для розрахунку контурних струмів контурів паразитного зв'язку операторним методом (за Карсоном) виглядає так:

$$\begin{cases} E + pMI_2(p) = I_1(p) \left(pL + \frac{1}{pC} + R \right), \\ pMI_1(p) = I_2(p) \left(pL + \frac{1}{pC} + R \right). \end{cases}$$

Операторні зображення контурних струмів:

$$I_1(p) = \frac{Ep}{\sigma CL^2 F(p)} (LCp^2 + RCp + 1), \quad (1.13)$$

$$I_2(p) = -\frac{EM}{\sigma L^2} \frac{p^3}{F(p)}, \quad (1.14)$$

$$F(p) = (p^2 + \frac{R}{(1+k)L}p + \frac{1}{(1+k)LC}) \times (p^2 + \frac{R}{(1-k)L}p + \frac{1}{(1-k)LC}). \quad (1.15)$$

Для контурів паразитного зв'язку можна вважати $R \ll \rho$ (де $\rho = \sqrt{L/C}$ – хвильовий опір), оскільки для типових значень реактивних елементів контурів $L \approx 10 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$, $C = 10 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$, $\rho = 10^3 \text{ Ом}$, а також при малому зв'язку $k < 1$, $R < 2 \rho \sqrt{1-k}$. При цій умові пошук оригіналів операторних зображень контурних струмів (1.16, 1.17) спрощуються і часові функції струмів контурів паразитного зв'язку визначаються як результати накладення загасаючих коливань двох частот:

$$i_1(t) = \frac{E}{2L} \left[\frac{1}{(1+k)\omega_1} e^{-b_1 t} \sin(\omega_1 t) + \frac{1}{(1-k)\omega_2} e^{-b_2 t} \sin(\omega_2 t) \right], \quad (1.16)$$

$$i_1(t) = \frac{E}{2L} \left[\frac{1}{(1+k)\omega_1} e^{-b_1 t} \sin(\omega_1 t) - \frac{1}{(1-k)\omega_2} e^{-b_2 t} \sin(\omega_2 t) \right]. \quad (1.17)$$

де ω_1, ω_2 – частоти власних коливань:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{(1+k)LC} - b_1^2},$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{(1-k)LC} - b_2^2},$$

де b_1, b_2 – показники загасання:

$$b_1 = \frac{R}{2(1+k)L},$$

$$b_2 = \frac{R}{2(1-k)L}.$$

Оцінімо типові значення власних частот та коефіцієнти загасання контурів паразитних зв'язків при малому коефіцієнті паразитних зв'язків ($k \approx 0.1$).

Коефіцієнти загасання коливань завод $b_1 \approx b_2 \approx 0,5 \cdot 10^4 \text{ 1/с}$, частоти коливань $F_1 \approx F_2 \approx 50 \text{ МГц}$, періоди коливань $T_1 = T_2 = 20 \cdot 10^{-9} \text{ с}$.

Отже, загасаючі коливання контурів паразитного зв'язку друкованих плат цифрових схем утворюються досить високої частоти.

Вхідна перехресна завада (1.18) визначається падінням напруги на ємності C контуру II:

$$U_3 = \frac{E}{2} [-e^{-b_1 t} (\cos(\omega_1 t) + \frac{b_1}{\omega_1} \sin(\omega_1 t)) + e^{-b_2 t} (\cos(\omega_2 t) + \frac{b_2}{\omega_2} \sin(\omega_2 t))]. \quad (1.18)$$

Перенапруги завад у вхідних колах інтегральних мікросхем під час дії фронтів імпульсних сигналів можуть досягати суттєвих значень (одиниць вольт) і спричиняти відмови у вигляді збоїв в їхній роботі, оскільки допустимі рівні завад визначаються запасами завадостійкості цифрових схем (рис 1.6).

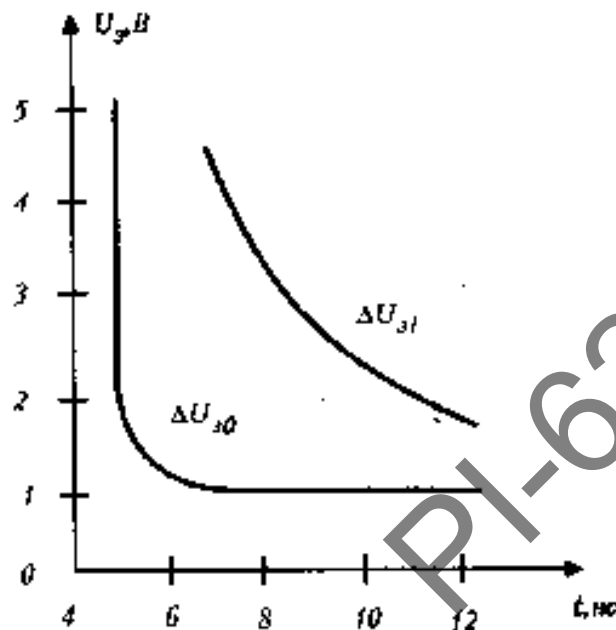


Рисунок 1.6 — Амплітудно-часові характеристики завадостійкості логічних елементів ТТЛ

Завадостійкість логічного елементу є мірою його спроможності не реагувати на помилкові вхідні сигнали, викликані електромагнітними наводками на вхідне коло, перехресними завадами та завадами у шипах живлення. Оскільки всі типи логічних елементів містять інерційні компоненти (транзистори, діоди), для перемикавання яких потрібна визначена енергія вхідного сигналу, запас завадостійкості елементу для тривалих та короткочасних завад неоднаковий. При малій тривалості завад t_n її допустимий рівень, при якому ще не відбувається спрацювання логічного елементу, може бути значно більший, ніж при значній тривалості завади.

Логічний стан 1 характеризується насиченим станом активних компонентів логічних елементів, а логічний стан 0 — їх замкненим станом, тому запас завадостійкості в логічному стані 1 вищий, ніж у стані 0, оскільки у режимі насичення потрібна додаткова енергія для перемикавання активних елементів з насиченого стану.

1.4 Розрахунок імпульсних завад у колах ємнісних паразитних завад

При використанні активних елементів ЦТЗ з великим входним опором, наприклад, транзисторів, взаємний вплив кіл виникає, в основному, через ємнісний зв'язок (рис. 1.7).

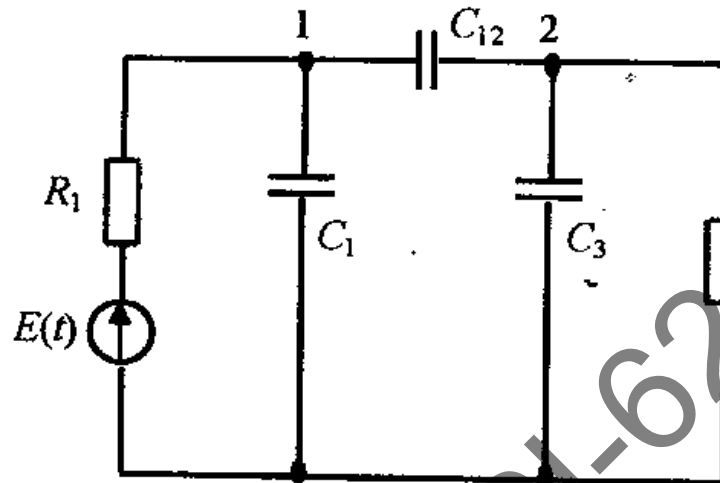


Рисунок 1.7 — Ємнісний зв'язок кіл

Система рівнянь для розрахунку завад паразитного ємнісного зв'язку операторним методом виглядає так (при стрибкоподібному вихідному сигналі):

$$\begin{cases} E - \frac{1}{pC_1} I_2(p) = I_1(p) \left(R_1 + \frac{1}{pC_1} \right); \\ -\frac{1}{pC_1} I_1(p) - \frac{1}{pC_3} I_3(p) = I_2(p) \left(\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_{12}} + \frac{1}{pC_3} \right); \\ -\frac{1}{pC_3} I_2(p) = I_3(p) \left(R_n + \frac{1}{pC_3} \right). \end{cases} \quad (1.19)$$

Оригінал зображення завади:

$$U_2(t) = E \frac{R_n C_{12}}{\tau_2 - \tau_1} (e^{t/\tau_2} - e^{t/\tau_1}), \quad (1.20)$$

де $\tau_2 = R_n(C_3 + C_{12})$, $\tau_1 = R_1(C_1 + C_{12})$.

Режим, при якому завада $U_2(t)$ через ємність зв'язку C_{12} впливає на схему, що не перемикається, перевищує запас завадостійкості (рис. 1.8) та змінює її стан, викликаючи неалгоритмічний перехід, що призводить до зниження надійності схеми, до її відмови у вигляді збою, що зветься помилковим спрацюванням.

При роботі цифрових логічних інтегральних мікросхем (ІС) з максимальною швидкодією завада через C_{12} може впливати на інформаційний сигнал мі-

німальної тривалості: “спотворювати” його і, тим самим, заважати визначеному алгоритмом перемикаючої схеми - алгоритмічному переходу. Такий режим також призводить до зниження надійності, до відмови схеми у вигляді збою (збою сигналу).

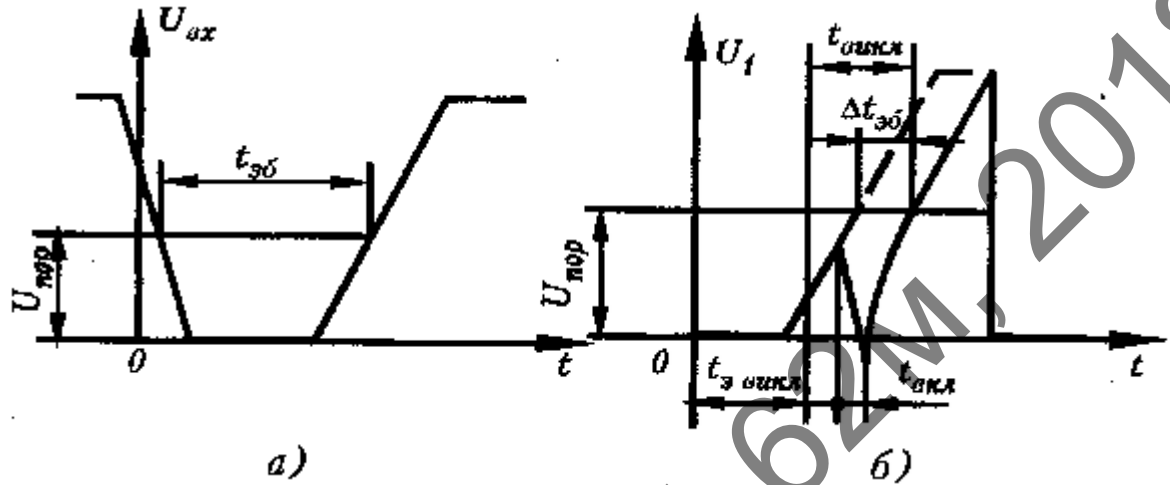


Рисунок 1.8 — Часові діаграми режиму збою сигналу: а) вхідний негативний імпульс; б) вихідний імпульс

Нехай на вхід незалежних кілець логічних ІС надходить негативний імпульс (рис. 1.8, а), тривалість якого:

$$\tau_{зб} = 2(\tau_{з.вкл} + \tau_{з.викл}),$$

де $\tau_{з.вкл}$ і $\tau_{з.викл}$ — пов'язана з режимом насичення транзисторів затримки відповідно фронту та зрізу імпульсів сигналів.

На виході будь-якої ІС незалежного кільця утворюється позитивний імпульс (рис. 1.8, б), на який через ємнісні зв'язки одночасно впливають імпульси негативної полярності, що генеруються N схемами інших кіл. Найближчий вплив може діяти з затримкою у часі на:

$$\tau_{з.вкл} + \tau_{з.викл}$$

Видно, що тривалість позитивного сигналу скорочується за рахунок дії завади. При граничній швидкодії сигнал може стати коротший за необхідний, що може призвести до відмови у вигляді збою (збою сигналу).

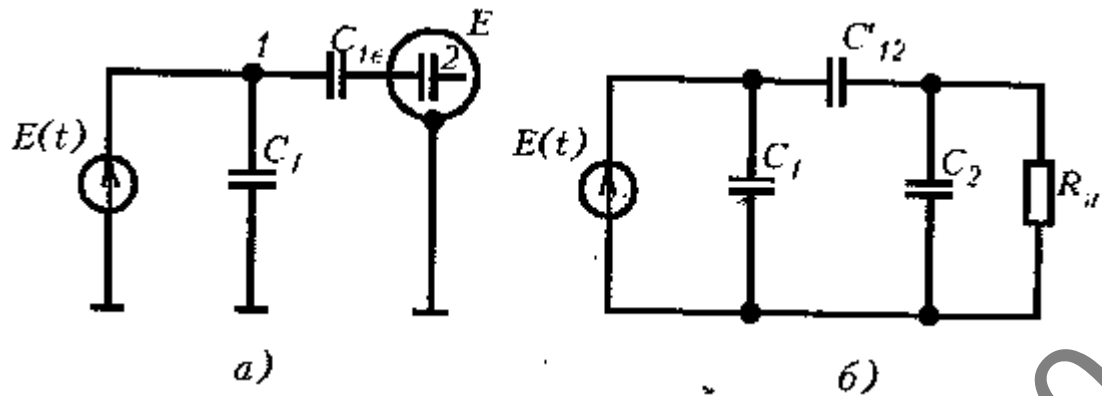


Рисунок 1.9 — Ємнісний зв'язок екранованого кола: а) фізичне уявлення; б) еквівалентна схема

Для зменшення ймовірностей збоїв (помилкових спрацьовувань і збоїв сигналів) необхідно зменшувати ємності паразитних зв'язків.

При використанні екранованого з'єднання (рис. 1.9) для зменшення ємнісних зв'язків при наявності екрана значення завади:

$$U_2(t) = E \frac{R_2 C'_{12}}{\tau'_2 - \tau'_1} (e^{t/\tau'_2} - e^{t/\tau'_1}) \quad (1.21)$$

де $\tau'_2 = R_n(C_2 + C'_{12})$, $\tau'_1 = R_1(C_1 - C'_{12})$.

Оскільки $C'_{12} \ll C_{12}$, $C_{2e} \gg C_2$ (рис. 1.7), використання екранованого з'єднання з підключенням до нульової шини екрана дозволяє істотно зменшити завади через ємнісний зв'язок. На рівень завад екранованих провідників значно впливає заземлення. Якщо екран підімкнений до шини заземлення лише з однієї сторони (рис. 1.10, а) (в одній точці), то це не досить раціональний засіб заземлення, оскільки за допомогою екрана зменшуються тільки ємнісні зв'язки, але екран не впливає на властивості захищеного контуру до випромінювання та сприйнятливості завад через можливі індуктивні кола “паразитних зв'язків”.

Магнітне поле фону наводки з індукцією B у просторі вхідного кола наводить у її контурі при наявності екрана, заземленого в одній точці, таку саму ЕРС завади, як і без екрана:

$$U_3 = -\frac{d}{dt} \int_S B dS.$$

Якщо магнітна індукція однакова по всій площі контуру, то:

$$U_S = S \cdot \cos(\theta) \frac{dB}{dt},$$

де, S – площа контуру вхідного кола; θ – кут між векторами dS і B .

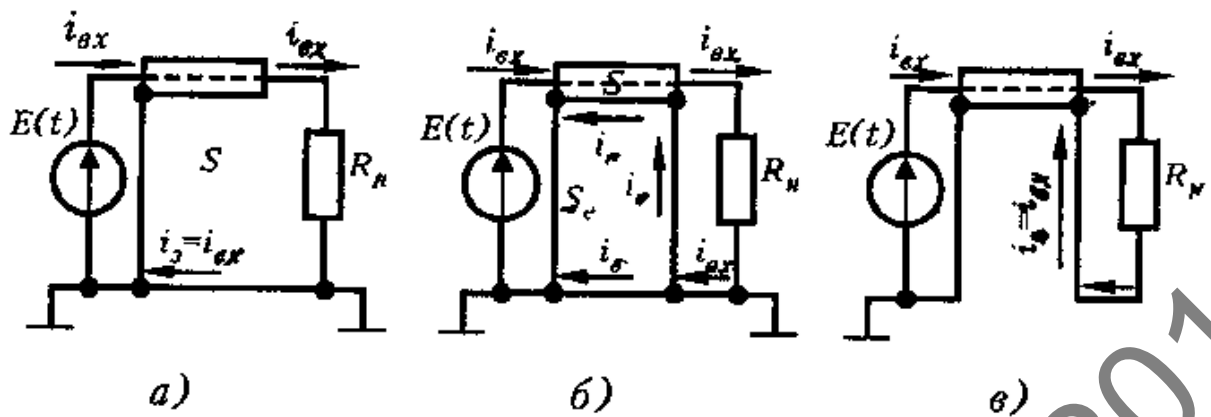


Рисунок 1.10 — Засоби заземлення екранованого з'єднання: а) в одній точці; б) у двох точках; в) ізольоване навантаження

Властивості випромінювання контуру вхідного кола з екраном, заземленим в одній точці, не змінюються у порівнянні з неекранованим контуром. Значення завади тут визначається на основі закону повного струму диференціюванням інтегрального рівняння (1.22):

$$i_{\text{BX}} = \int_l H_{\text{BX}} dl, \quad (1.22)$$

де H – вектор напруженості магнітного поля, що випромінюється в напрямку, перпендикулярному до площини вхідного контуру в результаті проходження струму i_{BX} .

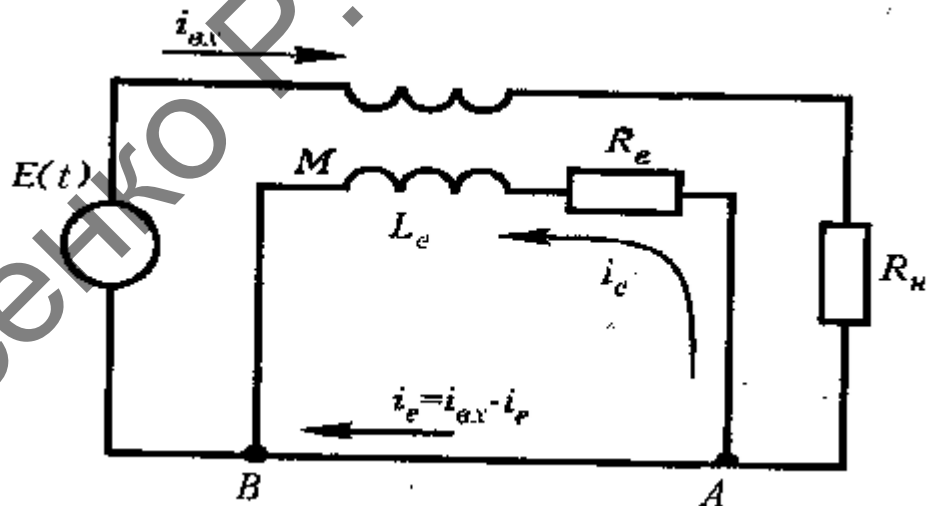


Рисунок 1.11 — Еквівалентна схема екранованого контуру

Екран проводу, заземлений (рис. 1.10, б) з двох боків (у двох точках), створює кращі властивості електромагнітної сумісності для екранованого проводу вхідного кола у порівнянні з неекранованим. Найкращі властивості сумісності забезпечує з'єднання джерела з ізольованим навантаженням

(рис. 1.10, в). Сприятливість вхідного контуру до поля зовнішньої завади знижується за рахунок скорочення його площі. Зменшення властивостей випромінювання покажемо, розглядаючи еквівалентну схему екранного контуру вхідного кола (рис. 1.11).

Запишемо контурне рівняння в операторній формі (1.23) для контуру екрана $A - R_e - L_e - B - A$ у вигляді:

$$0 = I_e(p)(pL + R_e) - I_{\text{вх}}(p)pM. \quad (1.23)$$

Через близьке розташування всі силові лінії магнітного поля екрана оточують внутрішній провідник, тому потокозчеплення за рахунок взаємної індукції $\psi = MI_e$ буде дорівнювати потокозчепленню з струмом $\psi = L_e I_e$ що протікає по екрану, звідки $M = L_e$ (коефіцієнт зв'язку $k = 1$).

За цієї умови струм екрана в операторній формі (1.24) з операторного рівняння дорівнює:

$$I_e(p) = I_{\text{вх}}(p) \frac{p}{p + 1/\tau_e}, \quad (1.24)$$

де $\tau_e = L_e/R_e$ – постійна часу екрана.

При стрибкоподібній формі струму $i_{\text{вх}}$ струм екрана знаходимо як оригінал його операторного зображення у вигляді функції часу:

$$i_e(t) = i_{\text{вх}} e^{-t/\tau_e}.$$

При малих проміжках часу t (високі частоти), а також при великому значенні постійної часу τ_e (малому опорі R_e) виконується умова $i_e(t) = i_{\text{вх}}(t)$. В цьому випадку випромінювання від контуру вхідного кола мінімальні, оскільки напруженості полів $H_{\text{вх}}$ та H_e від проводу вхідного кола й екрана мають одне й те ж значення, але протилежні за напрямком. Проте для ефективної дії екрана не лише при малих проміжках часу, але і при великих проміжках часу (низькі частоти) необхідно зменшувати опір екрана R_e , а також покращувати заземлення (зменшувати опір шини заземлення та з'єднувальних провідників).

При роздільному заземленні джерела і приймача сигналів навантаження можна не підключати безпосередньо до нульової шини джерела сигналу (рис. 1.10, в). У цьому випадку забезпечується безумовне проходження всього зворотного струму по екрану [2].

1.5 Висновки за розділом

Розробка заходів щодо забезпечення ЕМС ЦТЗ повинна виконуватися з урахуванням високочастотного характеру спектра їх сигналів.

Отже, ефективність забезпечення ЕМС цифрових технічних засобів визначається адекватною оцінкою факторів заводової обстановки, еквівалентними електричними параметрами конструкцій, схемотехнічними особливостями пристроїв.

