

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

На правах рукопису

Приходько Тетяна Юріївна

УДК 044.052.34: 004.3'122

**ДИСЕРТАЦІЯ**

**МОДЕЛІ КАНАЛІВ ВИТОКУ ІНФОРМАЦІЇ ВИСОКОШВИДКІСНИХ  
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ**

Спеціальність 05.13.21 - Системи захисту інформації

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

Приходько Т.Ю.



Науковий керівник:  
Козловський Валерій Валерійович  
доктор технічних наук, професор

Київ – 2021

## АНОТАЦІЯ

*Приходько Т.Ю.* Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.21 «Системи захисту інформації». – Національний авіаційний університет, Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена розв'язанню актуальної науково-технічної задачі розроблення моделей каналів витоку інформації для високошвидкісних систем передачі даних.

В результаті проведеного аналізу каналів витоку і засобів захисту інформації встановлено, що існуючі методи побудови перешколоподавляючих фільтрів технічних систем передачі інформації (ТСПІ) з ростом швидкості передачі даних мають ряд недоліків. Зокрема, використовувані методи синтезу фільтрів орієнтовані переважно на усунення каналів витоку в області порівняно низьких частот (не більше одиниць гігагерц). При цьому під час аналізу амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) фільтрів використовуються найпростіші еквівалентні схеми зосереджених резисторів, індуктивностей і конденсаторів, які справедливі для низькошвидкісних ТСПІ. Внаслідок цього із зростанням частоти використовувані еквівалентні схеми стають несправедливими, що призводить до помилок при побудові перешкодоподавляючих фільтрів. Встановлено, що з ростом швидкості передачі інформації елементи використовуваних зосереджених фільтрів стають розподіленими колами: довгими лініями. Тому для проектування фільтрів високошвидкісних систем необхідно враховувати хвильовий характер процесів, що відбуваються. Показано, що неврахування хвильового характеру процесів в фільтрах призводить до появи несанкціонованих частотних каналів витоку інформації. Дані паразитні частотні області можуть також служити каналами деструктивного зовнішнього впливу на оброблювану інформацію аж до її часткового або повного руйнування. Для усунення цих недоліків запропоновано в якості елементів перешкодоподавляючих фільтрів

використовувати лінії передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідні лінії передачі).

Розроблено конкретні схеми фільтрів, які мають підвищені інформаційні захисні властивості в порівнянні з існуючими аналогами на зосереджених і розподілених елементах. До розроблених фільтруючих секцій можуть бути підключені додаткові як зосереджені, так і розподілені елементи (шлейфи). Це дозволяє додатково підвищити стійкість і перешкодозахищеність технічних засобів передачі інформації.

Доведено існування додаткового (фантомного) каналу витоку інформації по екранованим колам живлення: при цьому фантомний канал утворюється за рахунок поширення хвиль при парному (синфазному збудженні) лінії живлення. Розроблено та проаналізовано модель фільтра з урахуванням каналу витоку інформації. Показано, що рівень сумарного інформаційного сигналу, що поширюється по лінії передачі, буде визначатися рівнем сигналу в парному і непарному каналі. Отже, при розробці фільтрів, що запобігають витоку інформаційного сигналу по колах живлення, слід додатково оцінювати рівень сигналу в другому каналі.

Встановлено, що канали витоку інформації визначаються розташуванням нулів і полюсів вхідного опору лінії, на основі якої будується фільтр. Розроблено метод визначення хвильового опору фільтрів по центральним частотам каналів витоку інформації. Визначено обмеження на протяжність смуги захисту від зовнішнього деструктивного впливу. Синтезовані секції фільтрів, що забезпечують мінімальний перепад хвильових опорів при заданій частотній області захисту від зовнішніх деструктивних впливів. Розроблено метод синтезу фільтрів нижніх частот з розширеною смугою захисту від зовнішніх впливів. Даний метод доцільно використовувати при побудові фільтрів кіл живлення систем передачі інформації.

**Ключові слова:** технічний засіб передачі інформації, канал, витік інформації, деструктивний вплив, зовнішній вплив, захист інформації, високошвидкісні системи, амплітудно-частотна характеристика.

## ABSTRACT

*Prykhodko T.* Models of information leakage channels of high-speed data transmission systems. – Qualifying research paper made as manuscript.

The dissertation on competition of scientific degree of the technical sciences candidate on specialty 05.13.21 "Information security systems". - National Aviation University, Kyiv, 2021.

The thesis is devoted to the development of models of information leakage channels for high-speed data transmission systems.

As a result of the analysis of the leakage channels and information protection means, it is established that the existing methods of constructing interference suppression filters of information transmission means with an increase in the data transfer rate have a number of drawbacks. In particular, the filter synthesis methods used are oriented primarily to the elimination of leakage channels in the region of relatively low frequencies (not more than 1 GHz units). In this case, the analysis of the amplitude-frequency characteristics (AFC) of filters uses the simplest equivalent circuits of lumped resistors, inductances and capacitors, which are valid for low-speed of information transmission means. As a consequence, as the frequency increases, the equivalent circuits used become unjustified, which leads to errors in the construction of noise suppression filters. It was found that with an increase in the information transmission rate, the elements of the used lumped filters become distributed chains: long lines. Therefore, for the design of filters for high-speed systems, it is necessary to take into account the wave nature of the processes occurring. It is shown that disregard of the wave nature of processes in filters leads to the appearance of unauthorized frequency channels of information leakage. These parasitic frequency regions can also serve as channels of destructive external influence on the processed information up to its partial or complete destruction. To eliminate these shortcomings, it is proposed to use transmission lines with variable wave impedance (non-uniform transmission lines) as elements of noise suppression filters.

Specific filter circuits have been developed that have increased information security properties in comparison with existing analogs based on lumped and distributed elements. Additional lumped and distributed elements (loops) can be connected to the developed filtering sections. This makes it possible to further increase the noise immunity of technical means of information transmission.

The existence of an additional (phantom) channel of information leakage through shielded power circuits has been proven: in this case, a phantom channel is formed due to the propagation of waves with an even (in-phase excitation) power line. A filter model was developed and analyzed taking into account the information leakage channel. It is shown that the level of the total information signal propagating through the transmission line will be determined by the signal level in the even and odd channels. Therefore, when developing filters that prevent leakage of an information signal through the power supply circuits, it is necessary to additionally estimate the signal level in the second channel.

It was found that the channels of information leakage are determined by the location of the zeros and poles of the input resistance of the line, on the basis of which the filter is built. A method for determining the wave impedance of filters by the central frequencies of the information leakage channels has been developed. Limitations on the length of the strip of protection from external destructive effects have been determined. Sections of filters are synthesized that provide a minimum drop in wave impedances at a given frequency range of protection from external destructive influences. A method for the synthesis of low-pass filters with an extended protection band against external influences has been developed. This method is advisable to use when building filters for power supply circuits of information transmission systems.

**Key words:** technical means of information transfer, channel, information leakage, destructive influence, external impact, information protection, high-speed systems, amplitude-frequency response.

### Список публікацій здобувача:

1. Козловский В.В., Чирва Д.П., Басюк И.А., Приходько Т.Ю., «Продукційні моделі бази знань інформаційної технології автоматизованої діагностики високошвидкісних нерегулярних магістралей» *Вісник інженерної академії України*. №3, 2016 - С. 88-92
2. Міщенко А.В., Басюк И.А., Приходько Т.Ю., «Резонансные частоты защитных диэлектрических покрытий телекоммуникационной аппаратуры». *Вісник інженерної академії України*. №4, 2016 – С.122-127.
3. Приходько Т.Ю., Мищенко А.В., Лициновская Н.А., «Добротность резонатора на основе нерегулярной линии передачи». *Вестник Инженерной академии Украины*. №3, 2017, С – 97-102.
4. Приходько Т.Ю., Мищенко А.В., Лициновская Н.А., «Модели фильтров утечки и защиты информации (обзор)». *Вестник Инженерной академии Украины*. №3, 2017 – С. 200-208.
5. Shulha V., Volokitin D., Prykhodko T., Basiuk I., Nevinskyi D., «Chain Model Of Knowledge Base Of Telecommunication Systems Dielectric Structures». *Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology (JMEST) ISSN: 2458-9403 Vol. 4 Issue 5, May - 2017, P-7352-7354 p.* (Scopus, Web of Science)
6. Shulha V., Kozlovskiy V., Prykhodko T., Korzh R., Nevinskyi D., «Chain model of knowledge base of telecommunication systems dielectric structures». *Procedia Computer Science* 120(2017) 939-944.(Scopus).
7. Бойко Ю.П., Приходько Т.Ю., Лещиновська Н.А., «Анализ современных методов построения СВЧ фильтрующих устройств». *Вестник Инженерной академии Украины*. №3, 2017 – С.142-148.
8. Бойко Ю.П., Приходько Т.Ю., Басюк І.О., «Огляд сучасних фільтруючих пристроїв НВЧ і їх методів побудов». *Наукоємні технології*. №3(39), 2018 – С. 338-344
9. Приходько Т.Ю., Басюк І.О., Ліциновська Н.О. «Спектральний підхід до синтезу пристроїв на основі неоднорідних ліній та питання

визначення хвильового опору по центральним частотам каналів витоку інформації (огляд)» *Наукоємні технології*. №1(41), 2019 - С.30-35

10. Приходько Т.Ю., Козловський В.В., Яковів І., Комар О. «СИНТЕЗ ФНЧ НА НЕОДНОРІДНИХ ЛІНІЯХ З РОЗШИРЕНОЮ СМУГОЮ ЗАХИСТУ ВІД ЗОВНІШНІХ ВПЛИВІВ» *Альманах науки*. № 6 (39) червень 2020 р.– С.25-29

11. Bakhtiarov, D., Lavrynenko, O., Lishchynovska, N., Basiuk, I., & Prykhodko, T. METHODS FOR ASSESSMENT AND FORECASTING OF ELECTROMAGNETIC RADIATION LEVELS IN URBAN ENVIRONMENTS. *Informatyka, Automatyka, Pomiaru W Gospodarce I Ochronie Środowiska*, 11(1), 2021 – P.24-27.

12. Приходько Т.Ю., Басюк І.О. «Важность внедрения технологии DNSSEC для безопасности Интернет-пользователей». *Информационные и телекоммуникационные технологии: образование, наука, практика: тезисы доп. II Международной научно-практической конференции*, 3 – 4 декабря 2015 г., КазНТУ, г. Алматы - С.274-276.

13. Ю.П.Бойко, Т.Ю.Приходько, Д.П.Чирва, «Частотні перетворення для кіл з відрізківнеоднорідних ліній». *Наука як рушійна антикризова сила: тези доп. за матеріалами III міжнародної науково-практичної конференції*, м. Київ: Збірник центру наукових публікацій «Велес» (рівень стандарту, академічний рівень). – К.: Центр наукових публікацій, 2016. – С.71-76.

14. Козловський В.В., Чирва Д.П., Приходько Т.Ю., Басюк І.О., Волокітін Д.О., Ковтун С.Ю. «Метод оцінки пошкоджень сервісів безпеки телекомунікаційної системи авіатранспортного комплексу». *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2017) : тези доп. VII міжнародної науково-практичної конференції* (м. Чернігів , 24–27 квіт. 2017 р.) : у 2-х т. / Чернігівський національний технологічний університет [та ін.]; відп. за вип.: Єрошенко Андрій Михайлович [та ін.]. – Чернігів : ЧНТУ, 2017. – Т. 2. – С.98-100.

15. Козловський В.В., Чирва Д.П., Приходько Т.Ю., Басюк І.О., Волокітін Д.О., Ковтун С.Ю. «Побудова базових елементів швидкодіючих інтегральних схем засобів телекомунікацій». *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2017) : тези доп. VII міжнародної науково-практичної конференції (м. Чернігів , 24–27 квіт. 2017 р.) : у 2-х т. / Чернігівський національний технологічний університет [та ін.]; відп. за вип.: Єрошенко Андрій Михайлович [та ін.]. – Чернігів : ЧНТУ, 2017. – Т. 2. – С.112-114*

16. Козловський В.В., Чирва Д.П., Приходько Т.Ю., Басюк І.О., Волокітін Д.О. «Оцінка рівня комплексної безпеки інформаційної системи авіатранспортного комплексу». *Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК – 2017) – Київ :С.245-247*

17. Козловський В.В., Чирва Д.П., Ковтун С.Ю. Чирва Д.П., Приходько Т.Ю., Басюк І.О., Волокітін Д.О. «Побудова інтегральних схем надвисокочастотного випромінювання засобів телекомунікації». *Інтегровані інтелектуальні робото-технічні комплекси (ІРТК – 2017) – Київ : С.248-250*

18. Чирва Д., Волокітін Д., Басюк І., Ковтун С., Приходько Т. «Багатошарні інтегральні схеми надвисокочастотного випромінювання засобів телекомунікації». *ITSEC: Безпека інформаційних технологій: VII міжнародна науково-технічна конференція, 16-18 травня 2017 р. – К.: НАУ, 2017. – С 17-20*

19. Чирва Д., Волокітін Д., Басюк І., Ковтун С., Приходько Т. «Фактори захисту інформаційної безпеки авіатранспортного комплексу». *ITSEC: Безпека інформаційних технологій: VII міжнародна науково-технічна конференція, 16-18 травня 2017 р. – К.: НАУ, 2017. – С 20-22*

20. Козловский В.В., Приходько Т.Ю., Лициновская Н.А.. «Модель фантомного канала утечки информации по цепи питания». *Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації: : тези доп. IV Міжнародної науково-практичної конференції, 2018. – С.71-74*



21. Рижов С.И., Приходько Т.Ю., Ліціновська Н.О. «Проблеми проектування перешкодопридушуючих фільтрів швидкісних цифрових телекомунікаційних систем військової техніки зв'язку». *Національна академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного, тези доп. Міжнародної науково-технічної конференції "Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ" 17-18 травня 2018 року. Львів – 2018.- С. 238-239*

22. Козловський В.В. Приходько Т.Ю. «Оцінка руйнування інформації при дії шумових перешкод на розподілений фільтр високошвидкісних систем зв'язку». *тези доп. Міжнародної науково-технічної конференція ІСЗЗІ НТУУ КПІ, Київ – 2018. – С.209-211.*