2 ШЛЯХИ УСУНЕННЯ ЗАВАД ЕМС ЦТЗ

2.1 Фактори ЕМС ЦТЗ, причини їх відмов у вигляді збоїв

Задача забезпечення ЕМС ЦТЗ стає особливо актуальною та складною, якщо внаслідок невдалого проектування у схемах можливі режими хитливих та невизначених станів, що зветься змаганнями (гонками). Безпосередніми причинами змагань вважаються слабкі схемні рішення, а також наявність випадкового характеру співвідношень між величинами неалгоритмічних затримок при проходженні сигналів через окремі логічні елементи схем. Якщо пристрій невдало спроектовано, то при випадкових флуктуаціях цих затримок через випадковий характер факторів ЕМС ЦТЗ (значень паразитних ємностей, індуктивностей, взаємних індуктивностей, омичних опорів друкованого монтажу) поведінка пристрою може зробитися невизначеною (недетермінованою) і призвести до відмови у вигляді збою [1].

Збоєм називається відмова, що одноразово виникає та самоусувається. Збій або подія, яка полягає у тимчасовій втраті працездатності об'єкта, що характеризується виникненням помилки при виконанні тестів, контрольних задач та задач користувачів.

Правильна робота апаратури в цьому випадку відновлюється мимовільно при повторних діях в результаті подачі повторних команд з виконання задач користувача, при повторних завантаженнях вихідних даних операційної системи без проведення ремонту пристроїв, зміни вихідних даних програм і операційної системи. Збої спотворюють інформацію і призводять до помилкового рішення задачі, тобто до неправильного функціонування. Складність проблеми полягав в тому, що збій триває невеликий проміжок часу, після чого система відновлює працездатність і встановити локалізацію спотворення інформації важко. В обчислювальних системах збої, не дивлячись на апаратурні противозбійні заходи (введення перевірок на парність або неіарність, кодів Хемінга тощо), виявляються на порядок частіше, ніж інші відмови.

В ЦТЗ поява збою в процесорі призводить до втрати деякого обсягу обчислювальної задачі (при фіксації проміжних результатів) або до перевантаження та повторення рішення задачі (без фіксації проміжних результатів). Таким чином, збої у обчислювальних системах являють собою головні несправності, що знижують надійність і продуктивність систем. Є підстава вважати, що в майбутньому у зв'язку з ущільненням компонентів в інтегральних схемах ймовірність збоїв буде зростати, тобто проблема збоїв збільшує свою значимість.

При наявності у схемах факторів ЕМС — паразитних еквівалентних електричних елементів монтажу, паразитних випадкових зв'язків, завад, а також через вади схемотехніки можлива поява різновидів змагань (функціональних, логічних елементів пам'яті). Тому в цифрових логічних схемах (ЦТЗ), до заходів щодо забезпечення ЕМС можуть бути віднесені заходи щодо виявлення й усунення режимів змагань (гонок) зміною й удосконаленням схем або зменшенням дії причин (у тому числі і факторів ЕМС), неалгоритмічних затримок та їхніх флуктуацій.

Виявлення можливості виникнення режимів змагань цифрових логічних схем може бути виконане за результатами аналізу їх детермінованих та ймовірнісних математичних моделей кінцевих автоматів.

Детермінований кінцевий автомат — модель цифрового логічного дискретного пристрою з кінцевою пам'яттю. Він має n входів $X_1, X_2, \dots, X_n$ ($X_j \in X$) на кожний з яких подаються символи $\{0,1\}$ двійкового коду, m виходів $Y_1, Y_2, \dots, Y_m$ ($Y_i \in Y$) та кінцеву множину $S = \{S_0, S_1, \dots, S_{k-1}\}$ внутрішніх станів. Кінцевий автомат функціонує у дискретні моменти часу $t = 0, 1, 2, \dots$. Якщо позначити $X_j(t), Y_j(t)$ і $S(t)$ відповідно вхідні, вихідні сигнали та стан у момент часу t , то робота автомата описується рівнянням:

$$\begin{cases} Y_j(t) = \lambda[X(t); S(t-1)], \\ S(t) = \delta[X(t); S(t-1)], \end{cases} \quad (2.1)$$

де λ — логічна функція виходів; δ — логічна функція переходів.

Для детермінованого кінцевого автомата значення функції переходів складається лише з одного можливого стану у кожний дискретний момент часу.

Прикладом такого пристрою є двійковий суматор послідовної дії. Він має два входи (x_1, x_2) та один вихід.

На входи у моменти часу $t = 1, 2, \dots$ надходять двійкові розряди складових частин (починаючи з молодшого розряду), а з виходу знімаються значення відповідних двійкових розрядів суми. Тому послідовний суматор має два стани, один з яких відповідає наявності переносу, а інший – відсутності. Стани, що відповідають наявності та відсутності переносу, позначимо символами відповідно 1 та 0 (S_1, S_0).

Послідовний суматор завжди починає функціонувати зі стану $S_0(0) = 0$, що відповідає відсутності переносу, який встановлюється по спеціальному входу початкової установки. Поряд із заданням кінцевих автоматів системами функцій алгебри логіки широко використовується їхнє задання за допомогою таблиць і діаграм логічних станів. Як приклад розглянемо табл. 2.1 і діаграму (рис. 2.1) двійкового суматора послідовної дії.

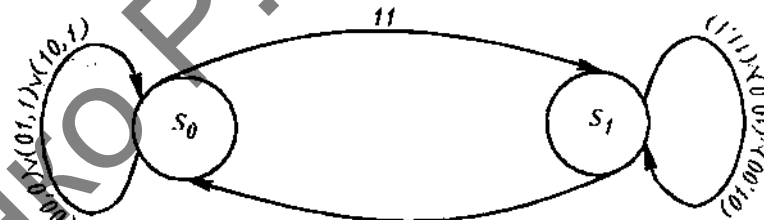


Рисунок 2.1 — Базова схема логічного ТТЛ

Таблиця 2.1 – Логічні стани суматорів

y/S_0	y/S_1	X_1	X_2
0/ S_0	1/ S_0	0	0
1/ S_0	0/ S_1	0	1
1/ S_0	0/ S_1	1	0
0/ S_0	1/ S_1	1	1

З табл. 2.1 та діаграми логічних станів видно, що значення функції переходів для схеми, яка розглядається, складається тільки з одного стану.

З цієї причини при обмеженій кількості стійких станів, а також внаслідок тактування процесів перед початком кожної логічної операції, ймовірність неалгоритмічних переходів за рахунок дії завад по колах паразитних зв'язків (ймовірність режиму змагань), а також збоїв, у цій схемі мала.

На основі аналізу можна зробити висновок, що дана схема не критична до параметрів ЕМС ЦТЗ (паразитних зв'язків і завад).

Інші результати можуть бути отримані при аналізі моделей асинхронних логічних пристроїв, тобто схем, побудованих з комбінаційних логічних елементів без використання тактуючих сигналів.

Для виявлення можливостей змагань одним із методів опис та аналіз асинхронних логічних пристроїв виконують за допомогою моделей недетермінованих кінцевих автоматів (НКА).

Під недетермінованим кінцевим автоматом (НКА) розуміється об'єкт $(X, S, Y, \delta, \lambda)$, де X, S, Y – множини відповідно входних сигналів, станів і вихідних сигналів; δ – функція переходів:

$$\delta(S_i, X_j) = \{S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{ik}\} - \text{функція виходів};$$

$$\lambda(S_i) = Y_i, S_i \in S, Y_i \in Y, X_j \in X$$

Функціонування НКА в дискретному часі здійснюється так: нехай $S(t)$, $X(t)$ – стан і входний сигнал НКА в момент t , тоді $S(t + 1)$ – будь-який $S_{ij} \in \delta[S(t), X(t)]$, $Y(t) = \lambda[S(t)]$. Таким чином, на кожному кроці роботи НКА має місце декілька варіантів поведінки НКА. Функція переходів НКА неоднозначна й у цьому виявляється його недетермінованість. НКА подаються у вигляді розмічених графів (діаграм логічних станів), вершини яких – стани НКА. Дуга з вершини S_k у вершину S_i позначена входним сигналом X_j якщо $S_k \in \delta(S_i, X_j)$.

На відміну від подібних графів (діаграм) для детермінованих кінцевих автоматів тут з однієї вершини може виходити більше однієї дуги з тим самим входним сигналом. Для аналізу графів НКА вводиться поняття слабкої еквівалентності станів НКА. Нехай $L_p (p = 1, 2, \dots, 1)$ – розбивання множини S на класи, що не перетинаються, яке задовольняє загальноприйнятим умовам

$L_p \neq \emptyset$; $L_p \cap L_i = \emptyset$, тобто кожний елемент належить тільки одній множині (L_p або L_i). Визначимо функцію δ_{L_p} :

$$\delta_{L_p}(S_i, X_j) = \{S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{ik}\},$$

де будь-яке S_{ij} - перший стан на маршруті графа НКА, що виходить з S_i по дугах, помічених тим самим сигналом X_j , який належить класу розбиття L що відрізняється від того класу, якому належить S_i .

Якщо такого стану немає, то S_{ij} — перший стан на такому маршруті, що зустрівся вдруге. Поняття слабкої еквівалентності станів характеризує багатоваріантність поведінки НКА на кожному кроці роботи.

Розбиття L_p на класи еквівалентних станів дозволяє побудувати новий НКА A / L_p і відповідний йому більш простий розмічений граф станів підмножини L_p що зветься чинником-автоматом автомата A за еквівалентністю:

$$A/L_p = (X, L_p, Y, \delta/L_p, \lambda/L_p),$$

де $\delta/L_p(L_i, X_j) = \{L_{i1}, L_{i2}, \dots, L_{ik}\}$; $\lambda/L_p(L_i) = \lambda(S_i)$, $S_i \in L_i$

Чинник-автомат A / L_p недетермінованого автомата A може виявитися й детермінованим. В цьому випадку логічний пристрій не буде мати змагань через те, що з багатьох варіантів маршрутів графа НКА може бути знайдений альтернативний, що призводить до стійкого стану або входу пристрою у стійкий цикл.

Чинник-автомат A / L_p будується однозначно відповідно до прийнятих критеріїв розбиття множин станів автомата на підмножини.

У практиці цифрові логічні пристрої проектуються з урахуванням обмеження за швидкодією [4]. В цих умовах дії обмежень, створених факторами ЕМС, необхідно вважати, що значення зовнішніх сигналів, що визначають швидкодію, не повинні змінюватися доти, поки пристрій не досягне стійкого стану чи не увійде у стійкий цикл станів, якщо такого стану немає.

При аналізі моделей змагань вказані обмеження вимагають розглядати за критерієм детермінованості чинник-автомат $A(X_j) / L_p$, граф якого породжений всіма дугами графа НКА з позначкою X_j , що описує автомат A , який знаходиться під впливом того ж самого вхідного сигналу X_j , та чинник-автомат

$A(S_i X_j) / L_p$ граф якого утворений всіма дугами маршрутів автомата $A(X_j) / L_p$ що виходять із стану S_i .

Розглянемо застосування математичних моделей НКА для виявлення режимів змагань у найбільш критичних до них асинхронних логічних пристроях.

У схемі з логічних елементів (логічної мережі) кожний елемент i реалізує деяку логічну функцію [функцію алгебри логіки (ФАЛ)]:

$$y_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n),$$

де x_i, y_i – двійкові змінні.

Звичайно позначення сигналів відповідають їхнім лініям зв'язку (провідникам), тобто схеми можуть бути цілком описані заданням їхніх логічних функцій. При складанні й аналізі моделі виявлення змагань передбачається, що всі логічні елементи функціонують як обмежені інерційні затримки, тобто якщо в момент t (реального без зупинного проміжку часу) на його входах встановилися будь-які значення сигналів $x_1, x_2, \dots, x_n$ то значення y_i , що відповідає цим сигналам, з'явиться через проміжок часу τ за умови, що у проміжок часу $(t, \dots, t + \tau)$ значення вхідних сигналів більше не змінювалося. Інакше сигнал на виході зберігає попереднє значення. Про значення τ судять за паспортними даними логічного елементу (цифрової інтегральної мікросхеми).

Проте, в силу впливу випадкових виробничих факторів при виготовленні інтегральних мікросхем, а також дії випадкових еквівалентних електричних параметрів конструкцій, паразитних зв'язків (індуктивних, ємнісних, резистивних), завод, збоїв сигналів дійсні значення τ , що спостерігаються, можуть відрізнятися від паспортних та випадковим чином розподілятися в деяких межах, що заздалегідь важко вирахувати. При складанні моделі виявлення змагань вважається, що логічні елементи цифрових схем працюють детерміновано, тобто через проміжок часу τ після встановлення значень вхідних сигналів значення вихідного сигналу з'являється стрибком без перехідного процесу.

Оскільки проміжок часу τ випадковий, навіть при детермінованому характері роботи окремих логічних елементів робота всієї логічної схеми може носити недетермінований характер через те, що формування сигналів та встановлення стійких станів здійснюється неодноразово при появі вхідних впливів.

Поведінка таких логічних схем (мереж) описується НКА:

$A = (X, S, Y, \delta, \lambda)$. Якщо логічна схема (мережа) описується канонічним рівнянням кінцевого автомата:

$$y_i = \Phi_i(x_1, \dots, x_n, y_1, \dots, y_m), 1 \leq i \leq m, \quad (2.2)$$

До неї додають співвідношення, які враховують недетермінований характер процесів у вигляді:

$$x_i = x'_i; 1 \leq i \leq n. \quad (2.3)$$

Тут $x_1, \dots, x_n$ – вхідні алгоритмічні сигнали; $y_1, \dots, y_m$ – вихідні алгоритмічні сигнали і стійкі стани, що їм відповідають, та внутрішні сигнали мережі, які створюються на виходах її логічних елементів.

Співвідношення (2.3) задають новий недетермінований (стохастичний) характер затримок, через які надходять сигнали, тим самим враховується неодноразове встановлення нових значень сигналів та стійких станів у схемі. Вихідні сигнали, стійкі стани схеми, що спостерігаються, а також логічні функції від них визначаються множиною $Z_1, Z_2, \dots, Z_r$. У моделі НКА за множину X прийнята множина векторів (x'_i, x'_n) за множину S – множина векторів $(x_1, \dots, x_n, y_1, \dots, y_m)$, а за множину Y – множина векторів $(Z_1, \dots, Z_r)$. Всі компоненти у цих векторів двійкові.

Для виявлення можливості змагань визначаються далі функції δ та λ . Візьмемо S_i, X_j – стан та вхідний сигнал НКА. Обчислюється функція $\mu(S_i, X_j) = S'_i$ – стан, який визначається обчисленням значень функцій (2.2), (2.3) для значень компонент S_i, X_j . Обчислення дають нові значення компонент вектора S у порівнянні з S_i . Далі виділяються ті компоненти, значення яких відмінні від значень у S_i , а серед останніх ті, що можуть змінити своє значення першими хоча б при одному співвідношенні між змінами затримок в окремих елементах (швидкі змінні). У векторі S'_i швидкі змінні мають нове значення в порівнянні з S_i , інші компоненти мають старе значення. Значення $\delta(S_i, X_j)$ складається з усіх станів (окрім S_i) таких, які одержуються з S заміною швидких змінних на протилежні у всіляких комбінаціях.

Цей автомат не є детермінованим. Наприклад, $\delta(010,0) = \{111, 011, 110\}$, тому що $\mu(010,0) = 111$. Розглянемо режими змагань окремо для автоматів $A(0)$ та $A(1)$ входніх сигналах відповідно 0 та 1.

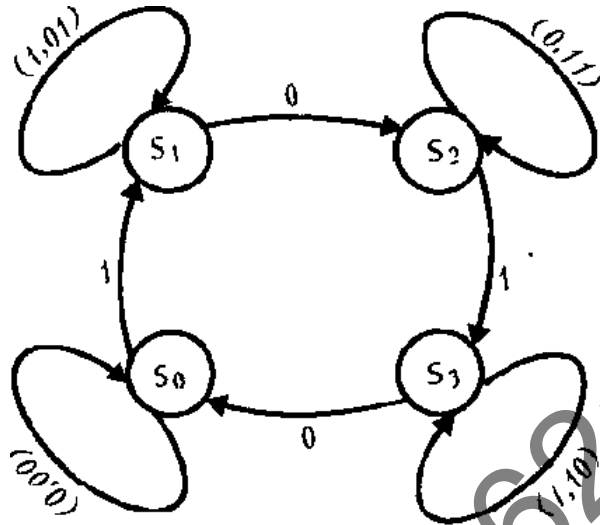


Рисунок 2.3 — Граф асинхронної логічної схеми

На рисунку (рис. 2.5, а) зображений автомат $A(0)$ і його чинник-автомат $A(0)/L$. Тому що $A(0)/L$ – детермінований, змагань в цьому випадку немає. На рис. 2.5,б показаний автомат $A(1)$ та його чинник-автомат $A(1)/L$.

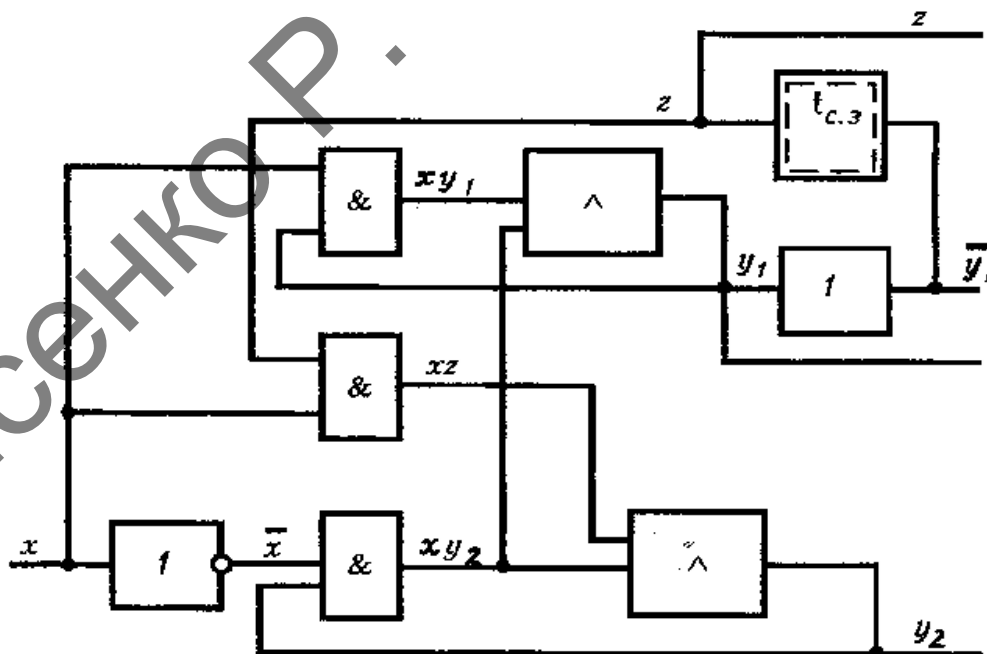


Рисунок 2.4 — Асинхронна схема з випадковою затримкою, що обумовлена випадковими паразитними зв'язками

Автомат $A(1)/L$ детермінованим не є і в цьому випадку мають місце режими змагань. Це будуть змагання зі станів 010 і 101.

Таблиця 2.3 – Функції сигналів та станів неідеальної схеми

y_1	y_2	$(y_1, y_2, z)/(x)$	
		0	1
0	0	001	001
0	0	001	011
0	1	111	001
0	1	111	011
1	1	110	100
1	1	110	110
1	0	000	100
1	0	000	110

Якщо в результаті аналізу виявлені можливості виникнення режимів змагання у схемах, то повинні бути прийняті спеціальні заходи для зниження ймовірностей збоїв: удосконалені схемні рішення, вибрані серії швидкодіючих мікросхем з мінімальними значеннями неалгоритмічних затримок та їх розкладів.

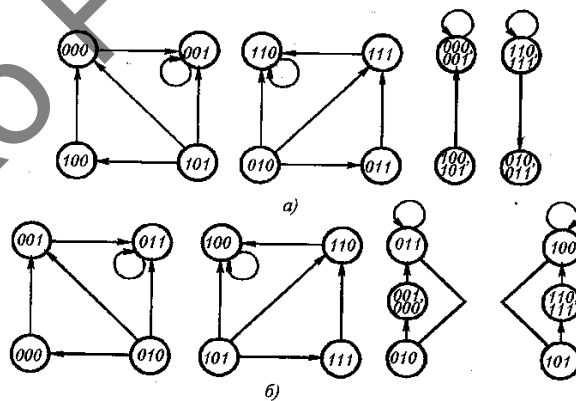


Рисунок 2.5 — Графи схеми при вхідних сигналах

Наприклад, мікросхеми з швидкодіючих мікропроцесорних комплектів (МПК) та ін., а також мінімізовані й нейтралізовані дії факторів ЕМС (паразитних індуктивностей, взаємних індуктивностей, ємностей, омичних опорів) за допомогою методів розглянутих у наступних параграфах даного розділу.

2.2 Вплив на ЦТЗ імпульсних завад мережі живлення

Механізм впливу імпульсних завад з мережі живлення на апаратуру ЦТЗ уявляється в такий спосіб. Сукупність провідників живлення, що входять у середину корпусу ЦТЗ, зв'язана через паразитні ємності з усіма елементами і провідниками ЦТЗ. Нехай вихід деякого елемента (передавача E_1 сигналу в апаратурі ЦТЗ) і вхід елемента (приймача E_2) з'єднані однопровідною лінією зв'язку. Зворотним провідником є нульові (загальні, земляні) провідники системи вторинного електроживлення, що в одній точці з'єднані з фізичною землею. Еквівалентна схема зв'язків для цього випадку зображена на рис. 2.6.