23. Приходько Т.Ю., Яковів І., Комар О., «ШУМОВИЙ ВПЛИВ НА ЙМОВІРНІСТЬ БІТОВОЇ ПОМИЛКИ В РАЗІ НЕІДЕАЛЬНОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ». *Проблеми та перспективи реалізації та впровадження міждисциплінарних наукових досягнень: матеріали міжнародної наукової конференції (Т. 1), 12 червня, 2020 рік. Київ, Україна: МЦНД. – С.69-73.*

24. Приходько Т.Ю. «ВИКОРИСТАННЯ НЕОДНОРІДНИХ ЛІНІЙ ДЛЯ СИНТЕЗУ ФНЧ З РОЗШИРЕНОЮ СМУГОЮ ЗАХИСТУ ВІД ЗОВНІШНІХ ВПЛИВІВ» *Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації: Матеріали VII міжнарод. наук.-практ. конф., 24–27 лютого 2021 р. / Редкол.: І.І. Тимошенко та ін. – К. : Вид-во Європейського університету, 2021. – С.78-83*

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	12
ВСТУП .....	13
РОЗДІЛ 1 .....	19
АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ПОБУДОВИ ПЕРЕШКОДОПОДАВЛЯЮЧИХ ФІЛЬТРІВ ТЕХНІЧНИХ КАНАЛІВ ВИТОКУ ІНФОРМАЦІЇ.....	19
1.1. Аналіз процесів виникнення несанкціонованих електромагнітних випромінювань технічних засобів передачі інформації .....	19
1.2. Аналіз особливостей побудови фільтрів складних навантажень .....	29
1.2.1. Аналіз процесів при виникненні витоку інформації цифрових систем передачі інформації.....	30
1.2.2. Аналіз моделі генератора перешкод цифрових систем .....	36
1.3. Постановка завдання дослідження.....	38
1.4. Висновки до першого розділу .....	40
Список використаних джерел у першому розділі .....	40
РОЗДІЛ 2 .....	46
МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ КАНАЛІВ ВИТОКУ ІНФОРМАЦІЇ ВИСОКОШВИДКІСНИХ ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ .....	46
2.1. Модель каналу витоку інформації в пристроях на неоднорідних лініях передачі .....	46
2.2. Модель утворення фантомного каналу витоку інформації в пристроях на зв'язаних лініях.....	54
2.3. Моделі каналів витоку інформації екранованих частотних фільтруючих структур.....	60
2.3.1. Приклад утворення каналів витоку і зовнішнього деструктивного впливу екранованого фільтра .....	67
2.4. Висновки до другого розділу.....	71
Список використаних джерел у другому розділі.....	72
РОЗДІЛ 3 .....	75
РОЗРОБКА МЕТОДІВ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ ВІД ДЕСТРУКТИВНИХ ЗОВНІШНІХ ВПЛИВІВ .....	75

3.1. Визначення хвильового опору по центральним частотам каналів витоку інформації .....	75
3.2. Синтез фільтрів нижніх частот з розширеною смугою захисту від зовнішніх впливів.....	94
3.3. Приклади синтезу фільтрів з підвищеним захистом від зовнішніх впливів.....	101
3.4. Висновки до третього розділу .....	108
Список використаних джерел у третьому розділі .....	109
РОЗДІЛ 4 .....	112
ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ ВІД ЗОВНІШНІХ ДЕСТРУКТИВНИХ ДІЙ .....	112
4.1. Оцінка впливу деструктивної дії на вході розподіленого фільтра на ймовірність помилкового прийому інформації пасивною системою.....	112
4.2. Оцінка деструктивного зовнішнього шумового впливу на розподілений фільтр цифрових каналів зв'язку .....	119
4.3. Оцінка деструктивного шумового впливу на ймовірність бітової помилки в разі неідеальної синхронізації цифрових систем.....	126
4.4. Висновки до четвертого розділу .....	136
Список використаних джерел у четвертому розділі .....	138
ВИСНОВКИ.....	144
ДОДАТОК 1 .....	149
ДОДАТОК 2.....	150
ДОДАТОК 3.....	151
ДОДАТОК 4.....	151

## **ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ**

**ТСП** – технічна система передачі інформації;

**АЧХ** – амплітудно-частотна характеристика;

**НВІС** – надвелика інтегральна схема;

**КМОН** – комплементарні МОН транзистори;

**nМОН** – МОН транзистори з n-каналом;

**ФНЧ** – фільтр нижніх частот;

**ОЕ** – одиничний елемент кола Річардса;

**РЕЗ** – радіоелектронний засіб;

**ФАПЧ** – фазова автопідстройка;

**ГКН** - генератор синусоїдального сигналу, частота якого керується рівнем напруги на вході пристрою.

## ВСТУП

**Актуальність.** Найважливішою умовою захисту інформації в технічних засобах передачі даних є створення спеціалізованої бази технологічних компонентів - перешкодоподавляючих виробів (фільтрів), необхідних для прийняття схемотехнічних заходів щодо мінімізації паразитних генерацій і побічних випромінювань на етапі розробки будь-якого електронного пристрою.

В даний час спостерігається швидкий прогрес у створенні високошвидкісних систем передачі інформації, специфікою яких є сумірність довжин хвиль короткохвильової частини спектра оброблюваних сигналів з геометричними розмірами елементів радіотехнічних пристроїв і наявність динамічних навантажень, особливо при використанні цифрових принципів обробки інформації. Наявність даних особливостей призводить до появи додаткових каналів витоку інформації, усунути які традиційними методами побудови перешкодоподавляючих фільтрів важко або неможливо.

Питання розробки різноманітних аспектів побудови фільтрів для придушення каналів витоку технічних систем передачі інформації висвітлені в роботах таких зарубіжних і вітчизняних вчених, як: Johnson H., Graham M., Mattheae G.L., Young L., Jones E.M.T., Cohn S.B., Collin R.E., Lambert R.F., Whinnery J.R., Marcuvits N., Solymar L., Mitra R., Montgomery C.G., Cameron R.J., Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.Е., Халяпин Д.Б., Машковцев Б.М., Цибизов К.Н. Емелин Б.Ф., Собенин Я.А., Знаменский А.Е., Шестопапов В.П., Кириленко А.А..

Таким чином, актуальність даної роботи обумовлена необхідністю створення моделей каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних і в розробці на їх основі схемотехнічних заходів щодо мінімізації рівня витоку інформації.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.**  
Дисертаційна робота виконувалася відповідно до тематики науково-дослідних

робіт (НДР), що проводяться в Навчально-науковому інституті захисту інформації Державного університету телекомунікацій в рамках НДР "Безпека - 07П" (держреєстрація № 01086 від 25.12.2005) та в Інституті Управління державної охорони України Київського національного університету імені Тараса Шевченка в рамках постановки лабораторної бази з дисципліни "Технічні засоби охорони".

**Мета і задачі дослідження.** Мета дисертаційної роботи - підвищення рівня захисту інформації в високошвидкісних системах передачі інформації.

Мета дисертаційної роботи визначає необхідність розв'язання таких **основних задач:**

1) Здійснити аналітичний огляд методів побудови перешкодоподавляючих фільтрів технічних каналів витоку інформації і розкрити причини появи нових каналів витоку інформації в високошвидкісних технічних системах передачі інформації (ТСП).

2) Визначити особливості та причини існування каналів витоку інформації в екранованих колах живлення. Розробити модель каналу витоку інформації.

3) Встановити зв'язок між частотним розташуванням каналів витоку інформації і хвильовим опором розподіленого фільтра на основі неоднорідної лінії передачі.

4) Розробити метод синтезу фільтрів з розширеною смугою захисту інформації від зовнішніх деструктивних впливів.

5) Розробити модель оцінки деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр високошвидкісних цифрових каналів з багатопозиційною квадратурною амплітудною модуляцією.

6) Розробити модель оцінки деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр високошвидкісних цифрових каналів в разі неідеальної синхронізації високошвидкісних цифрових систем для двійкової фазової модуляції.

**Об'єктом дослідження** є процеси в перешкодоподавляючих

розподілених фільтрах високошвидкісних технічних систем передачі інформації.

**Предметом дослідження** є моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних.

**Методи дослідження.** Для вирішення поставлених завдань в роботі використовувалася теорія розподілених кіл. Зокрема при розробці методу синтезу фільтрів з розширеною смугою захисту інформації від зовнішніх деструктивних впливів використовувалася теорія багатоступеневих ліній передачі.

**Наукова новизна одержаних результатів** полягає в наступному:

- *вперше розроблено* модель оцінки деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр високошвидкісних цифрових каналів з багатопозиційною квадратурною амплітудною модуляцією (M-QAM модуляцією), яка за рахунок використання запропонованих методів синтезу розподілених фільтрів на основі ліній передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідних ліній), дозволяє зменшити вплив порізаності та провалів АЧХ розподіленого фільтра на рівень зростання шумової смуги, а відповідно і ймовірність помилки прийому сигналів, на відміну від фільтрів, що побудовані на відрізках однорідних ліній;

- *вперше розроблено* модель оцінки деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр високошвидкісних цифрових каналів в разі неідеальної синхронізації високошвидкісних цифрових систем для двійкової фазової модуляції (BPSK) при використанні контуру фазового автопідстроювання, яка за рахунок використання запропонованих методів синтезу розподілених фільтрів на основі ліній передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідних ліній) в сукупності з додатковими зосередженими та розподіленими включеннями, дозволяє в широких межах регулювати рівень загасання в області загородження, а відповідно і ступінь руйнування оброблюваної інформації, на відміну від фільтрів, що побудовані на відрізках однорідних ліній;

– *удосконалено* моделі визначення каналів витоку інформації екранованих частотних фільтруючих структур, які за рахунок розрахунку хвильового опору екранованої двопровідної лінії при непарному (протифазному) та парному (синфазному) збудженні в сукупності, дозволяють моделювати процес витоку інформації через неоднорідні пов'язані лінії передачі з врахування впливу екрану, на відміну від існуючих, де використовується для розрахунків лише непарне збудження лінії передачі;

– *удосконалено* методи розрахунку хвильових опорів секцій перешкодоподавляючих фільтрів, які на відміну від відомих реалізують мінімальний перепад хвильових опорів фільтрів, за рахунок розрахунку хвильового опору кожної секції фільтру окремо з використанням теореми Річардса, що дозволяє при технологічних обмеженнях, які накладаються на конструкцію фільтра, забезпечити максимальну область загородження і тим самим знизити рівень випромінювань по каналу витоку інформації;

– *набули подальшого розвитку* методи синтезу багатоступеневих ліній передачі, які на відміну від відомих методів синтезу мережевих фільтрів, за рахунок збільшення кількості ступеней фільтрів, дозволяють безпосередньо по центральним частотам каналів витоку інформації визначати хвильові опори секцій перешкодоподавляючих фільтрів та збільшити протяжність області загородження. Розроблені методи мають підвищені захисні властивості в порівнянні з існуючими аналогами на зосереджених та розподілених елементах.

**Практичне значення одержаних результатів.** Отримані в дисертаційній роботі результати можуть бути використані при розробці перешкодоподавляючих фільтрів високошвидкісних ТСПП.

*Практична цінність* роботи полягає в наступному: сукупність розроблених схемотехнічних рішень побудови фільтрів, що створюють спеціалізовану базу по мінімізації паразитних генерацій і побічних випромінювань яку запропоновано використовувати ще на етапі розробки



будь-якого електронного пристрою, отримані оцінки деструктивного впливу по каналах витоку інформації дають можливість оцінити ступінь збитку в цифрових каналах ТСПП.

Результати дисертаційної роботи використовуються у навчальному процесі НАУ на кафедрі засобів захисту інформації при викладанні дисципліни «Системи технічного захисту інформації» та впроваджені в практичну діяльність підприємств ТОВ «Інтернет Інвест», що затверджено актом за №352/1 від 17.12.2018, ТОВ «ПЕРША УКРАЇНСЬКА ЛІЗИНГОВА КОМПАНІЯ», що затверджено актом №21 від 7.12.2018 та ТОВ «Українські Магістральні Мережі» за №323 від 27.11.2018

За результатами впровадження у практичну діяльність підприємств в зазначених актах наведено, що вдосконалені схемотехнічні методи побудови перешкодоподавляючих фільтрів забезпечують мінімізацію паразитних генерацій і побічних випромінювань ще на етапі розробки, що дозволяє досягти зменшення деструктивної дії зовнішніх шумових впливів в середньому на 10 % - 15%.

У додатку до дисертації представлені документи, що підтверджують практичне використання результатів дисертаційної роботи.

**Особистий внесок здобувача.** Усі наукові результати дисертаційної роботи автор отримав самостійно. У друкованих працях, опублікованих у співавторстві, здобувачеві належать: [1-3] – досліджено вплив конструктивних параметрів полоскових ліній на добротність резонаторів на частотах каналів витоку інформації; [4,7,8] - аналіз існуючих моделей побудови фільтрів, постановка задачі і обґрунтування базових фільтруючих елементів пасивного захисту інформації високошвидкісних систем передачі даних; [6] – запропоновано, в якості моделі фантомного каналу витоку інформації, використовувати пов'язану неоднорідну лінію передачі при парному збудженні; [9] – здійснено оцінку деструктивного шумового впливу по каналах витоку інформації розподіленого фільтра високошвидкісних цифрових каналів зв'язку.

З робіт, що опубліковані у співавторстві, у дисертаційній роботі використовуються виключно результати, отримані особисто здобувачем.

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на 8 міжнародних наукових конференціях, серед яких: II Международной научно-практической конференции «Информационные и телекоммуникационные технологии: образование, наука, практика», 3 – 4 декабря 2015 г., КазНТУ, г. Алматы; III міжнародній науково-практичній конференції «Наука як рушійна антикризова сила», м. Київ, Центр наукових публікацій, 2016; VII міжнародній науково-практичній конференції (м. Чернігів, 24–27 квіт. 2017 р.); IV Міжнародній науково-практичній конференції, 2018, м. Київ; 9th International Conference on Theory and Application of Soft Computing, Computing with Words and Perception, ICSCCW 2017, 24-25 22-23 August, 2017, Budapest, Hungary; Міжнародній науково-технічній конференції "Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ" 17-18 травня 2018 року. Національна академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного. Львів – 2018; Міжнародній конференції ІСЗЗІ НТУУ КПІ 2018 Київ-2018.