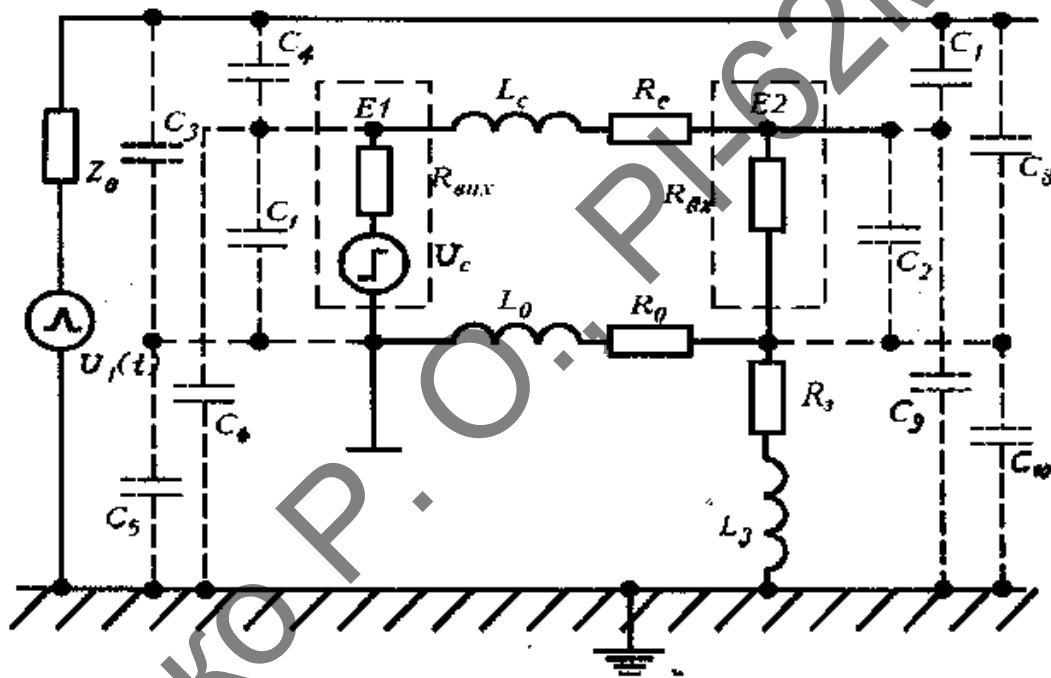


Рисунок 2.6 — Еквівалентна схема зв'язків

Еквівалентна схема зв'язків містить такі елементи:

E_1, E_2 – джерело та приймач інформаційних сигналів U_c ;

$U_1(t), Z_B$ – джерело імпульсних завад та його внутрішній опір;

$U_c, R_{вих}$ – джерело корисного сигналу та його внутрішній опір;

L_c, R_0 – індуктивність та опір прямого проводу лінії зв'язку;

L_0, R_0 – індуктивність та опір зворотного проводу лінії зв'язку (включаючи систему проводів землі вторинного живлення);

L_3, R_3 – індуктивність і опір дротів заземлення;

$R_{вх}$ – вхідний опір елемента-приймача;

$C_1 - C_{10}$ – паразитні ємності.

Для спрощення аналізу приймемо допущення: у широкому діапазоні частот повні опори проводу заземлення, інформаційної лінії зв'язку та провідників вторинного живлення істотно менші опорів паразитних ємностей. Вихідний опір елементу передавача замалий, а вхідний опір елементу-приймача дуже великий. Крім того, приймемо, що індуктивність одного з двох кіл (інформаційної лінії зв'язку або системи провідників вторинного живлення) істотно менша за індуктивність іншої, а омичним опором цих кіл можна знехтувати. Тоді схема зв'язків набуває вигляду, зображеного на рис. 2.7. Операторний вираз напруги завади (2.4) для цієї схеми має вигляд:

$$U_2(p) = U_1(p) \frac{p^2 L_n C}{p^2 LC + pRC + 1}, \quad (2.4)$$

де $L = L_B + L_3 + L_n$, $R = R_B + R_3$.

Нехай сигнал джерела завади являє собою стрибкоподібний імпульс $E(t)$, тобто $U_1(p) = E$. Введемо позначення $b = R/2L$ та $a = \sqrt{b^2 - 1/LC}$. Вигляд часової функції (оригіналу) залежить від значень параметрів L, C, R . При менших значеннях індуктивностей проводів та більших значеннях паразитних ємностей ($R \gg 2\sqrt{L/C}$) напруга завади як функція часу визначається наступним виразом (2.5):

$$U_2(t) = E \frac{L_n}{L} e^{-2bt}. \quad (2.5)$$

Якщо $R < 2\sqrt{L/C}$ (індуктивності проводів великі, паразитні ємності малі), то має місце коливальний процес. В цьому випадку напруга завад (2.6):

$$U_2(t) = E \frac{L_n}{L} \frac{1}{\omega_0 \sqrt{LC}} e^{-bt} \sin(\omega_0 t - \theta), \quad (2.6)$$

де $\omega_0 = \sqrt{1/LC - b^2}$; $\theta = \arcsin\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{b^2 + \omega_0^2}}\right)$.

У граничному випадку ($R \ll 2\sqrt{L/C}$; $\omega_0 \gg b$) напруга завад визначається (2.7):

$$U_2(t) = E \frac{L_n}{L} e^{-bt} \cos(\omega_0 t). \quad (2.7)$$

Вигляд сигналів завад, що описуються залежностями (2.5) і (2.7) для деяких певних значень параметрів L, C, R зображений на рис. 2.8.

Максимальне значення амплітуди процесів для всіх випадків $U_{2max} = EL_n/L$.

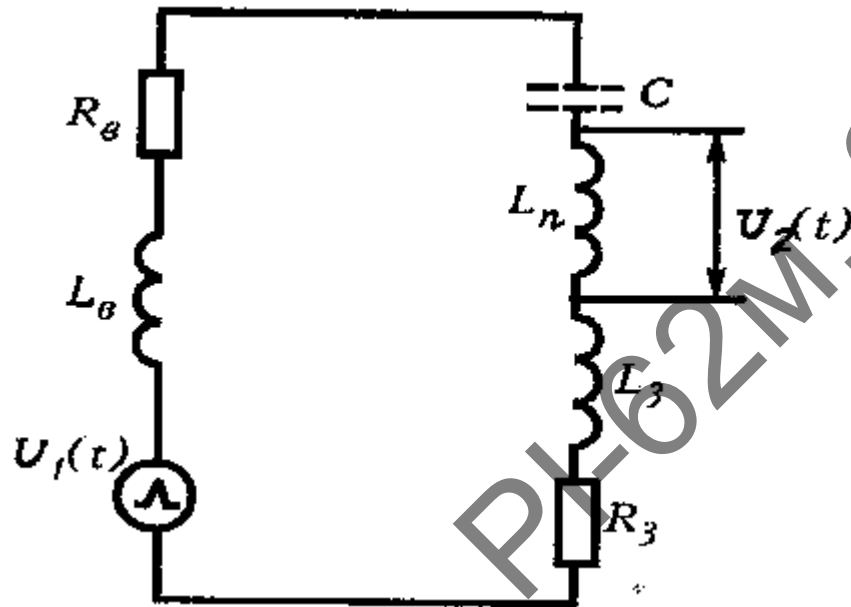


Рисунок 2.7 — Спрощена схема зв'язків

Спрощена схема зв'язків містить такі елементи:

$L_{в}, R_{в}$ – внутрішні індуктивність та опір джерел завад;

L_n – індуктивність інформаційної лінії чи провідників вторинного живлення;

C – паразитна ємність.

Наприклад, відомо, що в мережі живлення можливі імпульси напруги до 1000 В (характерно для завад у мережі, що виникають від роботи зварювального апарата) та тривалістю більше 1 мкс. Відомо також, що $R \approx 100$ Ом, $L = 100$ мкГн, $C = 100$ пФ, $L_n = 10$ мкГн. Приймемо, що допустима вольт-секундна площа сигналів завад на входах елементів не може перевищувати 10^{-8} В · с.

В цьому випадку імпульс у мережі можна розглядати як два різнополярних одиничних стрибки, зсунутих відносно один одного на інтервал тривалості імпульсу. При цьому $2\sqrt{L/C} = 20000$ Ом, що вказує на коливальний характер процесу ($R \ll 2\sqrt{L/C}$).

Визначаючи вольт-секундну площину імпульсу для першої амплітуди коливального процесу відповідно до виразу $\vartheta = 2EL_n\sqrt{C/L}$ одержимо $\vartheta = 2 \cdot 10^{-5} \text{В} \cdot \text{с}$. Отримане значення більш ніж на три порядки перевищує допустиме, отже, збої можливі.

Для зниження сприйнятливості апаратури ЦТЗ до імпульсних завад по мережі живлення, як виходить з (2.7), доцільно зменшувати, наскільки це можливо, індуктивність L_n ліній зв'язку і кіл вторинного електроживлення.

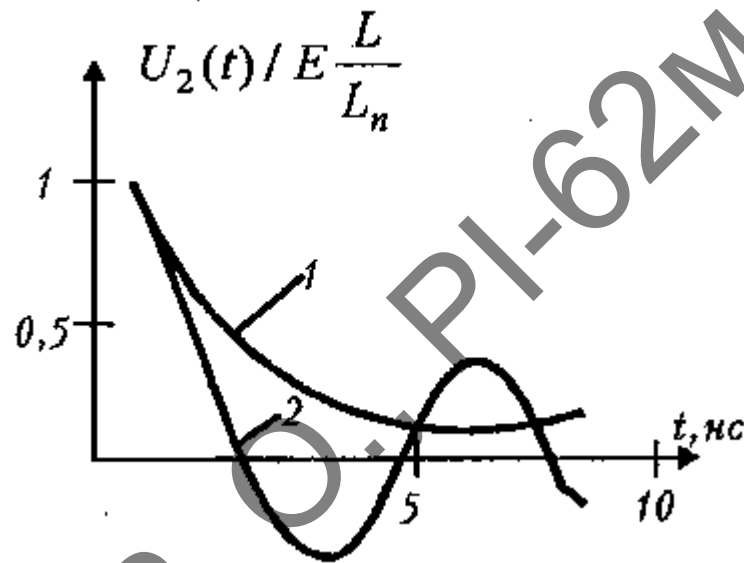


Рисунок 2.8 — Вигляд сигналу завади: 1 – при $R \gg 2\sqrt{L/C}$;
2 – при $R \ll 2\sqrt{L/C}$.

Кожна друкована плата, що містить велику кількість корпусів логічних інтегральних мікросхем, повинна мати якісне заземлення, яким може бути або спеціальна шина, що має малий активний та реактивний опір, або поверхня заземлення, яка покриває не менше 60 % площини друкованої плати. Розвинута поверхня заземлення забезпечує малу індуктивність зворотної землі живлення, а також, будучи екіпотенціальною поверхнею з нульовим потенціалом, може сприяти зменшенню паразитної ємності між сусідніми провідниками. Щоб уникнути коливань вихідної напруги біля кінцевого сталого значення після швидкого перемикавання схеми, сигнальні провідники між джерелами і приймачами імпульсних сигналів у межах одного функціонального модуля повинні мати довжину не більше 15 см. Провідники живлення у вигляді шин варто виконувати якомога ширшими (не менше 2,5 мм).

Щоб запобігти небажаним збоям та генерації завад, багатовходові логічні схеми не повинні мати незадіяних входів. Якщо які-небудь входи логічних мікросхем не зв'язані функціонально з іншими колами, вони повинні бути залучені через послідовний опір або до потенціального проводу джерела живлення, або до землі.

Міжблокові з'єднання довжиною не більше (20...30) см можна виконувати поодинокими провідниками. З'єднання довжиною (0,3...1) м слід виконувати витою парою.

Відомо, що скрутки прямого й зворотного проводів призводить до зменшення магнітної індукції від цих проводів і знижує сприйнятливість їх до магнітної індукції. Це пояснюється тим, що напруги на сусідніх паралельних ділянках скручених проводів, взаємно компенсуються, оскільки вони приблизно однакові за значенням, але протилежні за знаком. Порівнювальні значення параметрів скручених монтажних проводів щодо паралельних проводів, розташованих на різних відстанях, зображені на рис. 2.9.

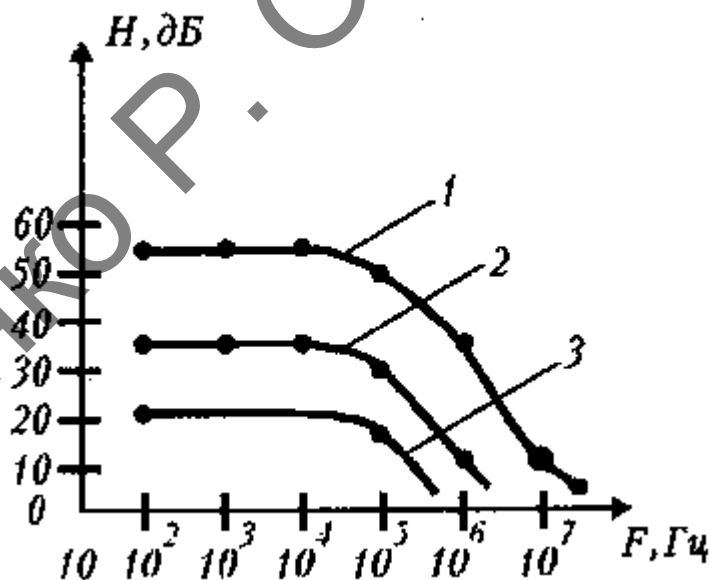


Рисунок 2.9 — Сприйнятливість до магнітного поля скручених дротів порівняно з паралельними розташованими на 1 – 9 мм; 2 – 0,8 мм, 3 – 0,13 мм.

Якщо порівняння робиться з паралельними проводами, розташованими один від одного приблизно на 9 мм (крива 1), то в діапазоні 50 Гц ... 100 кГц виграш у зниженні сприйнятливості скручених проводів до магнітного поля H досягає 54 дБ.

Якщо паралельні провідники розташовані близько один від одного, перевага скрутня значно зменшується, причому діапазон частот, в якому має місце виграш, скорочується до 1 - 3 МГц (криві 2, 3). Приблизно такі самі переваги скрутня виявляються й у випробуваннях проводів на випромінювання магнітного поля при пропусканні струму силою 1 А та розташуванні антени вимірювального приладу на відстані 1 м (ближня зона) [5]. Випробування показали, що оптимальним поширенням скрутня па 1 м можна вважати 20 - 25 витків, хоча цей оптимум не дуже виражений.

Наступна важлива умова забезпечення ЕМС – зменшення паразитної ємності між проводами мережі первинного живлення й апаратурою ЦТЗ. Цю ємність можна зобразити (рис. 2.10) у вигляді двох паралельно ввімкнених складових: C_c – ємність між входами та виводами вторинних джерел живлення (головним чином, це міжобмотувальна ємність силових трансформаторів), C_p – розподілена ємність проводів мережі живлення стосовно апаратури ЦТЗ. Для зменшення C_c доцільно між первинною та вторинною обмотками силових трансформаторів встановлювати екран.

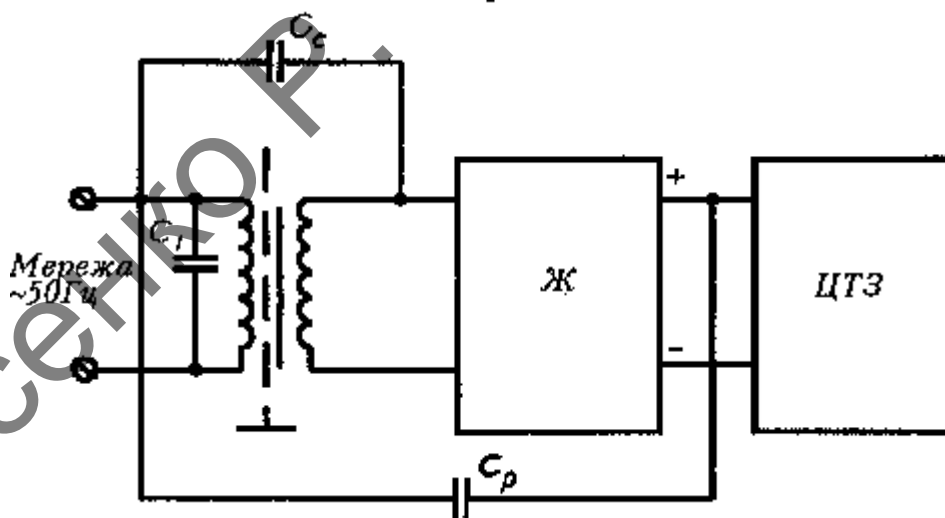


Рисунок 2.10 — Паразитні ємності мережі первинного електроживлення

Для зменшення значень C_p варто екранувати ділянки проводів мережі живлення, що входять усередину корпусу ЦТЗ, а також покращувати властивості екранування корпусу ЦТЗ.

Ефективним засобом захисту ЦТЗ від імпульсних завад мережі живлення є активні фільтри на входах первинного живлення в ЦТЗ.

2.3 Екранування імпульсних завад

Для визначення властивостей екранування гармонічних електромагнітних полів суцільними металевими екранами розглядаються рівняння Максвелла в зовнішньому й внутрішньому середовищах та в стінках екрана з заданням граничних умов на поверхнях, що розділяють границі середовищ.

Для екранів найпростіших конфігурацій для гармонічних електромагнітних полів можуть бути отримані в залежності від частоти аналітичні вирази для коефіцієнтів передачі екранів (відношень проникаючого поля до зовнішнього) $S(j\omega)$ або коефіцієнтів екранування $B(j\omega)$.

Ефективності екранування імпульсних полів можуть бути визначені спектральним методом перетворень Фур'є або операторним методом перетворень Карсона (Лапласа), якщо відомі вихідні амплітудно-частотні характеристики екранів $K(j\omega)$ для гармонічних полів.

Оцінимо ефективність екранування тонкостінного екрана, який виконаний з немагнітного ($\mu = 1$) матеріалу при імпульсних завадах, застосовуючи пряме й зворотне спектральне перетворення Фур'є.

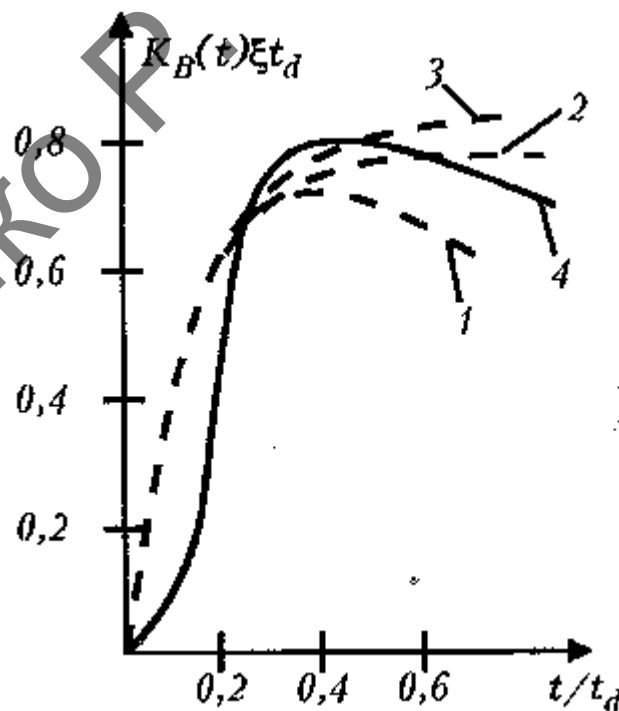


Рисунок 2.11 — Графік функції $K_B(t)$: 1 — $\xi = 3$; 2 — $\xi = 30$; 3 — $\xi = 300$; 4 — точна імпульсна перехідна характеристика

Комплексний коефіцієнт передачі тонкостінного металевого немагнітного екрана визначається виразом:

$$K(j\omega) = \frac{1}{\operatorname{ch}(z) + \xi z \cdot \operatorname{sh}(z)}, \quad (2.8)$$

де $z = \sqrt{j\omega t_d}$; $t_d = \mu\mu_0\sigma d^2$; $\xi = a/\mu d a_\phi \gg 1$;

σ – питома електрична провідність;

d – товщина екрану;

a – радіус екрану;

a_ϕ – постійна форми ($a_\phi = 1, 2, 3$ для плоского, циліндричного та сферичного екрана відповідно).

Щоб отримати імпульсну перехідну характеристику екрана $K(t)$ необхідно виконати зворотне перетворення Фур'є виразу, проте в загальному вигляді аналітично це зробити важко. В окремому випадку при високих частотах ($\omega \gg 1/t_d$) одержуємо асимптотичний вираз для коефіцієнта передачі:

$$K_B(j\omega) = \frac{2}{\xi} \frac{\exp(-z)}{z}. \quad (2.9)$$

Виразу (2.9) відповідає імпульсна перехідна характеристика:

$$K_B(t) = \frac{1}{\xi t_d} 2 \sqrt{\frac{t_d}{\pi t}} \exp\left(-\frac{t}{4t_d}\right). \quad (2.10)$$

Графік функції $K_B(t)$ зображений на рис. 2.11. Функція $K_B(t)$ співпадає з точною імпульсною перехідною характеристикою в області малих значень часу $t/t_d \ll 1$, проте сильно відрізняється від неї при великих значеннях.

Щоб визначити вигляд імпульсної перехідної характеристики в області великих значень часу (низьких частот), розкладемо гіперболічні функції в (2.8) у ряди Макларена:

$$\begin{aligned} \operatorname{ch}(z) &= 1 + \frac{z^2}{2} + \frac{z^4}{24} + \dots, \\ \operatorname{sh}(z) &= z + \frac{z^3}{6} + \dots. \end{aligned}$$

Опускаючи члени більш високого порядку малості та залишаючи в рядах по одному члену, отримаємо:

$$K_1(j\omega) = \frac{1}{1 + \xi j\omega t_d}. \quad (2.11)$$

Коефіцієнту передачі (2.11) відповідає імпульсна перехідна характеристика (при $t > 0$) (2.12):

$$K_1(t) = \frac{1}{\xi t_d \exp\left(-\frac{t}{\xi t_d}\right)}. \quad (2.12)$$

Таким чином, в області великих значень проміжків часу імпульсна характеристика спадає за експоненціальним законом. Недолік наближення (2.11) полягає в моделі абсолютно крутого фронту перехідної характеристики в області малих проміжків часу. При коротких діючих імпульсах розрахована швидкість наростання поля, що проникнуло, буде завищеною. Пояснюється це тим, що не врахований скінефект [3]. Уникнути цього можна, розкладаючи коефіцієнт передачі у ряди більш високих порядків.

Так, розклавши гіперболічні функції в знаменнику виразу (2.8) у ряди Макларена і залишивши в розкладанні по два члени, одержимо (з урахуванням $\xi \gg 1$):

$$K_2(j\omega) \approx \frac{1}{(1+\xi j\omega t_d)(1+\xi\omega t_d/6)}. \quad (2.13)$$

Зворотне перетворення Фур'є виразу (2.13) дає:

$$K_2(t) \approx \frac{1}{\xi t_d} \left[\exp\left(-\frac{t}{\xi t_d}\right) - \exp\left(-6\frac{t}{t_d}\right) \right]. \quad (2.14)$$

Функція $K_2(t)$ збігається з точною імпульсною перехідною характеристикою в області великих значень часу і має кінцеву швидкість наростання при його малих значеннях.

Графіки функції $K_2(t)$ при малих значеннях часу для різноманітних значень ξ зображені на рис. 2.12 штриховою лінією. В області малих значень часу, як вже зазначалося, точною можна вважати імпульсну перехідну характеристику $K_B(t)$. Як видно з рис. 2.12, характеристики $K_2(t)$ та $K_B(t)$ близькі як за максимумом, так і за найбільшим значенням похідної (швидкості наростання) на початковій ділянці (в області малих значень часу).

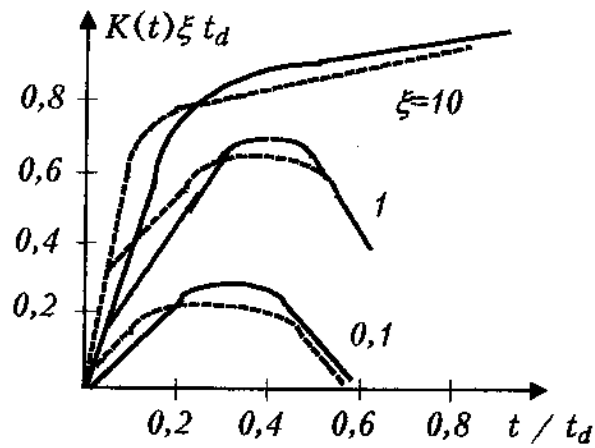


Рисунок 2.12 — Імпульсні перехідні характеристики сферичних екранів з різноманітними значеннями ξ

Вираз для імпульсної перехідної характеристики магнітного екрану має вигляд (2.15):

$$K_2(t) = \frac{1}{1+\xi_2} \frac{\omega_1 \omega_2}{\omega_2 - \omega_1} (e^{-\omega_1 t} - e^{-\omega_2 t}). \quad (2.15)$$

На рис. 2.12 показані імпульсні перехідні характеристики сферичних екранів з різноманітними значеннями ξ_1 суцільною кривою – точні функції, штриховою – наближені імпульсні характеристики (2.15).

Недолік методу, заснованого на застосуванні перетворень Фур'є, полягає в тому, що залежність від частоти головних амплітудно-частотних характеристик навіть найпростіших екранів достатньо складна. Це стає на заваді можливості здійснення зворотних перетворень Фур'є з метою визначення імпульсних перехідних характеристик екранів.

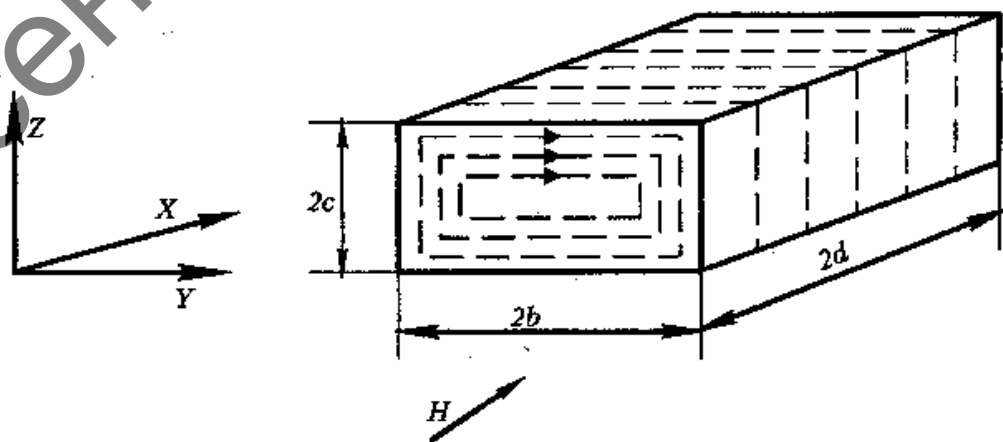


Рисунок 2.13 — Корпус-екран ЦТЗ у магнітному полі перешкоди

Операторний метод, заснований на перетворенні Лапласа, застосуємо для розрахунку імпульсних нестационарних полів при конкретних характерних видах впливів завад та оцінки ефективності екранування реальних корпусів-екранів (рис. 2.13).

Матеріал екрана — немагнітний метал з однорідними та ізотропними властивостями питомої електричної провідності σ та відносною магнітною проникливістю $\mu = 1$. Екран має товщину стінки d .

Для визначення ефективності екранування перейдемо від зображеного на рис. 2.13 прямокутного корпусу-екрана ЦТЗ до еквівалентної йому за захисними властивостями оболонки еліпсоїдальної форми з лінійними розмірами напівосей a, b та з такими, що $a > b > c$ (рис. 2.14).

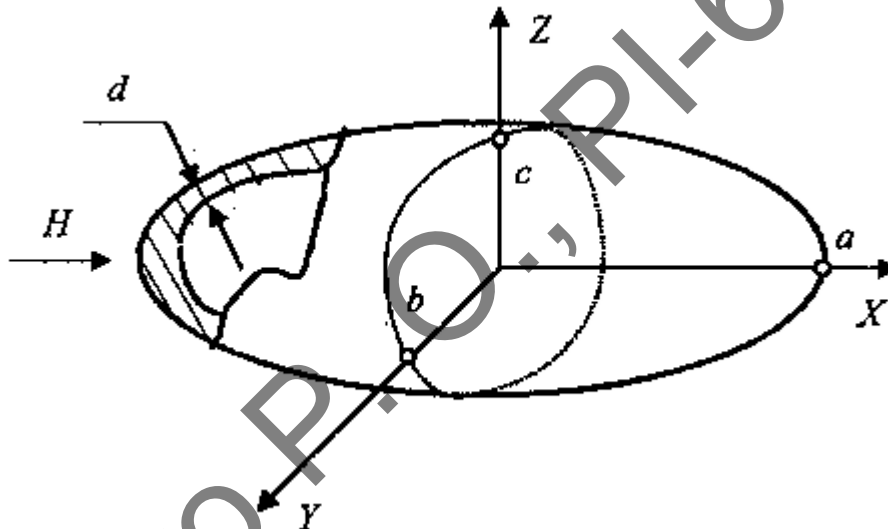


Рисунок 2.14 — Еліпсоїдальна оболонка в полі, що несе заваду

При цьому математична модель проникнення поля в екран з використанням диференціального рівняння Максвелла в операторній формі виглядає, в такий спосіб:

$$\frac{d^2 H_x(p)}{dz^2} - k^2 p H_x(p) = 0, \quad (2.17)$$

де $k^2 = \mu_0 \sigma$;

$p H_x(p)$ — операторне зображення першої похідної часі від напруженості магнітного поля, яке викликане поверхневими струмами Фуко.

Розв'язок операторного рівняння (2.15) спільно з граничними умовами $H_x(0, p) = H_1(p)$ дає:

$$H_3(p) = \frac{H_1(p)}{\operatorname{ch}(k\sqrt{pd}) + [\sigma E_3(d,p)/k\sqrt{p}H_2(p)]\operatorname{sh}(k\sqrt{pd})}, \quad (2.18)$$

де $H_1(p)$ – зображення функції напруженості магнітного поля завади;

$E_3(d,p)$ – зображення напруженості індукційного електричного поля на внутрішній поверхні екрана;

$H_2(p)$ – зображення шуканої функції напруженості магнітного поля в екранованому обсязі.

На рис. 2.15 показані графічні залежності коефіцієнта форми екрана від співвідношення лінійних розмірів корпусу екрана ЦТЗ та його орієнтації у просторі по відношенню до напрямку вектора напруженості магнітного поля завади.

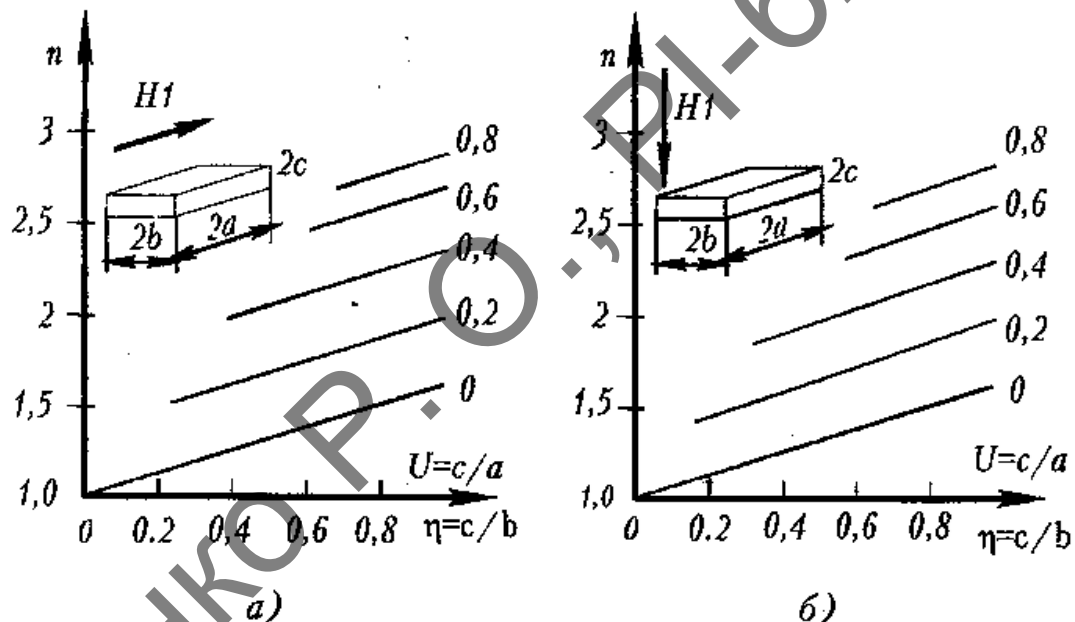


Рисунок 2.17 — Залежність коефіцієнта форми корпусу-екрана ЦТЗ від співвідношення його лінійних розмірів для магнітних полів: а) поздовжніх; б) поперечних

Оцінимо ефективність екранування імпульсних нестационарних електромагнітних полів для конкретних імпульсних перехідних характеристик екранів і впливів, що екрануються. Задача підвищення ефективності екранування ЦТЗ при імпульсних впливах найбільш актуальна при підвищених значеннях потужностей впливу, наприклад, у результаті потужних струмових розрядів, розрядів блискавок тощо.

Напруженість магнітного поля випромінювання блискавки виражається експоненціальною залежністю від часу:

$$H_1(t) = H_{max1} \sum_{i=1}^2 (-1)^{i+1} \exp(-a_i t), \quad (2.19)$$

де a_i – стала.

Зображення за Лапласом напруженості магнітного поля має вигляд:

$$H_1(p) = H_{max1} \sum_{i=1}^2 (-1)^{i+1} (p + a_i). \quad (2.20)$$

Яке спільно з (2.18) дає операторне зображення для поля усередині екрана у вигляді:

$$H_3(p) = H_{max1} \sum_{i=1}^2 \frac{1}{(p+a_i)[\operatorname{ch}(k\sqrt{p}d) + (k\sqrt{p}R/n)\operatorname{sh}(k\sqrt{p}d)]}, \quad (2.21)$$

де $c = R$ – найменше з лінійних розмірів корпусу ЦТЗ.

На рис. 2.16 зображені графічні залежності коефіцієнта передачі $K_H = H_{max3}/H_{max1}$ і від безрозмірних параметрів, побудовані за рівнянням (2.22).

Характер наростання та спаду імпульсу напруженості (2.22) магнітного поля в екранованій області визначається внеском доданків нескінченної суми й обумовлений коренями характеристичного рівняння.

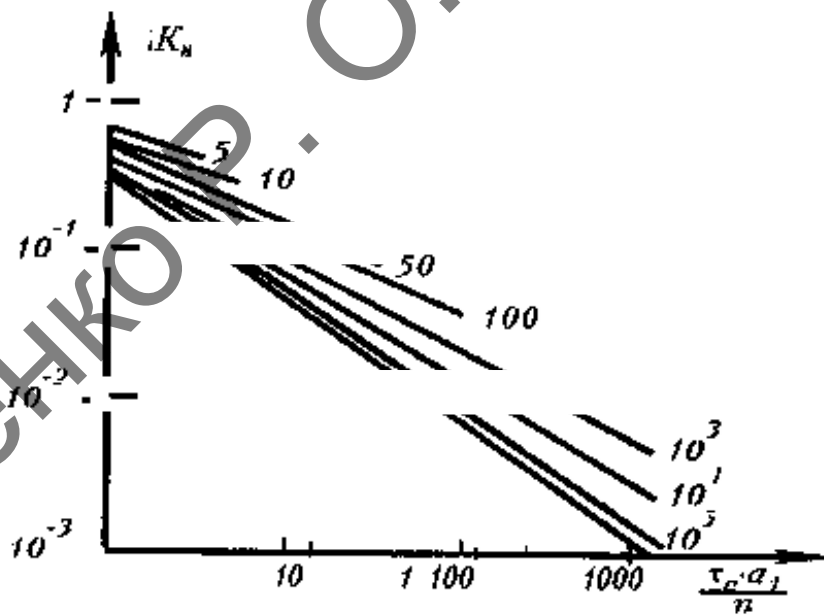


Рисунок 2.16 — Графіки коефіцієнта передачі

Вираз який визначає зміну у часі напруженості магнітного поля в області екранування:

$$H_3(t) = \frac{H_{max1}(a_2 - a_1)}{\tau_e a_1 a_2} \cdot \left[\exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right) - 2 \exp\left(-\frac{\pi^2 t}{\tau_{диф}}\right) \right], \quad (2.22)$$

де $\tau_e = \mu_0 \sigma R d / n$; $\tau_{диф} = \mu_0 \sigma d^2$.

Отриманий вираз може бути використаний для визначення часової зміни напруженості магнітного поля в об'ємі, що екранується, при зовнішній дії полів випромінювання блискавки для екранів, у яких $\tau_e > \tau_{i1}$ де τ_{i1} – тривалість імпульсу поля завади.

З рівняння (2.22) з урахуванням зроблених припущень можна одержати спрощені аналітичні вирази для визначення амплітудно-часових характеристик полів в екранованих корпусах ЦТЗ об'ємах при імпульсному зовнішньому впливі.

2.4 Висновки за розділом

Задача підвищення ефективності екранування ЦТЗ при імпульсних впливах найбільш актуальна при підвищених значеннях потужностей впливу, наприклад, у результаті потужних струмових розрядів, розрядів блискавок тощо.

За наведеними даними можна міркувати про те, що ефективність екранування короткочасних імпульсних впливів може бути нижча за ефективність екранування гармонічних впливів. При імпульсних впливах захисні властивості екранів повинні поліпшуватися за рахунок їх форми, властивостей матеріалу та інших заходів.

3 ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ІНТЕРФЕЙСІВ ЦТЗ

3.1 Програмні та апаратні засоби реалізації ЦТЗ

При модульній побудові ЦТЗ уніфіковані модулі - це функціонально та конструктивно завершені вузли, що володіють уніфікованими функціональними властивостями і більш розвинутими властивостями сумісності, ніж звичайні функціональні модулі. Модулі ЦТЗ мають властивості сумісності: конструктивної, логічної, електричної, інформаційної, програмної, електромагнітної. Програмне обчислювальне середовище керуючих ЦТЗ бере участь у виконанні їх функцій поряд з апаратними засобами, а також у здійсненні й організації взаємодії (сполучення) модулів. Можливість виконання функцій призначення ЦТЗ програмними й апаратними засобами забезпечує одержання нових властивостей. ЦТЗ пристосовані до перебудови, видозмінення та нарощування їх функцій призначення лише за рахунок зміни характеру програмного середовища при незмінному складі апаратних засобів. ЦТЗ також припускають зміну свого апаратного складу без зміни структури та складу магістралі (джгута, монтажу).

Термін «інтерфейс» звичайно трактується як синонім слова «сполучення» і розуміється як сукупність апаратних схемотехнічних та програмних засобів, які безпосередньо не беруть участі в реалізації функцій призначення, а лише забезпечують взаємодію складових частин системи. У ряді випадків під інтерфейсом розуміють програмні засоби операційної системи (ОС), що створюють обчислювальне середовище для функціонування трансляторів із різномінітних алгоритмічних мов, компоновувачів тощо. Обчислювальне середовище ОС забезпечує взаємодію і є посередником між користувачем, апаратними та програмними засобами ЦТЗ.

3.2 Структурні схеми та логічні функції інтерфейсів ЦТЗ

Основна відміна уніфікованих функціональних модулів — їхня сполучність, тобто широка можливість з'єднання з іншими функціональними частинами цифрових технічних засобів (ЦТЗ) [8]. Через різницю в принципах дій

модулів у структурну схему ЦТЗ (рис. 1) доводиться додатково вводити каскади, інтерфейсні блоки, що виконують функцію сполучення. Це устаткування створює самостійну частину системи — канал передачі даних. В задачу каналу входить формування даних, розподіл їх між складовими частинами системи, задання черговості та пріоритетності роботи модулів тощо.

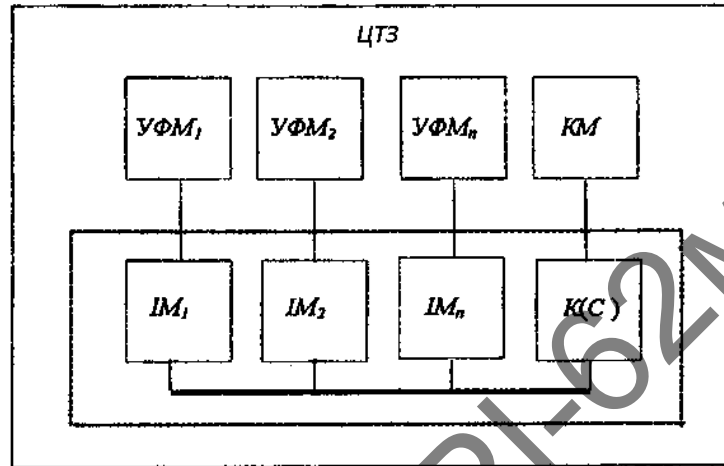


Рисунок 3.1 — Структурна схема модульних ЦТЗ: УФМ – уніфікований функціональний модуль, ІМ – інтерфейсний модуль, КМ – модуль для керування; КС – модуль керування

У загальному випадку такий канал містить інтерфейсні модулі, кола передачі цифрових кодованих даних та команд, пристрої керування роботою схеми — керуючі модулі і контролери (сервери), що контролюють та координують дії окремих складових частин ЦТЗ. Розглядаючи логічні схеми сполучення функціональних, інтерфейсних керуючих модулів або контролерів окремо від інших складових частин, відкидають відповідні зв'язки. Місця розриву зв'язків іменують точками сполучення.

Через такі точки здійснюється взаємодія функціональних модулів або інших складових частин систем один з одним. У точки сполучення по цифрових лініях колективного користування (ЛКК) або по загальних шинах (ЗШ) надходять цифрові дані та вхідні керуючі сигнали X . Вхідні сигнали описуються набором характеристик:

$$X_i \in X$$

де X – задана дискретна множина вхідних сигналів; X_i – вхідний сигнал; $i = 1, 2, \dots, t$ (для даного модуля i -й вхідний сигнал являє собою двійковий код).

Модулі ЦТЗ відповідно до інтерфейсних повідомлень видають дискретні сигнали, що описуються набором характеристик:

$$Y_i \in Y$$

де: Y – задана множина вихідних сигналів; Y_i – вихідний сигнал; $i = \overline{1, n}$.

Для даного модуля вихідний сигнал визначається співвідношенням:

$$Y_i = f(X_i)$$

де: $f(X_i)$ – функція алгебри логіки, визначена на наборах X_i .

Одним із головних принципів створення ЦТЗ є вимога, щоб засоби одного функціонального призначення утворювали параметричні ряди.

Параметричним рядом є обмежена сукупність однакових за функціональним призначенням технічних засобів, що володіють взаємозамінністю та упорядковані за значеннями ключових вхідних і вихідних параметрів (X, Y).

Очевидно для модулів, що сполучаються, чим більший набір X та Y характеристик сигналів, тим більш обмеженим буде і більш широкі можливості для взаємозамінності та сполучення з іншими пристроями.

Типи обчислювальних керуючих засобів, які сьогодні застосовуються, сприяють також зниженню габаритних розмірів, досягненню необхідного відношення вартості до продуктивності, гнучкості у побудові мультисистем та їхньої надійності, високого ступеня адаптації до цільової функції. Для удосконалення функціональної повноти, структури, надійності, завадозахищеності модульних ЦТЗ поряд з традиційними властивостями сумісності модулів (логічної, інформаційної, програмної, конструктивної, електричної) повинна забезпечуватися додаткова властивість їхньої сумісності — властивість електромагнітної сумісності.

Інтерфейси повинні самі мати досконалі властивості електромагнітної сумісності, електромагнітної та інформаційної захищеності і сприяти розвитку цих властивостей модульних ЦТЗ [8].

3.3 Електромагнітна сумісність мереж ЦТЗ

У ЦТЗ, лінії колективного користування (ЛКК) в основному застосовуються радіальні (узгоджені на одному кінці) та магістральні (узгоджені на двох

кінцях) лінії зв'язку (ЛКК, канали загального користування (КЗК)). Схеми узгодження ліній зв'язку можуть бути послідовного та паралельного типів. Вони визначають максимальну довжину ліній, швидкодію, характеристику навантаження передавачів та конструктивні рішення ліній (кабелі, секції, плати в модулі) тощо.

Найпростіша радіальна лінія зв'язку являє собою кабель з передавачем і приймачем на кінцях, за які використовують стандартні мікросхеми чи пристрої швидкодіючих каналів зв'язку ЛКМ. При передачі дискретної інформації здійснюється перемикавання лінії, при цьому в ній накопичується електрична W_e і магнітна W_m енергії:

$$W_e = CU^2/2; W_m = LI^2/2 = C(I\rho)^2/2,$$

де C, L – паразитні ємність та індуктивність лінії;

U, I – напруга та струм при передачі сигналу;

ρ – хвильовий опір лінії.

Нехтуючи складовими частинами магнітної енергії, врахуємо звичайно тільки заряд та розряд ємності лінії зв'язку. Довжину лінії вибирають з тією умовою, що ємнісне навантаження повинно бути менше за допустиме для мікросхем (пристроїв) передачі. При цьому враховують тривалість перехідного процесу, а також викиди сигналів на вході приймачів (динамічна завадостійкість).