**Публікації.** Основні положення дисертації опубліковано у 24 наукових працях, у тому числі: 9 наукових статтях ( з яких 2 – у виданнях проіндексованих у Scopus та Web of Science, 5 – у вітчизняних фахових наукових журналах), а також 15 матеріалах та тезах доповідей наукових конференцій.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається з анотації, змісту, переліку умовних позначень, вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, додатків, списку використаних джерел (в кінці кожного розділу основної частини дисертації) і має 125 сторінок основного тексту, 74 рисунків, 8 таблиць, 4 сторінки додатків. Список використаних джерел містить 118 найменування і займає 15 сторінок. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 152 сторінок.

# РОЗДІЛ 1

## АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ПОБУДОВИ ПЕРЕШКОДОПОДАВЛЯЮЧИХ ФІЛЬТРІВ ТЕХНІЧНИХ КАНАЛІВ ВИТОКУ ІНФОРМАЦІЇ

### **1.1. Аналіз процесів виникнення несанкціонованих електромагнітних випромінювань технічних засобів передачі інформації**

В даний час інформаційні технології відіграють значну роль в житті, як великих корпорацій, так і окремих користувачів. Число використовуваної комп'ютерної техніки, і відповідно, користувачів, зростає. У той же час зростає і необхідність в надійному захисті інформації від несанкціонованого доступу. Причому завдання забезпечення безпеки полягає не тільки в застосуванні захисного програмного забезпечення, але і в реалізації якісної апаратної бази, яка не дозволяє проникати інформаційним сигналам за межі зони, що захищається.

Створення спеціалізованої бази технологічних компонентів - перешкодоподавляючих виробів (фільтрів), необхідних для прийняття схемотехнічних заходів щодо мінімізації паразитних генерацій і побічних випромінювань на етапі розробки будь-якого електронного пристрою, є найважливішою умовою захисту інформації в технічних засобах передавання інформації

Побічні випромінювання обумовлені тим, що в генераторних, підсилюючих та інших функціональних каскадах електронних пристроїв можуть виникати паразитні генерації і наведення. Якщо при розробці апаратури не вжити заходів придушення зазначених процесів безпосередньо в місцях їх виникнення, створюються умови для стійкого генерування, посилення і виникнення побічних випромінювань, рівень яких може перевищувати норми допустимих радіоперешкод. Наявність у пристрої

паразитних сигналів призводить до зростання наскрізних струмів, підвищенню споживаної потужності і, в кінцевому результаті, виходу з ладу радіоелектронних пристроїв [7].

Випромінювання від пристроїв електронно-обчислювальної техніки, модульовані корисним сигналом, існують у вигляді корисних гармонік в широкому діапазоні частот, поширюються як кондуктивно, так і у вигляді випромінюваних електромагнітних завад і несуть в собі сигнал з тим же інформаційним змістом, що і оброблювані сигнали. Такі випромінювання можуть бути прийняті і виведені на екран монітора апаратури перехоплення. Пристрої засобів обчислювальної техніки можуть бути як джерелом, так і рецептором (пристроєм, сприйнятливим до зовнішніх електромагнітних перешкод), і можуть служити перевипромінювачем цих завад. Побічні випромінювання і кондуктивні завади створюють канали витоку інформації, що обробляється в технічних засобах. Технічні заходи боротьби з електромагнітними завадами включають в себе заходи придушення паразитних генерацій - джерел побічних випромінювань, екранування апаратури від зовнішніх електромагнітних полів і фільтрацію кондуктивних завад [7].

Розробнику електронної апаратури доводиться враховувати можливість існування перешкод як в мережі живлення, так і в навколишньому просторі, що викликає необхідність захищати свої електронні схеми від їх впливу. Крім того, розроблювана апаратура сама не повинна генерувати ЕМП.

Електромагнітні перешкоди поширюються як по проводах (кондуктивні завади), так і через навколишній простір (просторові, що випромінюються перешкоди). З усіх видів ЕМП [1-5] найбільш небезпечні кондуктивні завади, що поширюються в провідному середовищі - колах живлення, управління, комутації, а також в колах корисних сигналів. Найбільш часто кондуктивні завади проявляються у вигляді накладення гармонік змінної напруги кола живлення на вихідні сигнали пристрою. Поява таких перешкод, зазвичай, викликана:

- недостатнім згладжуванням напруги джерела живлення;
- паразитними зв'язками елементів пристрою з колом живлення;
- нееквіпотенціальністю точок заземлення окремих елементів.

Кондуктивні завади можна розділити на дві складові:

- синфазні (common-mode) ;
- диференціальні (differential-mode).

Синфазні перешкоди проходять по лініях електроживлення і не пов'язані із заземленням. Вони вимірюються між двома проводами лінії. Диференціальні перешкоди вимірюються між одним з проводів і землею.

Основний засіб боротьби з кондуктивними ЕМП, що створюються в колах живлення і управління постійного і змінного струмів, - їх фільтрація за допомогою перешкодоподавляючих фільтрів нижніх частот (ФНЧ). Такі фільтри захищають радіотехнічні пристрої від перешкод, що поширюються від джерел живлення, і, навпаки, кола живлення - від перешкод, створюваних пристроєм. Фільтри включають між джерелом і навантаженням в кожен незаземлений провід кола живлення, по можливості ближче до джерела перешкод.

Перешкодоподавляючий фільтр нижніх частот (ФНЧ) представляє собою лінійний чотириполюсник, призначений для частотної селекції сигналів. Фільтр виділяє зі складного електромагнітного коливання, що подається на його вхід, частотні складові, що розташовані в заданій смузі пропускання, і пригнічує частотні складові в заданій смузі затримки [4 - 6]. Основні показники ефективності фільтра - частота зрізу ( $f_{зр}$ ), на якій внесене згасання дорівнює 3 дБ, величина внесеного загасання в заданому діапазоні частот і ширина смуги переходу. Чим більше величина внесеного загасання і чим вужче смуга переходу, тим вище ефективність придушення ЕМП. Величину внесеного загасання визначають в 50-Ом вимірювальною схемою, тому при включенні фільтра в електричну схему, імпеданс джерела і навантаження якої відмінні від 50 Ом, величина внесеного загасання буде відрізнятися від вимірюваної. Дія ФНЧ - відбиття і часткове поглинання ЕМП в

індуктивності і ємності. Для ефективного відбиття, тобто "Закорочення" ВЧ-складових напруги, що подається на вхід фільтра, необхідно, щоб опір ємності фільтра був мінімальним, а його електрична ємність — як можна більш високою. Поглинання ЕМП в фільтрі відбувається за рахунок магнітних втрат в індуктивності і діелектричних втрат в конденсаторі. Варто віддавати перевагу фільтрам, що забезпечують придушення перешкод за рахунок їх поглинання.

Фільтрація є основним і ефективним засобом придушення (ослаблення) кондуктивних перешкод в колах електроживлення, в сигнальних колах інтерфейсу і на друкованих платах, в проводах заземлення. Перешкодоподавляючі фільтри дозволяють знизити кондуктивні перешкоди, як від зовнішніх, так і від внутрішніх джерел завад. Застосування перешкодоподавляючих елементів дозволяє оптимізувати схемотехнічні і конструкторсько-технологічні рішення з метою мінімізації або повного усунення паразитних генерацій і побічних випромінювань, знизити сприйнятливість апаратури до зовнішніх електромагнітних полів і імпульсних сигналів, усунути можливі канали витоку інформації. При цьому підвищується надійність і перешкодозахищеність апаратури, знижується її металоємність, поліпшуються масогабаритні і вартісні показники.