Завадостійка передача сигналів на монтажних платах модулів і між ними це основа надійності систем. Допустимий рівень статичних завад для мікросхем ТТЛ звичайно дорівнює 0,4 В, але в лініях зв'язку можливі імпульсні завади, допустиме значення яких визначається їхньою тривалістю. Наприклад, при тривалості завади 15 нс допустиме значення їх дорівнює 2 В. Лінії передачі сигналів виконують друкованими проводами, прямуючи до їхнього перпендикулярного розміщення на різних сторонах плати й у різноманітних шарах. Допустима довжина паралельних ліній на одній стороні плати, наприклад, для п'яти провідників при відстані між ними 1 мм становитиме близько 50 мм,

а при відстані 5 мм і більше – 70 мм. Міжплатні з'єднання виконують у вигляді джгута паралельних проводів або монтажної панелі (крос-панелі), лінії зв'язку та окремими провідниками. До одного передавального елемента від'єднують до п'яти радіальних ліній. При передачі на декілька десятків метрів лінії зв'язку виконують кабелем зі скрученими парами, а на більшу відстань в ЛКМ коаксіальними кабелями. Якість передачі сигналів по лініях зв'язку визначається зберіганням форми переданих сигналів, тобто ступенем їхнього спотворення, яке може відбуватися з наступних причин.

1. В результаті роздвоювання сигналів в області його фронту, що може призвести до подвійного розрахунку або спотворення керуючих сигналів. Вони виникають від перехресних наводок через паразитні ємності або в результаті відбитку із-за паразитні ємностей узгоджуючих схем на кінці лінії передачі сигналів.

2. Внаслідок викидів позитивного та негативного фронтів сигналів, що виникають при перевищенні опору узгоджуючих схем характеристичного опору лінії, що властиво, наприклад, мікросхемам (вхідний опір більше 500 Ом). При збільшенні крутизни фронту сигналу викиди зростають. Проте дуже повільне наростання фронту сигналу може призвести до змагань. Якщо сигнал на вході мікросхеми знаходиться в області перемикання тривалий період, у цей момент можливі сприйняття шумових сигналів.

Якщо опір джерела достатньо високий, шум може сприйматися навіть при досягненні сигналом на вході сталого значення. Для зниження таких ефектів на платі як лінії передачі сигналів використовують мікростріпи (витравлені смужки друкованої плати) з характеристичним опором 90 – 100 Ом або кабелі зі скрученими парами з таким же характеристичним опором.

Перевагою кабеля зі скрученими парами є зниження перехресних завад завдяки ефекту екранування земляним провідником ємності і взаємної індуктивності між двома провідниками. Лінія передачі даних із хвильовим опором 90 Ом забезпечує достатньо низький опір на вході пристрою, тому рівень шуму знизиться.

Недоліком передачі сигналу по кабелю із скрученими провідниками є наявність паразитивних ємностей узгоджувачих пристроїв, які можуть призводити до неузгодженості навантаження лінії і появи відбитого сигналу, тому передавач і приймач повинні мати малі паразитивні ємності.

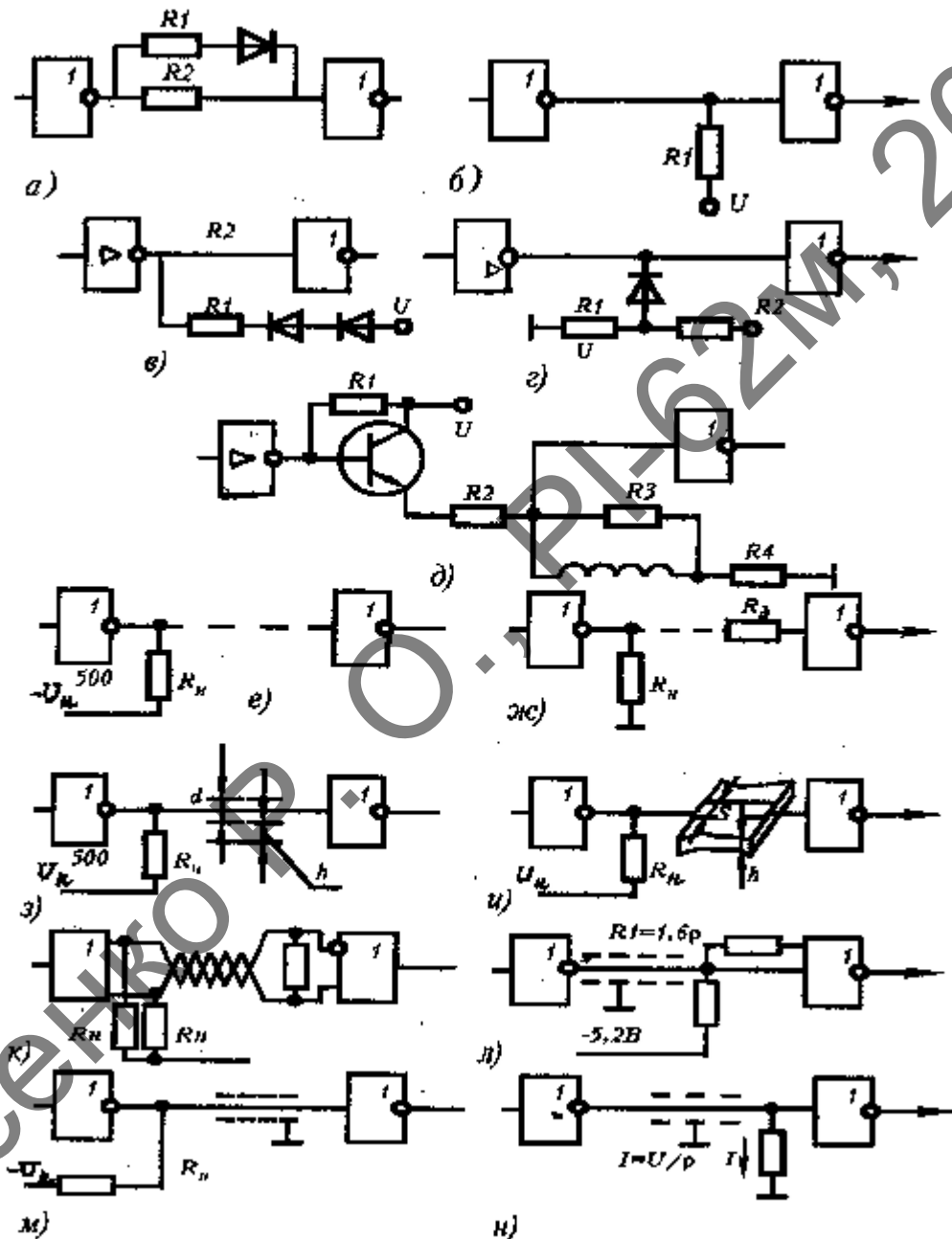


Рисунок 3.2 — Методи узгодження схем

Для компенсації ємності в схему послідовно з передавачем і приймачем включають невеликі компенсуючі індуктивності. Другий недолік скручених пар – можливість появи викидів сигналів при навантаженні кабеля опором більше 90 Ом (наприклад, при використанні мікросхем).

Передача сигналів логічних елементів транзисторно- транзисторної логіки (ТТЛ) здійснюється з використанням схем послідовного і паралельного узгодження. Послідовне узгодження (рис. 3.2, а) відрізняється простотою схеми, але малою завадостійкістю, тому що існує відбиток при малому входньому опорі приймача (коефіцієнт відбитка близький до 1). Для таких ліній використовують екранований кабель і стробування сигналів.

У схемі послідовного узгодження (рис. 3.2, а) використовують резистори R_1 та R_2 , причому з першим з'єднують діод. Резистори забезпечують вихідний опір кола послідовно включених елементів передавача і схеми узгодження, рівний хвильовому опору лінії. Час затримки (установлення) сигналів дорівнює добутку питомої затримки на довжину лінії. Паразитні викиди приймача істотно зменшуються.

Паралельне узгодження використовують для підвищення завадостійкості і довжини лінії зв'язку (рис. 3.2, б, в, г).

Максимальна довжина ліній зв'язку

$$l_{max} = \frac{\tau_{\phi}}{k} V,$$

де τ_{ϕ} – тривалість фронту сигналу;

k – константа, що характеризує монтажні і схемні особливості лінії;

V – швидкість поширення сигналу в лінії.

На відстані до 4 м застосовують схему узгодження з резистором R_1 і двома діодами, при цьому використовують екранований імпульсний кабель, як передавач - мікросхеми з підвищеною навантажувальною здатністю, резистор опором $R_1 = 120$ Ом, високочастотні діоди (рис. 3.2, в).

Варіант лінії зв'язку на відстань порядку 50 м виконують таким же кабелем, але схема узгодження (рис. 3.2, г) містить у собі резистори опором $R_1 = 110$ Ом, $R_2 = 680$ Ом, діод типу КД510А.

Тут за рахунок джерела живлення і ді одної схеми збігу може бути компенсоване падіння напруги на проводах лінії. Падіння напруги в лінії може бути компенсоване також застосуванням спеціального транзисторного підсилювального каскаду.

У магістральних лініях зв'язку приймачі і передавачі розосереджені за довжиною ліній, що потребує їхнього узгодження на обох кінцях, а це збільшує навантаження на передавачі. У таких лініях використовують плоский кабель.

Для зменшення завад між дротами плоских кабелів їх заземлюють (рис. 3.3). В лініях використовують коаксіальні кабелі з різноманітними хвильовими опорами від 50 до 120 Ом, але перевага віддається кабелю з хвильовим опором в 50 Ом.

Передача сигналів логічних елементів емітерно зв'язаної логіки (ЕЗЛ) по лініях зв'язку здійснюється із швидкістю майже на порядок вищою, ніж сигналів ТТЛ. Високі значення характеристик мікросхем ЕЗЛ досягаються використанням високочастотних транзисторів у ненасиченому режимі.

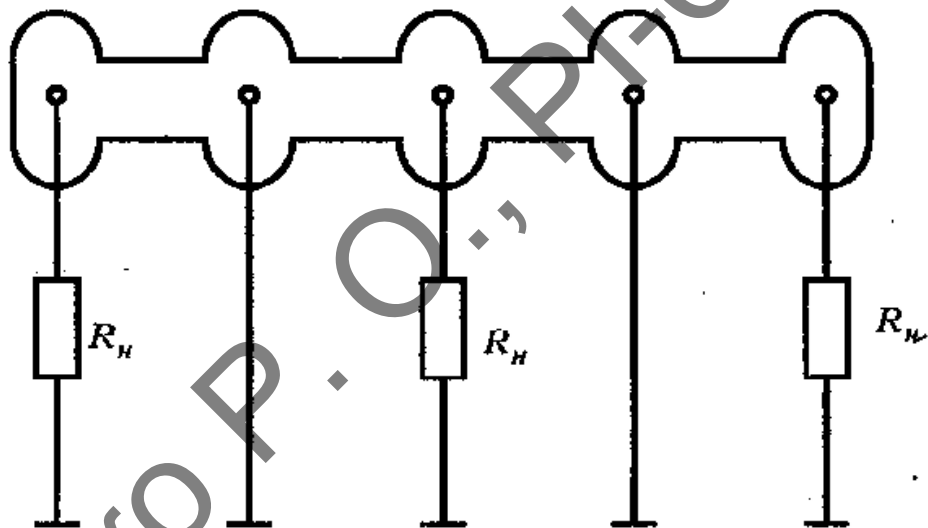


Рисунок 3.3 — Зменшення завад між дротами плоских кабелів за допомогою заземлення

Передача сигналів можлива такими методами: за окремими провідниками (рис. 3.2, е, ж) по провіднику, розташованому над металізованою поверхнею “земля” (рис. 3.2, л); за допомогою плоскої лінії (рис. 3.2, и); витю парю проводів (рис. 3.2, м) або коаксіальним кабелем (рис. 3.2, л, н, м).

Допустиме значення викидів 30 % (до границь насичення вхідного транзистора) і 10 % (у межах логічних рівнів). В інших варіантах схем передачі сигналів ЕЗЛ необхідно враховувати розподілені параметри ліній зв'язку.

При затримці сигналу не більше 0,5 не лінію використовують без узгодження, а при більшій затримці її узгоджують паралельно на виході або послідовно на вході.

3.4 Висновки за розділом

Отже, при розробці компонування ЦТЗ доводиться враховувати складну сукупність факторів, зв'язаних з особливостями функціонування й експлуатації засобів, випадковими паразитними зв'язками і тепловими режимами всередині ЦТЗ, геометричними розмірами і формою окремих елементів конструкцій.

4 РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЕКРАНІВ ЦИФРОВИХ ТЕХНІЧНИХ ЗАСОБІВ

Для екранування електромагнітних випромінювань застосовуються екрани з матеріалів, які повинні мати певні властивості: на високих частотах рекомендується використовувати матеріали з великим значенням магнітної проникності μ , а на низьких частотах – з високою провідністю σ .

Це пов'язано з тим, що на низьких частотах принцип екранування полягає в тому, щоб силові лінії магнітного поля пройшли в основному в стінках екрана. На високих частотах електромагнітне поле викликає вихрові струми, що створюють поле, спрямоване назустріч зовнішньому і компенсує його.

4.1 Розрахунок коефіцієнтів екранування основних екрануючих матеріалів

Для розрахунків електромагнітних екранів найчастіше використовується заміна реальної конструкції на плоскопаралельну. Розрахунок плоскопаралельного екрана визначається як відношення тангенціальних складових електричних і магнітних полів. Коефіцієнт проходження електромагнітної хвилі через шар екрана являє собою ефективність екранування, так як дорівнює відношенню амплітуд хвилі, що пройшла, і хвилі, що падає на екран.

У загальному випадку – при комплексних діелектричній і магнітній проникливості матеріалу – теоретичний аналіз наведеного виразу є важливим, тому використовується розрахунок ефективності екранування за поглинанням і відбиттям падаючої хвилі екраном [1].

Коефіцієнт ефективності екранування визначається за формулами:

$$S = S_{\pi} S_{\text{в}}, \quad (4.1)$$

$$S_{\pi} = [\text{ch}(kd)]^{-1}, \quad (4.2)$$

$$S_{\text{в}} = [1 + 0,5(N + 1/N)\text{th}(kd)]^{-1}, \quad (4.3)$$

$$N = Z_{\text{д}}/Z_{\text{м}},$$

де S_{π} – ефективність екранування поглинанням;

$S_{\text{в}}$ – ефективність екранування відбиттям;

$Z_{\text{д}} = 377$ – хвильовий опір діелектрика, Ом;

$Z_m = 2\pi f \sqrt{\mu_m / \sigma}$ – хвильовий опір металу, Ом;

$k = j2\pi f \sqrt{\mu \sigma}$ – коефіцієнт поширення в металі;

d – товщина екрана, м;

l – відстань між стінками екрана, м;

μ – магнітна проникність матеріалу, Гн/м ;

σ – електрична провідність, См/м,

f – частота, Гц.

Механізм екранування поглинанням є теплові втрати в екрані, викликані вихровими струмами: чим вища частота і чим товстіший екран, тим значніший ефект екранування.

Комплексний характер S_{π} свідчить про те, що модуль його характеризує ступінь екранування, а кут показує зміщення фази, яке отримує вектор напруженості електромагнітного поля, проходячи через екран.

Екрануючий ефект поглинання тим вищий, чим більша магнітна проникність і електрична провідність металу. Тому екрануючий ефект поглинання значно більший у магнітних металів, ніж у немагнітних.

Екранування відбиттям S_v пов'язане з невідповідністю хвильових характеристик екрана, металу і навколишнього середовища – діелектрика. Чим більша різниця між Z_m і Z_d , тим сильніший ефект відбиття.

Коефіцієнт екранування (4.4):

$$B = \ln|1/S| = \ln|1/(S_{\pi}S_v)|, \quad (4.4)$$

або,

$$B = B_{\pi} + B_v = \ln|1/S_{\pi}| + \ln|1/S_v|, \quad (4.5)$$

$$B = 20 \lg|1/S|. \quad (4.6)$$

Коефіцієнт екранування B виражається в неперах (Нп): один непер (1 Нп) – це таке затухання поля, при якому його амплітуда зменшується в $e = 2,718$ рази. На практиці часто коефіцієнт екранування виражається в децибелах (4.6). 1 Нп = 8,7 дБ (1 дБ = 0,115 Нп). Інакше кажучи – це затухання, що обумовлене екраном товщиною, яка дорівнює ефективній глибині проникнення δ (4.7), тобто $d = \delta$ і визначається формулою:

$$\delta = 1/\sqrt{2\pi f\mu\sigma}. \quad (4.7)$$

В табл. 4.1 приведені базові характеристики основних екрануючих матеріалів, а на рис. 4.1 та рис 4.2 приведені розраховані значення ефективної глибини проникнення матеріалів на різних частотах.

Таблиця 4.1 – Магнітна проникність та питомий опір екрануючих матеріалів

Матеріал	μ	ρ , См/м
Мідь	1	0,01
Алюміній	1	0,003
Латунь	1	0,06
Пермалой	10000	0,65
Сталь	100	0,1

Значення ефективної глибини проникнення матеріалів розраховані в двох діапазонах частот – ($10^2 \dots 10^5$) Гц (рис. 4.2) та ($10^5 \dots 10^8$) Гц (рис. 4.1). Розрахунки проведені за допомогою програмного продукту MathCAD (ДОДАТОК Б).

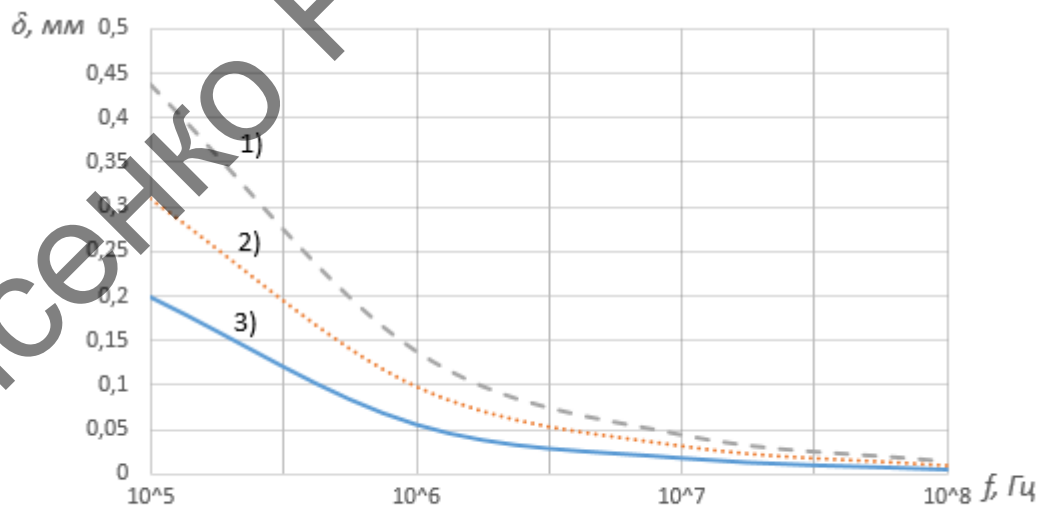


Рисунок 4.1 — Ефективна глибина проникнення – 1) Латунь; 2) Алюміній ;
3) Мідь

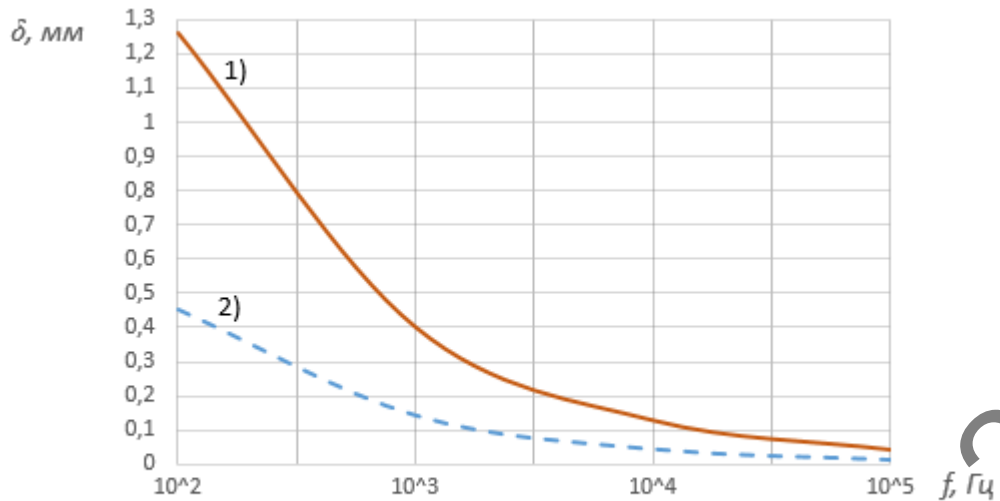


Рисунок 4.2 — Ефективна глибина проникнення — 1) Сталь; 2) Пермалой

Проведемо розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — мідь, товщиною $d = 0.1$ мм (табл. 4.1). Результати розрахунку приведені в табл. 4.2, а графік залежності $B(f)$, $B_{\Pi}(f)$ та $B_{\text{В}}(f)$ показаний на рис. 4.3.

Таблиця 4.2 — Залежність коефіцієнта екранування міді від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,883			1,904	2,213	3,472
B_{Π} , Нп	$3,7 \cdot 10^{-7}$	$3,7 \cdot 10^{-5}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	0,121	0,565	1,96
$B_{\text{В}}$, Нп	1,883		1,88	1,783	1,645	1,512

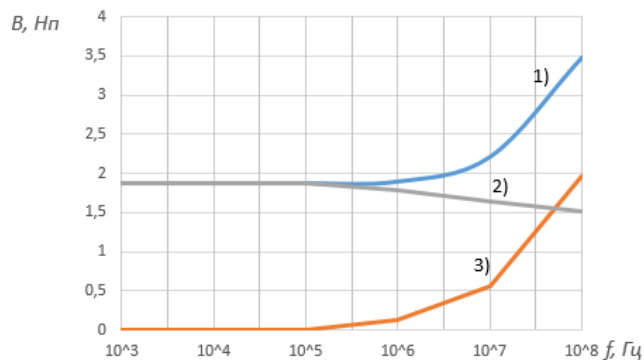


Рисунок 4.3 — Залежність коефіцієнта екранування міді від частоти f : 1) — B ; 2) — $B_{\text{В}}$; 3) — B_{Π}

Розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — алюміній, товщиною $d = 0.1$ мм (табл. 4.1). Результати розрахунку приведені в табл. 4.3, а графік залежності $B(f)$, $B_{\Pi}(f)$ та $B_{\text{В}}(f)$ показаний на рис. 4.4.

Таблиця 4.3 — Залежність коефіцієнта екранування алюмінію від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,757			1,759	1,874	2,547
B_{Π} , Нп	$4,2 \cdot 10^{-8}$	$4,2 \cdot 10^{-6}$	$4,2 \cdot 10^{-4}$	0,032	0,293	1,098
$B_{\text{В}}$, Нп	1,757			1,727	1,581	1,449

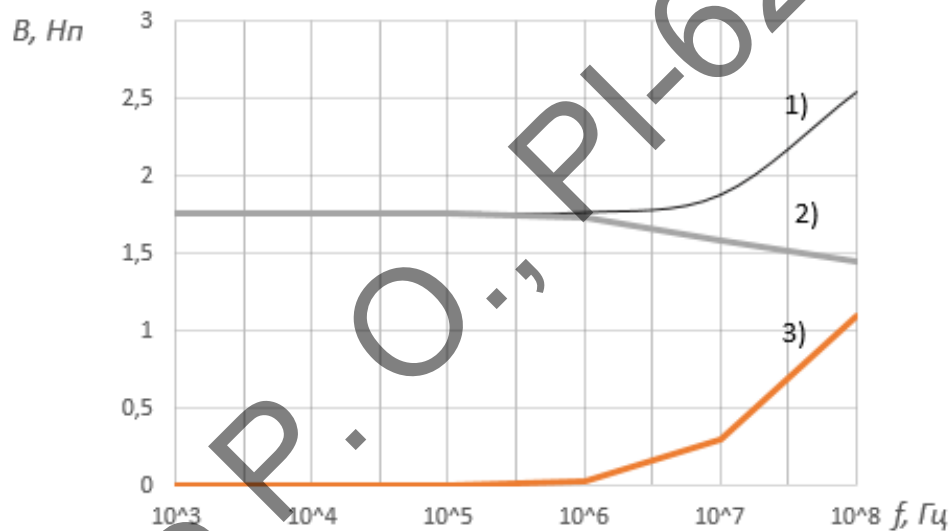


Рисунок 4.4 — Залежність коефіцієнта екранування алюмінію від частоти f :
1) — B ; 2) — $B_{\text{В}}$; 3) — B_{Π}

Розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — латунь, товщиною $d = 0.1$ мм (табл. 4.1). Результати розрахунку приведені в табл. 4.4, а графік залежності $B(f)$, $B_{\Pi}(f)$ та $B_{\text{В}}(f)$ показаний на рис. 4.5.

Таблиця 4.4 — Залежність коефіцієнта екранування латуні від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,677				1,725	2,162
B_{Π} , Нп	$1,5 \cdot 10^{-8}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$1,1 \cdot 10^{-4}$	$9,6 \cdot 10^{-3}$	0,181	0,754
$B_{\text{В}}$, Нп	1,677			1,684	1,542	1,409

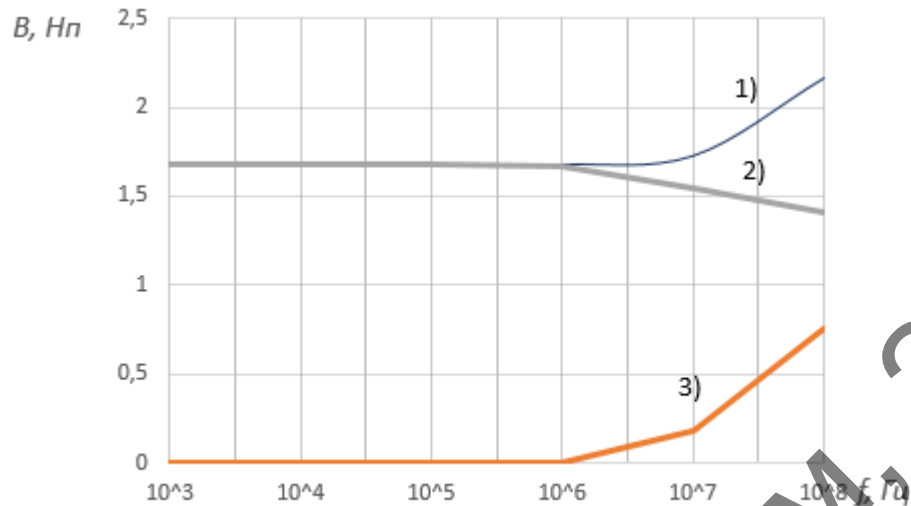


Рисунок 4.5 — Залежність коефіцієнта екранування латуні від частоти f :
1) – B ; 2) – B_v 3) – B_{π}

Розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — пермалой, товщиною $d = 0.1$ мм (табл. 4.1). Результати розрахунку приведені в табл. 4.5, а графік залежності $B(f)$, $B_{\pi}(f)$ та $B_v(f)$ показаний на рис. 4.6.

Таблиця 4.5 — Залежність коефіцієнта екранування пермалойю від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,403	1,446	1,861	3,457	8,795	25,961
B_{π} , Нп	$8,3 \cdot 10^{-3}$	0,173	0,72	2,45	7,92	25,219
B_v , Нп	1,395	1,273	1,14	1,007	0,875	0,742

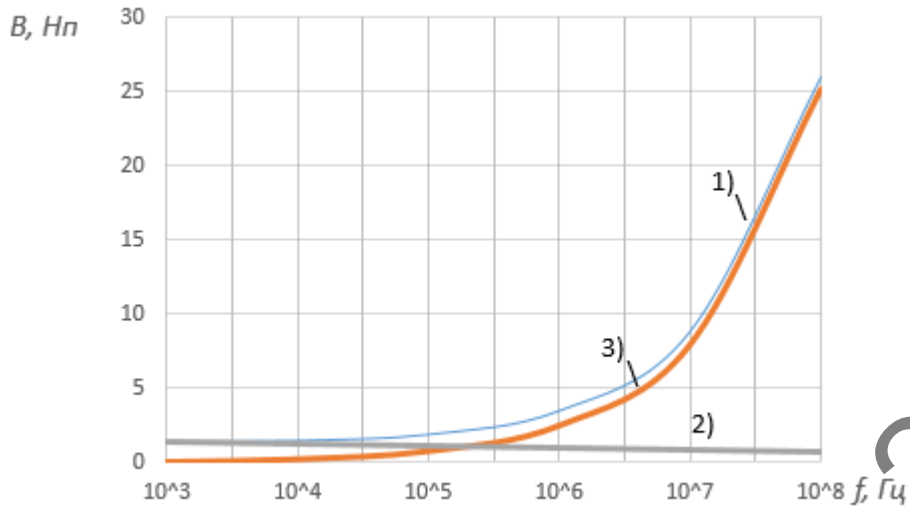


Рисунок 4.6 — Залежність коефіцієнта екранування пермаллою від частоти f : 1) — B ; 2) — B_v 3) — B_n

Розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — сталь, товщиною $d = 0.1$ мм (табл. 4.1). Результати розрахунку приведені в табл. 4.6, а графік залежності $B(f)$, $B_n(f)$ та $B_v(f)$ показаний на рис. 4.7.

Таблиця 4.6 — Залежність коефіцієнта екранування сталі від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,618	1,619	1,681	2,172	4,012	10,117
B_n , Нп	$1,5 \cdot 10^{-4}$	0,013	0,209	0,832	2,805	9,042
B_v , Нп	1,618	1,605	1,472	1,38	1,207	1,075

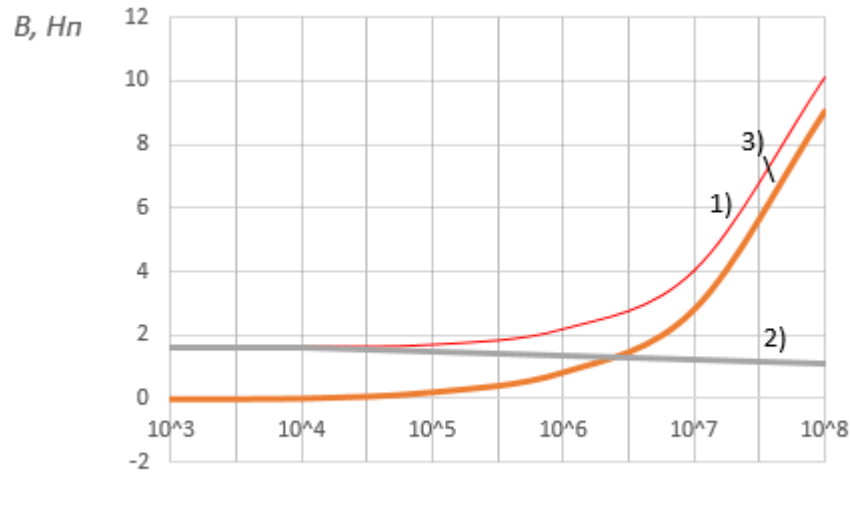


Рисунок 4.7 — Залежність коефіцієнта екранування сталі від частоти f : 1) – B ; 2) – B_v 3) – B_n

Порівняємо результати для коефіцієнта екранування (рис. 4.8) п'яти матеріалів екранів, згідно табл. 4.1. При цьому товщина екранів досліджуваних матеріалів становила $d = 0.1$ мм.

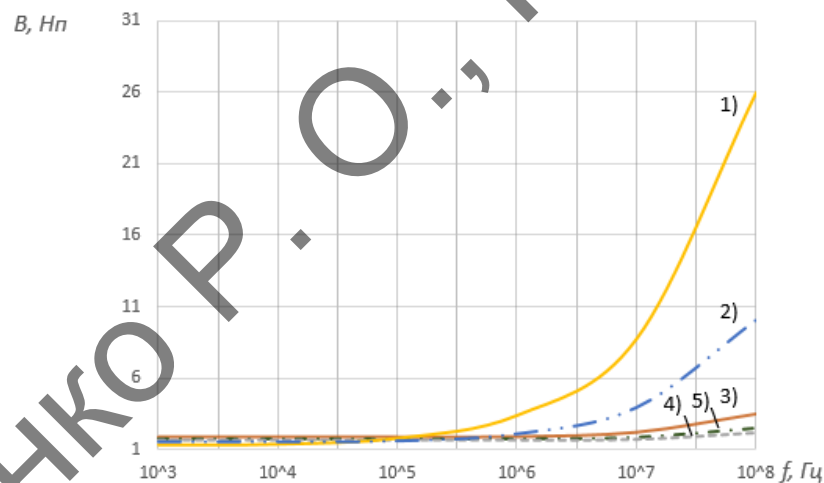


Рисунок 4.8 — Порівняльна залежність коефіцієнта екранування від частоти f для матеріалів

1) Пермалой; 2) Сталь; 3) Мідь; 4) Алюміній; 5) Латунь

Для зручності результати представлені також у збільшеному масштабі на рис. 4.9.

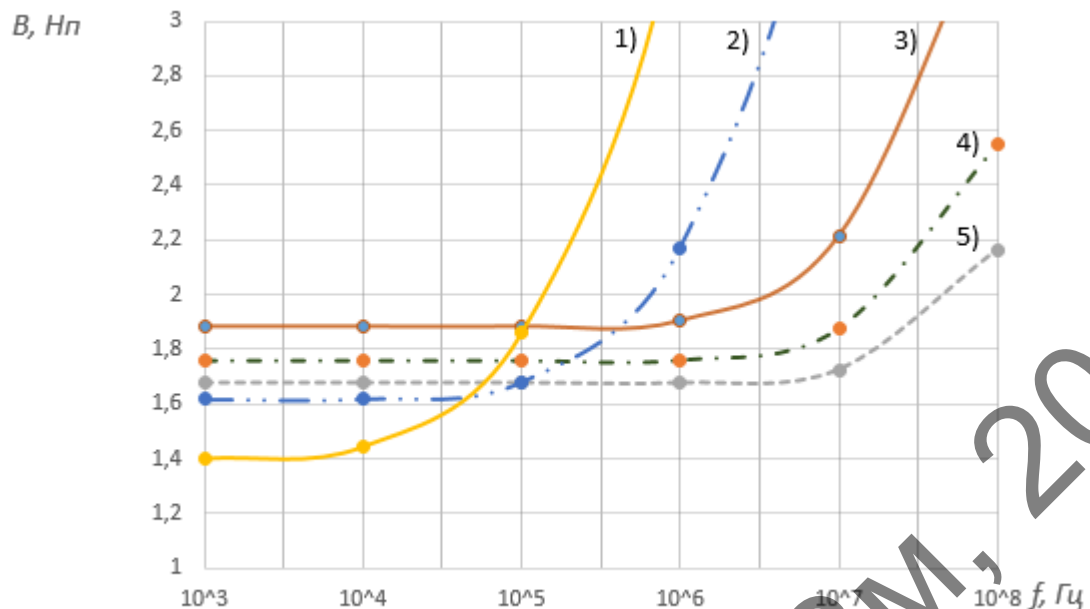


Рисунок 4.9 — Порівняльна залежність коефіцієнта екранування від частоти f для матеріалів (в збільшеному масштабі)

1) Пермалой; 2) Сталь; 2) Мідь; 4) Алюміній; 5) Латунь

Аналіз результатів розрахунків із графіків і таблиць показує, що найвищий коефіцієнт екранування B при однакових товщинах екранів ($d = 0,1$ мм) на частотах до 100 кГц має мідь, і становить 1,883 Нп. На частотах 100 кГц – 0,1 ГГц найвищий коефіцієнт екранування має пермалой, він становить (15...25,9) Нп.

4.2 Розрахунок коефіцієнтів екранування феритових сплавів

Перспективним напрямом для ефективного екранування магнітної складової електромагнітного поля є використання магнітом'яких феритів – це хімічні сполуки оксиду Fe_2O_3 з оксидами інших металів.

Магнітом'які ферити в основному застосовуються в промисловості, зокремо при виготовленні магнітопроводів, що працюють в слабких і сильних магнітних полях; магнітних підсилювачів, сердечників трансформаторів, котушок індуктивності, термомагнітних компенсаторів і т.д.

Особливий інтерес представляють складні ферити, які отримують в результаті поєднання феромагнітних і неферомагнітних матеріалів (наприклад, ZnO , Fe_2O_3 і NiO з Fe_2O_3). При цьому істотно поліпшується магнітні властивості, що пояснюється значним зниженням точки Кюрі до температур, які мало

перевищують робочу температуру виробів, а поблизу точки Кюрі магнітна проникність феромагнітного матеріалу різко зростає.

Ферити володіють високим питомим електричним опором (в $10^4 - 10^{12}$ разів більше, ніж метали), що призводить до малих втрат на вихрові струми.

Запропоновано використовувати ферит НМ 7500 (низькочастотний ферит на основі марганець-цинкового сплаву з магнітною проникністю $\mu = 7500$, електрична провідність $\sigma = 6 \cdot 10^7$ См/м) та НН 3000 (низькочастотний ферит на основі нікель-цинкового сплаву з магнітною проникністю $\mu = 3000$, електрична провідність $\sigma = 6 \cdot 10^7$ См/м) в якості екрануючих матеріалів для підвищення ефективності екранування магнітної складової електромагнітного випромінювання.

Перевагою обраних сплавів є те, що їхня магнітна проникність майже не змінюється із збільшенням частоти випромінювання, а великі значення магнітної проникності і питомого опору дозволяють отримати високий коефіцієнт екранування.

На рис. 4.10 представлені розрахунки ефективної глибини проникнення (4.6) для феритових сплавів в залежності від частоти. Розрахунки проведені за допомогою програмного продукту MathCAD (Додаток Б).

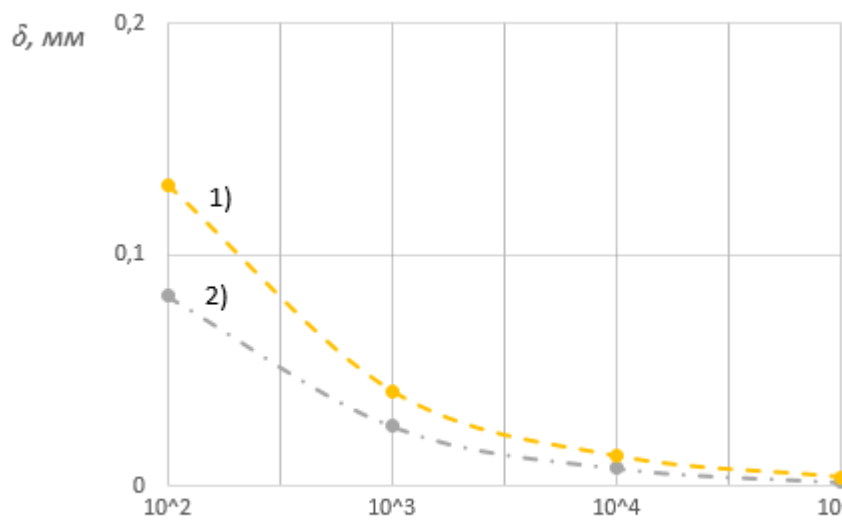


Рисунок 4.10 — Ефективна глибина проникнення для феритів
1) Ферит НН 3000 2) Ферит 7500

Розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — НМ 7500, товщиною $d = 0.1$ мм. Результати розрахунку приведені в табл. 4.7, а графік залежності $B(f)$, $B_{\pi}(f)$ та $B_{\nu}(f)$ показаний на рис. 4.11.

Таблиця 4.7 — Залежність коефіцієнта екранування НМ 7500 від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,996	2,818	5,705	15,122	45,184	—
B_{π} , Нп	0,362	1,317	4,336	13,885	44,08	—
B_{ν} , Нп	1,634	1,502	1,369	1,237	1,104	—

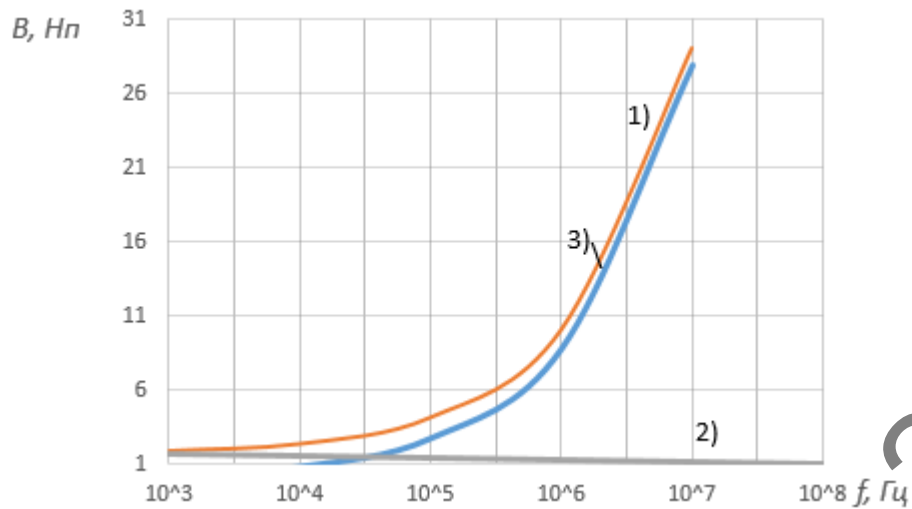


Рисунок 4.11 — Залежність коефіцієнта екранування від частоти f : 1) – B ; 2) – B_v 3) – B_n

Розрахунок (додаток Б) коефіцієнта екранування (4.4) для екрану з матеріалу — НН 3000, товщиною $d = 0.1$ мм. Результати розрахунку приведені в табл. 4.8, а графік залежності $B(f)$, $B_n(f)$ та $B_v(f)$ показаний на рис. 4.12.

Таблиця 4.8 — Залежність коефіцієнта екранування НН 3000 від частоти f

f , кГц	1	10	100	1000	10^4	10^5
B , Нп	1,886	2,358	4,135	10,042	29,006	—
B_n , Нп	0,2	0,803	2,713	8,752	27,849	—
B_v , Нп	1,687	1,554	1,422	1,289	1,157	—

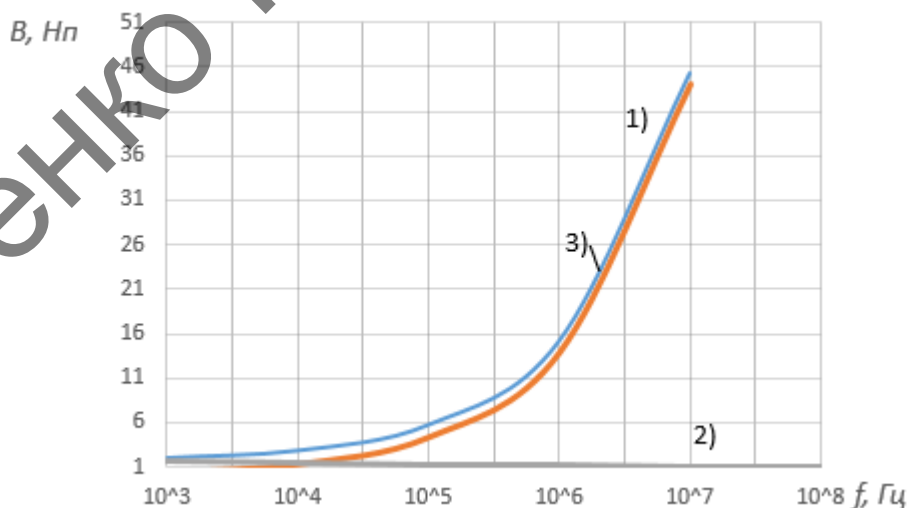


Рисунок 4.12 — Залежність коефіцієнта екранування НН 3000 від частоти f : 1) – B ; 2) – B_v 3) – B_n

На основі проведеного аналізу побудовано залежність коефіцієнта екранування від частоти електромагнітних випромінювань для феритних сплавів

(рис. 4.12) і представлено сукупність графіків залежності коефіцієнтів екранування від частоти для різних екрануючих матеріалів (рис. 4.13).