У відповідності з розташуванням смуги пропускання фільтра щодо смуги перешкодоподавлення в частотному спектрі розрізняють чотири класи перешкодоподавляючих фільтрів:

- фільтри нижніх частот;
- фільтри верхніх частот;
- смугові фільтри;
- режекторні фільтри.

Для вирішення конкретних завдань щодо забезпечення надійності функціонування, сумісності, перешкодозахищеності апаратури та інших традиційних завдань електромагнітної сумісності (ЕМС) найчастіше використовуються смугові і режекторні фільтри. Для цілей забезпечення

перешкодозахищеності інформаційних сигналів і захисту інформації, що обробляється в технічних засобах, від витоку каналами побічних електромагнітних випромінювань і наведень, як правило, використовуються широкопasmові LC-фільтри нижніх частот, а також феритові перешкодоподавляючі вироби, комплектні кабельні вироби з елементами захисту та елементи захисту засобів відображення інформації (просвітні електромагнітні фільтри - екрани) і ін. Можливе застосування активних фільтрів на основі мікросхем (операційних посилювачів). Це може бути доцільно в тих випадках, коли пасивні LC-фільтри стають дуже громіздкими при зниженні частоти зрізу до звукових частот, коли навіть при виборі відносно малої місткості (наприклад, 0,01 мкФ) дросель стає незрівнянно більшого розміру і маси. В активному фільтрі операційний підсилювач перетворює імпеданс підключається до нього RC-кола так, що пристрій поводить як індуктивність.

Вибір необхідного типу фільтра залежить від електричної характеристики системи в яку він повинен бути встановлений, вимог по ефективності придушення перешкод, в тому числі частоти зрізу і верхньої граничної частоти ослаблення, тобто частотних характеристик фільтрованого кола, а також вимог, визначених умовами експлуатації і від реальних обмежень по установці фільтру в апаратурі. Всі ці фактори пов'язуються з електричними характеристиками фільтра. Ці вимоги можна розділити на наступні групи:

- вимоги по частотному діапазону;
- вимоги по навантаженню;
- вимоги по струму витоку;
- вимоги щодо послаблення імпульсних перешкод;
- вимоги по стійкості до зовнішніх впливів;
- вимоги до конструкції фільтрів.

Правильне формулювання вимог, є основою критерію вибору фільтрів. Конфігурація електричної схеми фільтра вибирається з наступних міркувань:

Фільтр С-типу являє собою фільтр з малою індуктивністю, що працює як прохідний конденсатор, що шунтує перешкоду на землю. Даний прохідний конденсатор з трьома виводами при включенні між джерелом перешкоди і навантаженням - відокремлює постійний струм або струми низької частоти від струмів високої частоти. При великій ємності конденсатор шунтує змінну складову струму і вона не потрапляє в навантаження, в яку надходить постійний струм. Тому чим менше опір навантаження, тим більше повинна бути ємність фільтра для кіл живлення. Причому величину ємності слід вибирати, виходячи з найменшої робочої частоти. Добре працює при високих імпедансах джерела і навантаження. Вище частоти зрізу крутизна характеристики внесеного затухання складає 20 дБ на декаду. Слід уникати використання цього фільтра в колах, в яких можливі перенапруги або нестационарні процеси.

Фільтр Г-типу слід застосовувати там, де імпеданси джерела і навантаження істотно різні. Індуктивність повинна бути звернена до низкоомного кола. Вище частоти зрізу крутизна характеристики внесеного затухання складає 40 дБ на декаду.

Фільтр П-типу має два прохідних конденсатора, що шунтують перешкоду на землю, і індуктивність між ними. Такий фільтр являє собою високий опір по змінному струму як для джерела, так і для навантаження. Найбільше підходить для застосування в колах з високими, відносно рівними за величиною імпедансами джерела і навантаження. Вище частоти зрізу крутизна характеристики внесеного затухання складає 60 дБ на декаду.

Фільтри 2П-типу, 2Т-типу і інші застосовуються в умовах, подібних до умов застосування фільтрів П- і Т-типу, але де пред'являються більш високі вимоги до характеристик фільтра або потрібно ефективне придушення перешкод в нижній частині робочого діапазону частот до 10 кГц. Застосовуються багатоелементні композиції з 5-ти й більше індуктивностей і прохідних конденсаторів. Велика крутизна характеристики внесеного затухання в таких фільтрах потрібно для того, щоб не допустити внесеного



загасання на частотах мереж електроживлення, а також в лінійних фільтрах, призначених для телефонних ліній та ліній передачі даних. Структури типу С, П і 2П дають можливість досягнення більш високого внесеного загасання в тих випадках, коли опір джерела і навантаження більше 50 Ом. Структури Т і 2Т дають можливість досягнення більш високого внесеного загасання в тих випадках, коли опори джерела і навантаження менше 50 Ом. При необхідності в електричну схему мережевих фільтрів можуть включатися елементи придушення нестационарних процесів.

Якщо фільтр буде використовуватися в основному в мережі змінного струму, то є вимоги до максимально допустимого струму витoku. Якщо фільтр буде використовуватися в основному в колі постійного струму, то він вибирається на відповідність напрузі при постійному струмі. При ймовірності виникнення перенапруги, викидів струму та інших нестационарних процесів на кабелях електроживлення, рекомендується на вході фільтра ставити індуктивність (ланка Г або Т), яка буде в якійсь мірі послабляти можливі викиди напруги, забезпечуючи певну ступінь захисту конденсатора, як більш чутливого до нестационарних процесів елемента.

Перешкодоподавляючі фільтри дають найбільше ослаблення тоді, коли вони узгоджені з імпедансом джерела перешкод, сприймаючого пристрою або лінії. З урахуванням цього аспекту на рис. 1.1, показані фільтруючі кола для різних імпедансів лінії і джерела перешкод (сприймаючий пристрій).

Найпростіший "низькочастотний" фільтр з високим імпедансом - це перешкодоподавляючий конденсатор, а фільтр з низьким імпедансом - це перешкодоподавляюча котушка індуктивності.

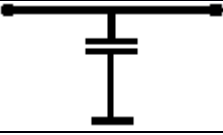
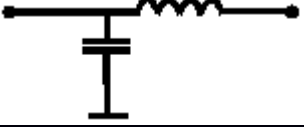

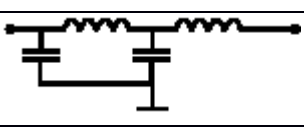
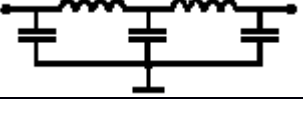
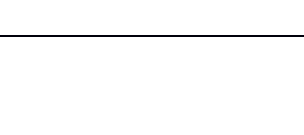
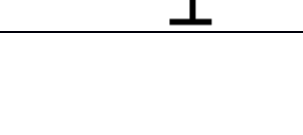

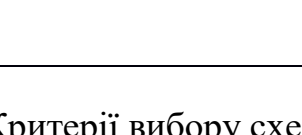
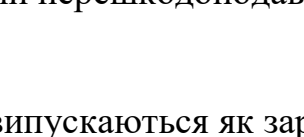
		Імпеданс джерела перешкод		крутизна характеристики внесених втрат
		високий	низький	
Імпеданс лінії	високий (> 50 Ом)			20 дБ на декаду
				40 дБ на декаду
				60 дБ на декаду
				80 дБ на декаду
				100 дБ на декаду
	низький (< 50 Ом)			20 дБ на декаду
				40 дБ на декаду
				60 дБ на декаду
				80 дБ на декаду
				100 дБ на декаду

Рисунок 1.1 – Критерії вибору схеми перешкодоподавляючого фільтра

Перешкодоподавляючі фільтри випускаються як зарубіжними фірмами, так і підприємствами вітчизняної промисловості. Вимоги до перешкодоподавляючих фільтрів регулюються стандартами, розробленими міжнародними, регіональними та національними організаціями:

- стандарти України - ДСТУ 3639-97, ДСТУ 2977-95;
- стандарти, які використовуються в Європі - VDE, CISPP, VG;
- стандарти США - MIL-F-15733, MIL-T-28861, MIL-STD-4610, FCC 79-555.

Зарубіжні фірми виробляють перешкодоподавляючі вироби по всій існуючій номенклатурі: по струму навантаження (0,5 ... 100 А), робочому діапазону частот (0,01 МГц ... 10 ГГц), внесеному загасанню (20 ... 100 дБ), температурі довкілля (-25 ° С ... + 85 ° С) і т.д. Причому фільтри, що випускаються зарубіжними фірмами (Siemens, TDK, Corcom, Sprague, Timonta, Murata і багатьма іншими), відрізняються конструктивною різноманітністю корпусів (циліндричної та прямокутної форми) і виводів (заземлення у вигляді цапфи, з окремим земляним або планарним виводом, а також з виводом у вигляді роз'єму). Характеристики деяких з таких фільтрів представлені в табл. 1.1[8].

Таблиця 1.1

**Стандартні перешкодоподавляючі фільтри, що випускаються зарубіжними фірмами  
для мережі 50 Гц 250 В**

№№ п/п	Найменування фільтра	Струм, А не більше	Частотний діапазон, МГц	Внесене згасання, дБ	габаритні розміри,мм	маса, кг не більше
1.	Мережевий фільтр типу FR 102 фірми Schaffner	4	0,1...300	40...60	200x10x50	1,8
2.	Фільтр типу 60-SPL-030-3-3 фірми Spectrum Control Inc	3	0,1.-.50	20...60	41x35x32	0,2
3.	Силовий фільтр серії 62-MMF-050-6-13 фірми Spectrum Control Inc	5	0,1...50	60...90	63x50x32	0,3
4.	Фільтри фірми Nagano	30	0,1...20	30...50	180x130x100	3,0
5.	Фільтри фірми Silden Telec	25	0,15...300	40...80	273x191x76	3,0
6.	Мережевий фільтр типу FR 501 фірми Schaffner	6	0,1...500	40...80	190x65x60	2,0
7	CSUX 2030 А6-С компанії Corcom	2x30	14 кГц 10 ГГц	100	660x305x153	27
8	CDSRW 1150А6-С компанії Corcom	150	14 кГц 10 ГГц	100	787x203x203	29
9	CDSRW 1150А6-С компанії Corcom	5	14 кГц 10 ГГц	100	356x83x83	4

Підприємствами електронної промисловості на території СНД випускаються:

- мережеві перешкодоподавляючі фільтри корпусні;
- сигнальні прохідні керамічні перешкодоподавляючі фільтри;
- ферритові перешкодоподавляючі вироби та елементи;
- електричні з'єднувачі, екрановані і з перешкодоподавляючими фільтрами-контактами.

Серед мережевих перешкодоподавляючих фільтрів, що випускаються вітчизняною промисловістю, набули поширення виконані в герметичних металевих корпусах n-ланкові пасивні LC-фільтри, параметри яких наведені в табл. 1.2. З'єднання входу-виходу фільтра з електромережою і навантаженням здійснюється за допомогою прохідних контактів, що складаються з виведення, запресованого в ізолюючу втулку. Зовнішні металеві деталі фільтра захищені від корозії гальванопокриттям. Майже всі типи фільтрів, наведені в табл.1.2, залиті епоксидним компаундом і розраховані на жорсткі умови експлуатації з гарантованим терміном не менше 5 років з дня виготовлення. На відміну від раніше розроблених фільтрів (типів ФП, ФПВЧ, ФПС та ін.) В цих фільтрах при синтезі їх частотних характеристик були використані паразитні параметри елементів і дроселі на складових магнітопроводах, що дозволило значно поліпшити їх питомо-об'ємні і питомо-вагові характеристики. Крім того, розроблені для однофазної двухпроводной мережі, вони знайшли широке застосування і в інших мережах. Розділ умов експлуатації технічних умов дозволяє використання цих фільтрів як на змінному (50 Гц, 220 В), так і на постійному (12 ... 120 В) струмі, а задовільна робота їх в паралельному режимі дозволяє розширити струмовий діапазон до 100А.

Таблиця 1.2.

**Мережеві перешкодоподавляючі фільтри вітчизняного виробництва**

№№ п/п	Найменування фільтра	Струм, А не более	Частотний діапазон, МГц	Внесене згасання, дБ	Габаритні розміри, мм	Маса, кг не більше
1.	ФПБМ-1/2/3	5/10/20	0,01... 10000	60...90	240x75x55	1,8
2.	ФТМА	0,5	0...4 0,01... 1000	2 25...70	45x40x25	0,1
3.	ФСГА	6	0,01...500	40...60	180x140x50	1,7
4.	ФППС	3	0,1... 1000	40...60	62x52x42	0,35
5.	ФСБШ-2/4/7	1/2/5	0,01...500	15...50	104x90x60	0,6
6.	ФСШК-1/ФСШК-2	3/6	0,1...1000	40...70	62x52x42	0,25
7.	ФПВД	15	0,01... 1000	30...60	104x94x52	0,6
8.	ФСМА	30	0,01...1000	30...60	104x94x52	0,7
9.	ФСБШ-9	10	0,01... 1000	15...50	104x78x30	0,26

## 1.2. Аналіз особливостей побудови фільтрів складних навантажень

Складні навантаження, що останнім часом з'явилися в пристроях цифрової обробки інформації, вимагають більш тонкого підходу до їх проектування. Складне навантаження - це навантаження з характеристиками, що змінюються з високими швидкостями в широкому динамічному діапазоні. Динамічний діапазон зміни струмів, споживаних таким навантаженням перевищує 20 разів, а верхня межа спектральних складових струмів перевищує 3 ГГц. Такі зміни струмів призводять до генерації на індуктивностях ліній розподілу живлення перешкоди, потужність якої може досягати 1/4 потужності споживаної процесором. Внутрішній опір цього генератора наближається до  $10^{-3}$  Ома. Прикладом складного навантаження є сучасні високопродуктивні процесори.

Складне навантаження, таким чином, саме є генератором потужної широкосмугової перешкоди, що розповсюджується від неї до її джерела живлення і накладається на напругу живлення. Її наявність можна розглядати як просто модуляцію струмів навантаження, або як накладення 2-х напруг або струмів в будь-якій точці лінії розподілу живлення.