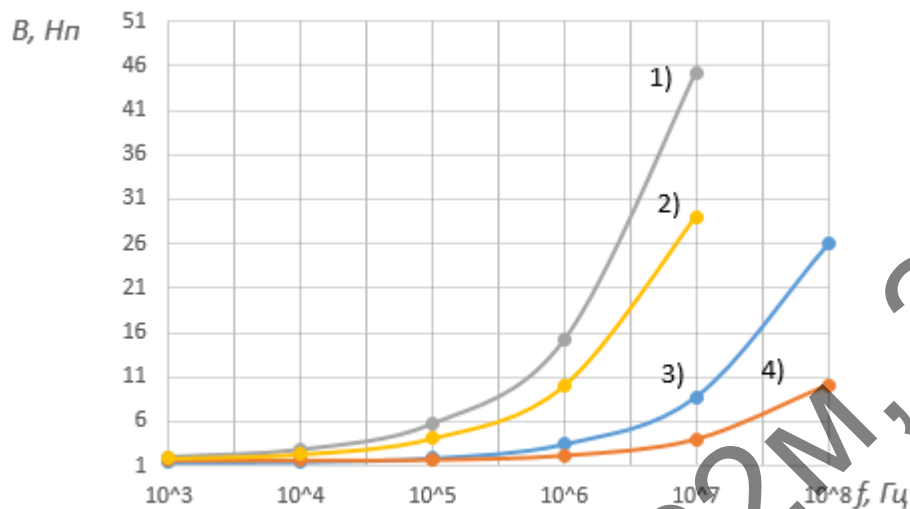


Рисунок 4.13 — Порівняльна залежність коефіцієнта екранування від частоти f для матеріалів
1) НМ 7500; 2) НН 3000; 3) Пермалой; 4) Сталь

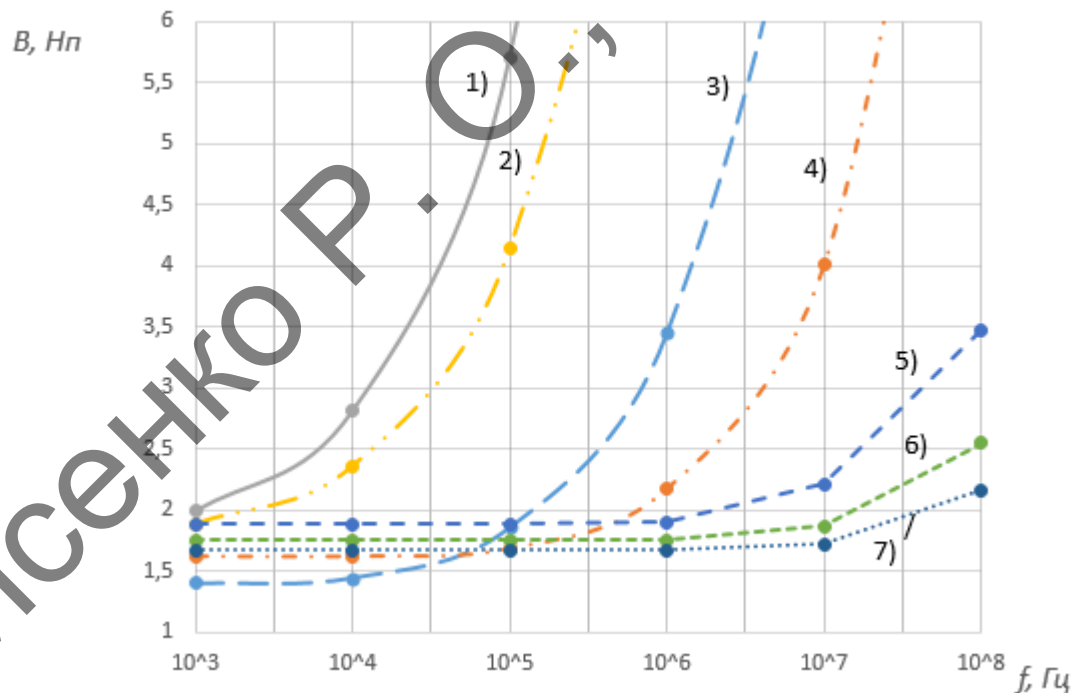


Рисунок 4.14 — Порівняльна залежність коефіцієнта екранування B (Нп) від частоти f для матеріалів
1) НМ 7500; 2) НН 3000; 3) Пермалой; 4) Сталь; 5) Мідь; 6) Алюміній;
7) Латунь

Розраховані дані переведемо в дБ ($1 \text{ Нп} = 8,69 \text{ дБ}$), для зручності аналізу і зведемо до єдиної таблиці (табл. 4.8) та графіку (рис. 4.15).

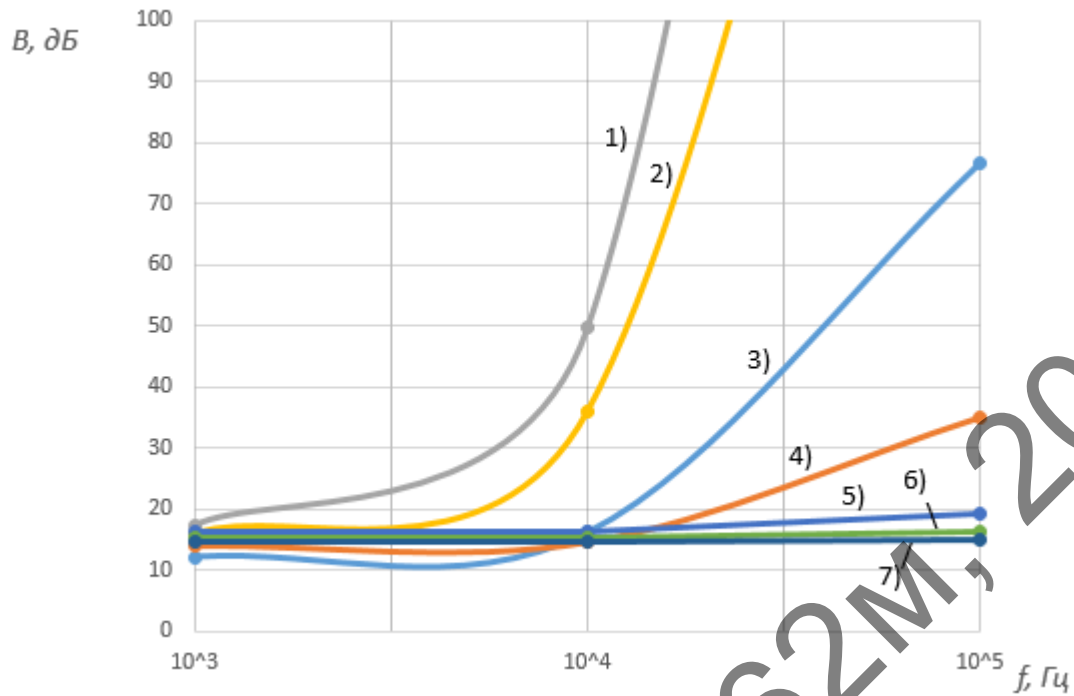


Рисунок 4.14 — Порівняльна залежність коефіцієнта екранування B (дБ) від частоти f для матеріалів
 1) НМ 7500; 2) НН 3000; 3) Пермалой; 4) Сталь; 5) Мідь; 6) Алюміній;
 7) Латунь

Таблиця 4.8 — Залежність коефіцієнта екранування від частоти для різних матеріалів

f , кГц	Коефіцієнт екранування, дБ						
	Мідь	Алюміній	Латунь	Сталь електротехнічна	Пермалой	Ферит НМ 7500	Ферит НН 3000
1	16,38	15,28	14,58	12,21	14,07	17,36	16,04
10	16,38	15,28	14,58	12,58	14,08	24,51	20,51
100	16,38	15,28	14,58	16,18	14,62	49,63	35,97
10^3	16,54	15,31	14,58	30,07	18,89	131,56	87,36
10^4	19,25	16,32	15,01	76,51	34,01	393,01	252,35
10^5	30,21	22,66	18,81	225,86	88,01	—	—

Аналіз розрахунку коефіцієнта екранування показав, що в діапазоні частоти до 10 кГц найвищий коефіцієнт екранування має ферит НМ 7500, він складає (2...2,7) Нп. Для частот від 10 кГц до 1 МГц найвище значення коефіцієнта екранування електромагнітних випромінювань мають феритові сплави.

Для діапазону частот від 1 МГц до 0,1 ГГц коефіцієнт екранування B для ферита НМ 7500 становить (11...45) Нп, що на (8...20) Нп більше, ніж для пермалою.

4.3 Висновки за розділом

Аналіз розрахунку коефіцієнта екранування показав, що в діапазоні частоти до 10 кГц найвищий коефіцієнт екранування має ферит НМ 7500, він складає (2...2,7) Нп. Для частот від 10 кГц до 1 МГц найвище значення коефіцієнта екранування електромагнітних випромінювань мають феритові сплави. Для діапазону частот від 1 МГц до 0,1 ГГц коефіцієнт екранування B для ферита НМ 7500 становить 11-45 нП, що на (8...20) Нп більше, ніж для пермалою.

Отримані результати дають підставу рекомендувати використання феритових сплавів для екранування як низькочастотної так і високочастотної магнітної складової електромагнітного випромінювання. Феритові сплави можуть бути застосовані для виготовлення різноманітних екрануючих конструкцій – екрани, бокси, корпуси, захисні кожухи і т.д.

5 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Даний розділ має на меті проведення маркетингового аналізу стартап проекту задля визначення принципової можливості його ринкового впровадження та можливих напрямів реалізації цього впровадження.

5.1 Опис ідеї проекту

В межах цього підрозділу аналізується зміст ідеї, можливі напрямки застосування, основні вигоди які може отримати користувач товару та відмінності від існуючих аналогів та замінників.

Таблиця 5.1 — Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів	Виробництво	Спрощення та здешевлення процесу створення екранів радіоелектронних засобів
	Наука	

Основним конкурентом розроблюваному проекту є пакет прикладного програмного забезпечення MathCAD, який дозволяє моделювати високочастотні пристрої.

Таблиця 5.2 — Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ п/п	Техніко-економічні характеристики ідеї	Товари конкурентів		W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конкурент			
1	Простота					✓
2	Дешевизна					✓
3	Швидкодія					✓

5.2 Технологічний аудит ідеї проекту

В межах даного підрозділу проводиться аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею проекту.

Для реалізації цього проекту потрібно вибрати технологію створення штучної нейронної мережі. Оглянуто три технології:

1. Caffe — Convolution Architecture For Feature Extraction (Caffe) є системою моделювання згорточних мереж, вона має інтерфейси для декількох популярних мов програмування і може використовувати для обчислень GPU.
2. Keras — відкрита високорівнева нейромережева бібліотека, написана мовою Python
3. Ручне створення потрібних алгоритмів

Таблиця 5.3 — Технологічна здійсненність проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технології	Доступність технології
1	Забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів	Caffe	Так	Ні
2		Keras	Так	Так
3		Ручне створення потрібних алгоритмів	Ні	Ні
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: Keras				

Даний проект можливо реалізувати і в якості технологічного шляху обрано Keras через наявність у автора проекту знань у мові програмування Python та підтримки технології CUDA, яка дозволяє виконувати розрахунки на GPU, що значно прискорює процес тренування мережі [11].

5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

В межах даного підрозділу проводиться визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту. Визначення ринкових можливостей дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 5.4 — Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	1
2	Загальний обсяг продаж, ум. од.	Невідомий
3	Динаміка ринку	Зростає
4	Наявність обмежень для входу	Невідома
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Існують
6	Середня норма рентабельності в галузі, %	Невідома

За результатами аналізу важно зробити висновок щодо привабливості для входження за попереднім оцінюванням.

Визначимо потенційні групи клієнтів.

Таблиця 5.5 — Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Синтез екранів з бажаною частотною характеристикою	Науковці, розробники НВЧ-пристроїв	Невідомі	Точність, швидкість обрахунку, адекватність результату

Проведемо аналіз ринкового середовища: складемо таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають.

Таблиця 5.6 — Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Новий функціонал ПЗ конкурентів	Впровадження нового функціоналу у MathCAD, аналогічного до розроблюваного у цьому проекті	Вихід з ринку

Таблиця 5.7 — Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Новий функціонал у проекті що розробляється	Додавання нових моделей та можливостей у проект, що розроблюється	Розроблення цього функціоналу

Проведемо аналіз пропозиції: визначимо загальні риси конкуренції на ринку.

Таблиця 5.8 — Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
Тип конкуренції – монополістична	Одне підприємство майже зайняло усю нішу	Значний
За рівнем конкурентної боротьби – національне	Дане підприємство відомо по усьому світу	Значний
За галузевою ознакою – внутрішньогалузева	Конкуренція виконується в рамках однієї галузі	Значний
Конкуренція за видами товарів – невідомо		
За характером конкурентних переваг – цінова	Товар даного підприємства має дуже високу вартість	Значний
За інтенсивністю – невідомо		

Проведемо більш детальний аналіз умов конкуренції у галузі.

Таблиця 5.9 — Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	CST Microwave Studio	Розробники ПЗ для моделювання НВЧ структур	Невідомо	Невідомо	Невідомо

За результатами аналізу можна зробити висновок, що працювати на даному ринку можна незважаючи на конкурентну ситуацію. Для поширення продукту він повинен володіти рядом факторів, які відрізняють його від існуючого конкурента.

Перелічимо фактори конкурентоспроможності

Таблиця 5.10 — Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Простота	Дана розробка не вимагає від користувача особливих знань у галузі
2	Дешевизна	Поширюється безкоштовно і кожний має можливість користуватися нею
3	Швидкодія	Геометрія бажаної структури отримується значно швидше ніж у продукті конкурента

Проведемо аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту.

Таблиця 5.11 — Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів –конкурентів у порівнянні з проектом, що розробляється						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Простота								
2	Дешевизна								
3	Швидкодія								

Проведемо SWOT-аналіз

Таблиця 5.12 — SWOT-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Простота Дешевизна Швидкодія	Слабкі сторони: Невідома компанія Відсутність стартового капіталу
Можливості: Розширення функціоналу Нові технології	Загрози: Продукти-замінники

З огляду на SWOT-аналіз можна прийти до висновку що нема потреби розробляти альтернативи ринкового впровадження цього проекту.

5.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку, а саме опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 5.14 — Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Науковці	Готові	Високий	У сегменті значна конкуренція	Важко
2	Розробники пристроїв	Готові	Високий	У сегменті не значна конкуренція	Важко
Які цільові групи обрано: науковці, розробники пристроїв					

Для роботи в обраних сегментах ринку сформулюємо базову стратегію розвитку.

Таблиця 5.15 — Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія ринку
1	Диференційований маркетинг	Простота, дешевизна, швидкодія	Стратегія спеціалізації

Виберемо конкурентну поведінку

Таблиця 5.16 — Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопроходцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкуренту?	Стратегія конкурентної поведінки
1	Так	Ні	Ні	Заняття конкурентної ніші

Розробимо стратегію позиціонування, що полягає у формуванні ринкової позиції, за яким споживачі мають ідентифікувати проект.

Таблиця 5.17 — Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту
1	Точність			

5.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Сформуємо маркетингову концепцію товару, який отримає споживач.

Таблиця 5.18 — Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами
1	Створення екранів	Швидке створення структур з бажаною частотною характеристикою	Швидкодія, безкоштовність, точність

Таблиця 5.19 — Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
1. Товар за задумом	Спрощення синтезу екранів за допомогою штучної нейронної мережі
2. Товар у реальному виконанні	Властивості:
	1. Простота
	2. Дешевизна
	3. Швидкодія
	Якість: апробація на готових фізичних моделях
3. Товар із підкріпленням	Пакування: відсутнє
	Марка: відсутня
	До продажу: невідомо
	Після продажу: невідомо

Товар не буде якимось чином захищатись від копіювання та буде поширюватись як є.

Визначимо цінові межі, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на товар.

Таблиця 5.20 — Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар
1	70-100 тис. ум. од.	До 10 тис ум. од.	Високий	Безкоштовно

Визначимо оптимальну систему збуту

Таблиця 5.21 — Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Невідома	Вільний доступ до товару	Невідома	Вільний доступ до товару

Розробимо концепцію маркетингових комунікацій

Таблиця 5.22 — Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Невідома	Інтернет, наукові публікації	Можливості проекту	Донести про можливості проекту	Донесення про можливості та сильні сторони проекту

5.6 Висновки за розділом

За результатами проведеного аналізу можна зробити висновок, що є можливість ринкової комерсyalізації проекту оскільки на ринку є попит на таку продукцію. Але оскільки метою цього проекту не є матеріальне збагачення,

продукт буде поширюватись вільно, безкоштовно та без обмежень, то комерсализація проекту не має сенсу.

Денисенко Р.О., РІ-62М, 2018

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Охорона праці — це система законодавчих актів, соціально-економічних, гігієнічних та лікувально-профілактичних заходів і засобів, які забезпечують безпеку, збереження здоров'я і працездатності людини в процесі праці.

Завдання охорони праці — звести до мінімуму імовірність травм та захворювань працюючих з одночасним забезпеченням комфортних умов праці. Реальні виробничі умови характеризуються, як правило, наявністю небезпечних і шкідливих виробничих факторів [12].

У даному розділі визначено основні потенційно шкідливі та небезпечні виробничі фактори, які мають місце при виконанні науково-дослідної роботи. Оскільки робота має дослідницький напрям, пов'язаний, в основному, з використанням ПЕОМ, основну увагу було приділено питанню щодо забезпечення безпеки та комфортних умов на робочих місцях користувачів ПЕОМ.

У зв'язку з цим у даному розділі з урахуванням вимог ДСанПіН 3.3.2.007 та ДНАОП 0.00-1.31-99 визначені основні потенційно небезпечні і шкідливі виробничі фактори, що виникають при експлуатації ВДТ ПЕОМ, а також запропоновані відповідні технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці і визначені основні заходи з безпеки надзвичайних ситуацій.

6.1 Визначення основних потенційно небезпечних та шкідливих виробничих факторів при виконанні магістерської дисертації

В магістерській дисертації досліджується забезпечення електромагнітної сумісності цифрових технічних засобів шляхом комп'ютерного моделювання.

Оскільки основу роботи складають дослідження із використанням персональної електронно-обчислювальної машини (ПЕОМ), існує небезпека ураження електричним струмом, можливий негативний вплив електромагнітного випромінювання ВДТ ПЕОМ.

Основні небезпечні та шкідливі фактори при проведенні наукових досліджень:

- незадовільні мікрокліматичні умови;
- недостатня освітленість робочих місць;

- небезпека ураження електричним струмом;
- наявність електромагнітного випромінювання;
- підвищений рівень шуму;
- наявність шкідливих речовин в повітрі робочої зони;
- можливість виникнення пожежі тощо;
- група психофізичних факторів: перевантаження фізичне та психологічне;

6.2 Технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії

6.2.1 Електробезпека

Відповідно до ГОСТ 12.2.007.0-75 електроустаткування в робочому приміщенні (крім ВДТ ПЕОМ - II клас та вимірювальної техніки – 0I клас) відноситься до I класу, так як воно має робочу ізоляцію відповідно до ГОСТ 12.1.009-76 і підключається до електромережі за допомогою трьохконтактних вилок, один з виводів яких підключений до заземленого виводу розетки. Підключення устаткування виконане відповідно до вимог ПУЕ й ДНАОП 0.00-1.21-98.

Робоче приміщення нежарке, сухе, відноситься до класу приміщень без підвищеної небезпеки поразки персоналом електричним струмом, оскільки відносна вологість повітря не перевищує 75%, температура не більше 35°C, відсутні хімічно агресивні середовища (ПУЕ, ПБЕ й ОНТП24-86), а також відсутня можливість одночасного дотику до металоконструкцій будівлі, що мають контакт із землею, та до струмопровідних елементів електроустаткування. Живлення електроприладів у робочому приміщенні здійснюється від трьохфазної мережі із глухозаземленою нейтраллю напругою 220 В і частотою 50 Гц із використанням автоматів струмового захисту. У приміщенні застосована схема занулення.

Для зменшення значень напруги дотику й відповідних їм величин струму, при нормальному й аварійному режимах роботи електроустаткування необхідно виконати повторне захисне заземлення нульового дроту.

6.2.2 Розрахунок електромережі на вимикаючу здатність

Виконаємо електричний розрахунок електромережі на перевірку вимикаючої здатності автоматів струмового захисту.

Розрахунок на вимикаючу здатність, включає визначення значення струму К.З. і перевірку кратності його стосовно номінального струму пристроїв максимального струмового захисту. Вихідні дані для розрахунку:

- а) $U_{\phi} = 220$ В – фазова напруга;
- б) кабель чотирьох жильний, матеріал – алюміній ($\rho = 0,028$ Ом*мм²/м);
- в) відстань від трансформатора до споживача (L) = 150м;
- г) номінальний струм спрацьовування автомата захисту ($I_{\text{ном}}$) = 20 А.

Струм однофазного К.З. визначається по формулі (1.1):

$$I_{\text{к.з.}} = \frac{U_{\phi}}{R_{\phi} + R_0 + \frac{Z_m}{3}} = \frac{220}{2,3 + 2,4 + 0,16} = 45 \text{ А}, \quad (1.1)$$

де: U_{ϕ} – фазова напруга, В;

$R_{\phi} = 2,3$ Ом – активний опір фазного проводу;

$R_0 = 2,4$ Ом – активний опір нульового проводу;

$Z_m/3 = 0,16$ Ом – розрахунковий опір трансформатора потужністю 250 Вт.

Кратність струму однофазного короткого замикання стосовно номінального струму спрацьовування автомата захисту. Для надійної роботи автомату захисту повинна виконуватись наступна (1.2):

$$K_m = \frac{I_{\text{к.з.}}}{I_{\text{ном}}} > 1,4. \quad (1.2)$$

де $I_{\text{к.з.}}$ – струм короткого замикання; $I_{\text{ном}}$ – номінальний струм спрацювання автомату захисту.

$$K_m = 2,25.$$

З розрахунків видно, що при однофазному К.З. автомат струмового захисту буде надійно спрацьовувати, це видно умови (1.2).

При однофазному К.З. максимальне значення напруги яка появиться на корпусі при аварійному режимі за час спрацювання максимального струмового захисту, U_{max} щодо землі (1.3):

$$U_{\text{max}} = I_{\text{к.з.}} \cdot R_0 = 4,5 \cdot 2,4 = 108 \text{ В}. \quad (1.3)$$

Ця напруга менша $U_{\text{доп}} = 500 \text{ В}$ ($t_{\text{дії}} < 0,1 \text{ сек.}$) згідно ГОСТ 12.1.038-88. З метою зниження U_{max} як у нормальному, так і у аварійному режимі варто використовувати повторне заземлення нульового дроту.

6.2.3 Правила безпеки під час експлуатації електронно-обчислювальних машин

Правила безпеки під час експлуатації ВДТ ЕОМ регламентуються ДСанПІН 3.3.2.007–98, ДСТУ ISO 09241:6-04 та ДНАОП 0.00–1.31–99, які встановлюють вимоги безпеки та санітарно-гігієнічні вимоги до обладнання робочих місць користувачів ЕОМ і працівників, що виконують обслуговування, ремонт та налагодження ЕОМ, та роботи з застосуванням ЕОМ, відповідно до сучасного стану техніки та наукових досліджень у сфері безпечної організації робіт з експлуатації ЕОМ та з урахуванням положень міжнародних нормативно-правових актів з цих питань (директиви Ради Європейського союзу 90/270/ЄЕС, 89/391/ЄЕС, 89/654/ЄЕС, 89/655/ЄЕС, стандарти ISO, МРПІІ).

6.2.4 Вимоги до приміщень в яких розміщені ЕОМ

Облаштування робочих місць, обладнаних ЕОМ, ВДТ, повинно забезпечувати:

- належні умови освітлення приміщення і робочого місця, відсутність відблисків;
- оптимальні параметри мікроклімату (температура, відносна вологість, швидкість руху, рівень іонізації повітря);
- належні ергономічні характеристики основних елементів робочого місця;

Будівлі та приміщення, в яких експлуатуються ЕОМ та виконуються їх обслуговування, налагодження і ремонт, повинні відповідати вимогам: СНиП 2.09.02-85 “Производственные здания”, СНиП 2.09.04-87 “Административные и бытовые здания”, “Правил устройства электроустановок”, затверджених Головдерженергонаглядом СРСР 1984 р. (ПВЕ), “Правил технической эксплуатации электроустановок потребителей”, затверджених Головдерженергонаглядом СРСР 21.12.84 (ПТЕ, СНиП 2.08.02-89 “Общественные здания и соору-

ження” з доповненнями, затвердженими наказом Держкоммістобудування України від 29.12.94 № 106, СН 512-78 “Инструкция по проектированию зданий и помещений для электронно-вычислительных машин”, затверджених Держбудом СРСР, ДСанПіН 3.3.2.-007-98 “Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин“, затверджених МОЗ України 10.12.98.

Заборонено розміщувати робочі місця з ВДТ, ЕОМ у підвальних приміщеннях, на цокольних поверхах, поряд з приміщеннями, в яких рівні шуму та вібрації перевищують допустимі значення (поряд з механічними цехами, майстернями тощо), з мокрими виробництвами, з вибухопожежонебезпечними приміщеннями категорій А і Б, а також над такими приміщеннями або під ними.

Приміщення мають бути обладнані системами водяного опалення, кондиціонування або припливно-витяжною вентиляцією відповідно до СНиП 2.04.05-91.

Згідно з ДНАОП 0.00-1.31-99 площу приміщень визначають із розрахунку, що на одне робоче місце вона має становити не менше ніж 6 м^2 , а об'єм не менше ніж 20 м^3 з урахуванням максимальної кількості осіб, які одночасно працюють у зміні. Приміщення являє собою кімнату розміром $7 \times 5 \text{ м.}$, висотою 4 м. Розмір дверного прорізу $1,5 \text{ м.}$

Площу та об'єм приміщення знаходимо по формулах (1.4 – 1.5):

$$S = a \cdot b = 7 \cdot 5 = 35 \text{ м}; \quad (1.4)$$

$$V = S \cdot h = 35 \cdot 4 \text{ м.} \quad (1.5)$$

де $a = 7 \text{ м}$ – довжина;

$b = 5 \text{ м}$ – ширина;

$h = 4 \text{ м}$ – висота приміщення.

Зведемо нормативні та фактичні дані приміщення в таблицю 1.1.

Таблиця 1.1 — Параметри приміщення.

Назва характеристики	Нормати-	Факти-
Площа приміщення з розрахунку	$>6 \text{ м}^2$	35 м^2
Об'єм приміщення з розрахунку	$>20 \text{ м}^3$	140 м^3
Висота приміщення	3,5 – 4 м	4 м
Розміри дверей	$\geq 1,1 \times 1,8 \text{ м}$	$1,5 \times 2 \text{ м}$
Відстань від стіни зі світловими прорізами до ВДТ	$\geq 1 \text{ м}$	1,5 м

На підставі отриманих результатів можна зробити висновок, що геометричні розміри приміщення цілком відповідають нормативним вимогам.

Оздоблюють стіни, стелю, підлогу приміщення з матеріалів, які дозволені органами державного санітарно-епідеміологічного нагляду. Заборонено застосовувати полімерні матеріали (деревостружкові плити, шпалери, що можна мити, рулонні синтетичні матеріали, шаруватий паперовий пластик, тощо), що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини. За розміщенням робочих місць з ВДТ, ЕОМ потрібно витримувати такі відстані: від стін зі світловими прорізами не менше 1 м; між бічними поверхнями ВДТ не менше 1,2 м; між тильною поверхнею одного ВДТ та екраном іншого не менше 2,5 м; прохід між рядами робочих місць не менше 1 м. Робочі місця з ВДТ щодо світлових прорізів розміщують так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва. Екран ВДТ і клавіатура мають розміщуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів. Розміщення екрана ВДТ має забезпечувати зручність зорового спостереження у вертикальній площині під кутом $\pm 30^\circ$ від лінії зору працівника.

Усі вище перераховані вимоги відповідають робочому приміщенню, де проводяться дослідження.

6.2.5 Відповідність параметрів мікроклімату в робочій зоні санітарним нормам

Мікроклімат у виробничих умовах визначається наступними параметрами: температурою повітря, відносною вологістю повітря, швидкістю руху

повітря й інтенсивністю теплового випромінювання на робочому місці, температурою поверхні.

Для забезпечення нормального мікроклімату в робочій зоні «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень» ДСН 3.3.6.042-99 встановлюють оптимальне й допустиме значення параметрів мікроклімату залежно від періоду року й категорії робіт [20]. У таблиці наводяться оптимальні й допустимі значення параметрів мікроклімату для категорій тяжкості робіт «Ia» (роботи, виконувані сидячи й не потребуючі фізичної напруги при витраті енергії не більше 120 ккал/година). Параметри мікроклімату наведені в табл. 5.2.

Таблиця 5.2 — Оптимальні й допустимі параметри (для постійного робочого місця) мікроклімату в приміщенні.

Параметри	Холодний період		Теплий період	
	оптимальні	допустимі	оптимальні	допустимі
Температура °C	22-24	21-25	23-25	22- 28
Відносна вологість, %	40-60	80	40-60	75
Швидкість руху повітря, м/с	0,1	0,1	0,1	0,1-0,2

У приміщенні використовуються дві восьми секційні чавунні батареї центрального опалення для підтримки нормальної температури повітря в холодну пору року. Виконана тепло ізоляція вікон. Також є кондиціонер для підтримки постійної температури в приміщенні.

Для підтримки необхідних параметрів повітря в приміщенні використовується природна вентиляція. У приміщенні є два вікна, які можна відкривати, якщо буде потреба в теплий період. Шкідливі речовини в приміщенні не зберігаються й не використовуються [13].

Фактичні параметри мікроклімату в робочій зоні відповідають приведеним вище нормам ДСН 3.3.6.042-99.

6.2.6 Виробничий шум робочої зони

Відповідно до ДСН 3.3.6.037-99 [21] рівень шуму в приміщенні не повинен перевищувати 50 дБА.

Приміщення розташоване далеко від проїздної частини вулиці. Основними джерелами шуму в приміщенні є устаткування і люди. Розглянута кімната не призначена для прийому відвідувачів і тому в ній не спостерігається великого скупчення людей. Тому основним джерелом шуму в приміщенні є персональні комп'ютери, принтер, кондиціонер, голоси людей і т.д. Зовнішні джерела шуму відсутні.

Допустимі рівні звуку і рівні звукового тиску в октавних смугах частот представлені у табл. 5.3.

Таблиця 5.3 — Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного (непостійного) широкосмугового (тонального) шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах частот із середньо геометричними значеннями (Гц)									Допустимий рівень звуку (ДБА)
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Інженер технічної лабораторії	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку й еквівалентні рівні звуку на робочих місцях нормуються відповідно до нормативно-правових актів з охорони праці НПА ОП 0.00-1.28-10 та ДСН 3.3.6.037-99. Загальний рівень звуку не перевищує 50 дБ.

Відповідно до ГОСТ 12.1.003-83 та ДСН 3.3.6.037-99 захист від шуму в приміщенні, створеного на робочих місцях внутрішніми джерелами повинен здійснюватися наступними методами: зменшенням шуму в джерелі, раціональним плануванням і оздобленням робочого приміщення звукоізоляційними матеріалами. Результати відповідають допустимим, представленим у табл. 5.3.

6.2.7 Вимоги до освітлення робочих місць користувачів відеодисплейних терміналів персональних електронно-обчислювальних машин

Приміщення з ЕОМ повинні мати природне і штучне освітлення відповідно до ДБН В 2.5-28-2006. Природне світло повинно проникати через бічні світлові прорізи, зорієнтовані, як правило, на північ чи північний схід, і

забезпечувати коефіцієнт природної освітленості не нижче 1,5 %. Розрахунки коефіцієнта природної освітленості проводяться відповідно до ДБН В.2.5-28-2006. Приміщення з ВДТ, ЕОМ мають бути оснащені природним і штучним освітленням відповідно до ДБН В.2.5-28-2006. Природне освітлення має здійснюватися через світлові прорізи, які орієнтовані переважно на північ чи північний схід і обладнані регулювальними пристроями відкривання та жалюзіями, завісками, зовнішніми козирками [14].

Приміщення має бічне природне та штучне освітлення, центральне водяне опалення. У приміщенні три вікна розміром 2х2,2 м. Штучне освітлення забезпечує чотири люмінесцентних світильники з лампами ЛБ – 40, розміщених у ряд.

Отже, усі вимоги до освітлення робочого місця згідно ДБН В.2.5-28-2006 відповідають параметрам освітлення приміщення, де проводяться дослідження.

6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Безпека в надзвичайних ситуаціях регламентується планами ліквідації аварійних ситуацій (ПЛАС). Основними складовими частинами ПЛАС є розробка технічних рішень та організаційних заходів щодо оповіщення, евакуації та дій персоналу у разі виникнення надзвичайних ситуацій, а також вирішення питань з пожежної безпеки [15].

6.3.1 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи оповіщення персоналу при надзвичайних ситуаціях

Оповіщення виробничого персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації (НС), наприклад при пожежі, здійснюється відповідно до вимог НАПБ А.01.003-2009.

Необхідність обладнання виробничих приміщень певним типом системи оповіщення (СО) визначається згідно з додатком Е до ДБН В.1.1-7-2002 "Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва".

При обладнанні виробничих будівель системою оповіщення, їх необхідно поділяти на зони оповіщення з урахуванням об'ємно-планувальних рішень будинків, шляхів евакуації, поділення на протипожежні відсіки тощо, а також з урахуванням вимог, що наведені в примітці 1 таблиці Е.1 додатка Е до ДБН В.1.1-7-2002.

Оповіщення про НС та управління евакуацією людей здійснюється одним з наступних способів або їх комбінацією [16]:

- поданням звукових або світлових сигналів в усі виробничі приміщення будівлі з постійним або тимчасовим перебуванням людей;
- трансляцією текстів про необхідність евакуації, шляхи евакуації, напрямки руху й інші дії, спрямовані на забезпечення безпеки людей;
- трансляцією спеціально розроблених текстів, спрямованих на запобігання паніці й іншим явищам, що ускладнюють евакуацію;
- розміщенням знаків безпеки на шляхах евакуації згідно з ДСТУ ISO 6309;
- ввімкненням евакуаційних знаків "Вихід";
- ввімкненням евакуаційного освітлення та світлових показчиків напрямку евакуації;
- дистанційним відкриванням дверей евакуаційних виходів;
- зв'язком оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста) із зонами оповіщення.

Повинен бути забезпечений розподіл пріоритетів щодо повідомлень для виробничого персоналу у такій послідовності:

I (найвищий) – повідомлення оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста) під час пожежі, або у разі виникнення будь-якої іншої НС;

II – повідомлення, які записані на будь-якому носії та вмикаються автоматично від спрацювання систем пожежної автоматики, або за сигналом оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера пожежного поста);

III – службові повідомлення, що не стосуються організації та управління евакуацією людей.

Затримку часу оповіщення про НС для різних поверхів будинку необхідно передбачати з урахуванням злиття потоків людей на шляхах евакуації відповідно до розрахунків по ГОСТ 12.1.004 "ССБТ. Пожежна безпека. Загальні вимоги".

Пульти управління СО необхідно розміщувати у приміщенні пожежного поста, диспетчерської або іншого спеціального приміщення (в разі його наявності). Ці приміщення повинні відповідати вимогам ДБН В.2.5-56:2014 «Системи протипожежного захисту».

Встановлення звукових та мовних оповіщувачів у виробничих приміщеннях повинно виключати можливість концентрації та нерівномірного розподілу звуку.

Настінні звукові та мовні оповіщувачі кріпляться на висоті не менше 2,2 м від підлоги, при цьому відстань від стелі до оповіщувача повинна становити не менше 150 мм.

Звукові оповіщувачі повинні комбінуватися зі світловими, які працюють у режимі спалахування, у таких випадках:

- у приміщеннях, де люди перебувають у шумозахисному спорядженні;
- у приміщеннях з рівнем шуму понад 95 дБ.

Евакуаційні світлові покажчики "Вихід" слід вмикати разом з основними освітлювальними приладами робочого освітлення.

Вимоги до світлових покажчиків "Вихід" приймаються відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 "Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення".

Електропостачання, заземлення, занулення, вибір та прокладання мереж оповіщення приймаються згідно з вимогами до систем пожежної сигналізації за ДБН В.2.5-56:2014 «Системи протипожежного захисту».

Вимоги до евакуаційного освітлення приймаються відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 "Природне та штучне освітлення".

СО в режимі "Тривога" повинна функціонувати протягом часу, необхідного для евакуації людей з будинку, але не менше 15 хвилин.

Електропостачання СО здійснюється за I категорією надійності згідно з ПУЕ від двох незалежних джерел енергії: основного – від мережі змінного струму, резервного – від акумуляторних батарей тощо.

Звукові оповіщувачі повинні відповідати вимогам ДСТУ EN 54-3:2003 "Системи пожежної сигналізації. Частина 3. Оповіщувачі пожежні звукові".

6.3.2 *Обовязки та дії персоналу у разі виникнення НС*

У разі виявлення ознак НС працівник, який їх помітив, повинен:

- негайно повідомити про це засобами зв'язку органи державної служби з надзвичайних ситуацій (ДСНС) та державної пожежної охорони, вказати при цьому адресу, кількість поверхів, місце виникнення пожежі, наявність людей, а також своє прізвище;

- організувати оповіщення людей про НС;
- вжити заходів щодо евакуації людей та матеріальних цінностей;
- вжити заходів щодо ліквідації наслідків НС з використанням наявних засобів.

Керівник та пожежна охорона установи, яким повідомлено про виникнення НС, повинні:

- перевірити, чи викликано підрозділи ДСНС та державної пожежної охорони;
- вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;
- у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації наслідків НС;
- перевірити здійснення оповіщення людей про НС;
- забезпечити дотримання техніки безпеки працівниками, які беруть участь у ліквідації наслідків НС;
- організувати зустріч підрозділів ДСНС та державної пожежної охорони, надати їм допомогу у локалізації пожежі.

Після прибуття підрозділів ДСНС та Державної пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла НС.

6.3.3 Пожежна безпека

В робочому приміщенні виконуються усі вимоги нормативних актів з пожежної безпеки НАПБ.А.01.001-14 «Правил пожежної безпеки в Україні» [17].

Причиною виникнення пожежі можуть стати порушення ізоляції струмоведучих дротів, коротке замикання, паління в приміщенні, порушення правил експлуатації електроприладів і потрапляння води на електричні контакти, плату і.т.д.

Відповідно до НАПБ Б.03.002-2007 робоче приміщення відноситься до категорії В по вибухопожежній небезпеці. Відповідно до *НПАОП* 40.1-1.32-01 клас робочих зон приміщення по пожежонебезпеці – П-Па. У зв'язку з цим, відповідно до вимог ПУЕ, необхідно передбачити наступні заходи:

- постійний контроль стану засобів пожежогасіння;
- контроль за станом ізоляції струмоведучих дротів і з'єднань;
- заборона паління в приміщенні;
- неприпустимість перевантажень, перегріву при роботі обладнання;
- заборона експлуатації обладнання з саморобними запобіжниками;
- неприпустимість знаходження в приміщенні горючих та вибухонебезпечних речовин.

Приміщення обладнане чотирма пожежними датчиками типу ДТЛ (площа, що знаходиться під захистом одного датчика, становить 15 м²), відстань між датчиками рівна 4 м, що відповідає нормам ДБН В 2.5-56:2014. Відповідно до ГОСТ 12.4.009-75 й ISO 3941-77 для гасіння пожежі в робочому приміщенні (клас пожежі «Е» – наявність електрообладнання під напругою) використовуються два вогнегасники вуглекислотно-брометиленові ВВБ-3. Вибір вогнегасної речовини ґрунтується на тому, що у вогні можуть опинитись електричні пристрої, що знаходяться під напругою.

Таким чином, кількість, розміщення й вміст первинних засобів гасіння пожеж цілком задовольняють всім вимогам ГОСТ 12.4.009-75 й ISO 3941-77. Крім того, у коридорі є пожежний гідрант і ящик з піском. Дотримано усіх заходів безпеки відповідно до ГОСТ 12.3.019-80 і НАПБ А.01.001-14 «Правила пожежної безпеки в Україні».

ВИСНОВКИ

1. За результатами аналітичного огляду ефективність екранування короточасних імпульсних впливів може бути нижча за ефективність екранування гармонічних впливів. При імпульсних впливах захисні властивості екранів поліпшуються при зміні їх геометричної форми, властивостей матеріалу та інших заходів.

2. За результатами комп'ютерного моделювання для екранування електромагнітних випромінювань в широкому діапазоні частот доцільно використовувати як основні екрануючі матеріали: мідь, алюміній, латунь, нікель, сталь, пермалой. Для ефективного екранування височастотних ($10^5 \dots 10^8$) Гц електромагнітних випромінювань пред'являються вимоги по зменшенню товщини шару екрануючого матеріалу, який повинен складати не більше 30 мкм, або зміни традиційних матеріалів екранів на феритові; при цьому аналіз розрахунку коефіцієнта екранування показав, що для частот від 10 кГц до 1 ГГц найвищі значення коефіцієнта екранування електромагнітних випромінювань серед розглянутих матеріалів мають феритові сплави. Для діапазону частот від 1 МГц до 0,1 ГГц коефіцієнт екранування B для фериту НМ 7500 становить (96 та більше) дБ, що значно більше, ніж для пермалою.

3. Найбільший коефіцієнт екранування в діапазоні 100 Гц – 1 кГц має пермалой, він складає (29...32) дБ. В діапазоні частот 1 кГц – 90 кГц найбільший коефіцієнт екранування має сталь електротехнічна, які складає (24...52) дБ.

4. Проблема забезпечення необхідного рівня електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів має велике практичне значення задля забезпечення функціональних можливостей апаратури. Міри достатньо високого рівня коефіцієнта екранування забезпечується використанням металевих екранів необхідної товщини, які можуть бути як магнітними та немагнітними; на низьких частотах немагнітні матеріали забезпечують достатньо ефективне екранування у зв'язку з використанням механізму відбиття електромагнітної хвилі; На високих частотах можливе ефективне використання магнітних матеріалів (в першу чергу сталі).

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Зінковський Ю.Ф., Клименко В.Г. Електромагнітна, інформаційна захищеність та сумісність електронних апаратів: Навчальний посібник для студентів вищих технічних закладів // Житомир: ЖІТІ. – 1999. – 374 с.
2. Зінковський Ю.Ф., Клименко В.Г. Розрахунок хвильових опорів випромінюваних завад при екрануванні // Київ: РТФ, КПІ – 1993. Вип. 30. – с.58.
3. Хорев А.А. Технічний захист інформації: Навчальний посібник для студентів вищих технічних закладів // Москва: Антлантика. – 2008. – 436с.
4. Кофанов Ю.А. Теоретичні основи контролювання, технології надійності радіoeлектронних засобів // Москва: Радио и связь. – 1991. – 357с.
5. Максимов Ю.А., Сонников В.Г. Технічні методи і засоби захисту інформації // СПб: Полигон. – 2000. – 320с.
6. Берестецький В.Б., Лифшиц Е.М. Теория поля // Москва: Наука. – 1988. 512с.
7. Денисов А.А., Колесников Д.М. Теория великих систем управління // Москва: Наука. – 1992. 413с.
8. Денисенко.Р.О., Зінковський Ю.Ф. Електромагнітна сумісність інтерфейсів цифрових технічних засобів / Міжнародна науково технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ:, матеріали конференції – 2018. – 72-74с.
9. Science and Technology of the XXI Century : the XVIII All-Ukrainian Students R&D Conference Proceeding, (Kyiv, December 07, 2017) / National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute. – Part I. – Kyiv, 2017. – 47-49.
10. Гроднев И.И. Електромагнітне екранування в широкому діапазоні частот // Москва: Связь. – 1972. – 112с.
11. Розроблення стартап-проекту [Електронний ресурс]: Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. — Київ : НТУУ «КПІ», 2016. — 28 с.

- 12.Методичні вказівки до розробки розділу „Охорона праці” в дипломних проектах /роботах/магістерських дисертаціях для студентів РТФ освітнього рівня — бакалавр/магістр. Укладачі: С.Ф.Каштанов, А.Н. Гусєв — Київ НТУУ ”КПІ”, — 2011 р. — 33 с.
- 13.ДСН 3.3.6.042-99 „Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень” — К.: МОЗ України, — 2000.
- 14.ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин”. №382/3675 , — 1998 р.
- 15.ДСН 3.3.6.042-99 „Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень” — К.: МОЗ України, — 2000.
- 16.ДСН 3.3.6.037-99 «Державні санітарні норми виробничого шуму, ультра звуку та інфразвуку». — К.: МОЗ України, 2000 — 29 с.
- 17.НАПБ А.01.001-2014. Правила пожежної безпеки в Україні.
- 18.ДСТУ 3008-95 Документація. Звіти у сфері науки та техніки. Структура і правила оформлення : Чинний від 1996-01-01 — К. : Держстандарт України, 1995. — 37 с.

ДОДАТОК А ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

Денисенко Р.О., РІ-62М, 2018

ДОДАТОК Б КОД ПРОГРАМИ РОЗРАХУНКУ

Денисенко Р. О., РІ-62М, 2018

ДОДАТОК В ПУБЛІКАЦІЇ ПО ТЕМІ ДИСЕРТАЦІЇ

Денисенко Р. О., РІ-62М, 2018