В результаті роботи таких навантажень виникає безліч проблем. Це і перегрів оксидних конденсаторів (ОК) фільтра і накопичувальних дроселів ШІМ (широкоімпульсних) перетворювачів напруги живлення, зниження перешкодостійкості і саморозігрів процесора, проникнення перешкод в інші кола системної плати. Кожне суттєве поліпшення продуктивності процесора вимагає перевірки і мінімізації негативних наслідків і підбору нового фільтра. Тому видимі наслідки цього явища виявляються при максимальному розгоні процесора. Тому при розробці фільтрів, навантажених на складні навантаження слід спочатку ретельно проаналізувати фізику явищ, що виникають при передачі потужності «Джерело живлення - (НЧ фільтр) - процесор» і назад «процесор - ВЧ фільтр - джерело живлення». Врахування фізики явищ, що відбуваються, дозволить грамотно побудувати комплекс

фільтрів, і не тільки багато в чому зніме проблеми позасмугових випромінювань, але і дозволить підвищити швидкість роботи процесора.

### 1.2.1. Аналіз процесів при виникненні витоку інформації цифрових систем передачі інформації

Історично так склалося, що при виготовленні дискретних обчислювальних структур (процесорів) і забезпечуючих їх роботу НВІС (надвеликих інтегральних схем) статичної та динамічної пам'яті, контролерів управління пам'яттю і периферією отримали МОН ключі з динамічним навантаженням. Далі будемо говорити тільки про процесори, як найбільш характерних НВІС, фізичні процеси і робочі частоти яких повністю перекривають аналогічні параметри інших видів НВІС. Для простоти розглянемо роботу КМОН ключа з динамічним навантаженням, процеси в яких повністю описують динаміку роботи розглянутих структур і їх логічних елементів.

Через інвертор, виконаний за КМОН технологією, протікає струм  $I_n$  тільки в момент перемикання (рис.1.2), який перезаряджає ємність навантаження. При переході в стан «0» (транзистор Т1 відкритий, Т0 закритий), на його активний опір розряджається ємність навантаження і енергія цього струму переходить в тепло. А при переході в стан «1» (транзистор Т0 відкритий, Т1 закритий), ємність навантаження заряджається імпульсом струму по лінії розподілу живлення і потужність, що виділилася на опорі каналу польового транзистора, переходить в тепло.

Потужність одиничного інвертора, що розсіюється, визначається за формулою:

$$P_i = f_n C_n E^2 \quad (1.1)$$

де:

$f_n$  – частота приймача;

$C_n$  – ємність навантаження інвертора;

$E$  – напруга живлення інвертора.

У стані «0» або «1» закрито верхнє або нижнє плече інвертора, відповідно і наскрізний струм відсутній.

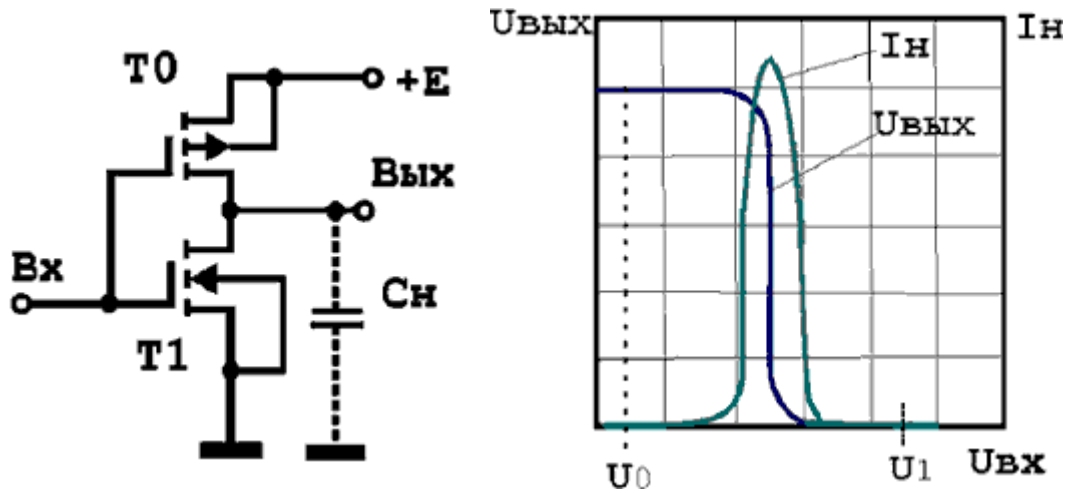


Рисунок 1.2 – Інвертор, виконаний за КМОП технологією

З (1.1) видно, що потужність, що розсіюється таким інвертором при заданій частоті перемикання прямо пропорційна ємності його навантаження і квадрату напруги живлення інвертора. Ця відома залежність використовується розробниками сучасних процесорів для підвищення тактової частоти шляхом зниження ємності навантаження. В даний час ємність навантаження знижується за рахунок зниження лінійних розмірів ключів, нових матеріалів з малими діелектричними проникностями і використанням нових все більш тонких технологічних процесів.

Спробуємо задатися питанням: до яких пір мініатюризація розмірів транзистора, що супроводжується збільшенням продуктивності процесорів буде технологічно і економічно виправдано? Зменшення розмірів транзисторів дозволило збільшити їх число на одному чіпі до 100 000 (технологія 1,5 мікрона) в 1982 році, до 100 000 000 (технологія 90 нм) до 2003 року і майже до 10 000 000 000 в наші дні. Неухильно росли і величини тактової частоти процесорів з розрахунку кількості операцій в секунду. Тільки на етапі з 1982-

го по 2003 приріст склав: з 10 МГц в 1982 році до 4ГГц в 2003 році, після чого це значення практично не росло. Чому? Причина криється в фундаментальному принципі функціонування сучасних процесорів, який передбачає кодування двійкових значень біта у вигляді заряду електронів на пластинах конденсатора. Тобто при здійсненні будь-яких маніпуляцій з бітами обчислювальному пристрою буде потрібна енергія, достатня для того, щоб відрізнити значення біта від теплового шуму. У той же час у всіх існуючих сьогодні системах обробки інформації будь-які зміни стану біта супроводжуються "викидом" деякої кількості теплової енергії. Зі збільшенням тактової частоти зростає і частота вивільнення порцій енергії, при збереженні розмірів чіпа. Безумовно, розвиток технологій дозволяє зменшити і розміри конденсаторів і корисні напруги, але цей процес не в змозі компенсувати неминуче збільшення щільності потужності, що розсіюється. Такий, не дуже раціональний підхід, виправдовував себе, поки проблема, пов'язана з тепловідводом не поставила вимогу про прийняття кардинальних заходів [19].

Для того, щоб наочніше уявити собі масштаби проблеми, згадаємо, що мікропроцесор 8086, що випускався в 1978 році по тримікронній технології задіяв можливості 29000 транзисторів, і, працюючи на частоті 4,77МГц, не вимагав радіатора, оскільки обсяг тепла, що розсіювалося не перевищував 1,5 Вт. Процесор Pentium 4 Prescott, випущений в 2004 році за 90 нм техпроцесу, працюючи на частоті 3,4 ГГц використовував можливості 125 млн. транзисторів і продукував вже 103 Вт теплової енергії. І тут розробники впритул наблизилися до тієї межі потужності, яку можна відвести, використовуючи схему повітряного охолодження. Саме в зв'язку з цим лежить на наших колінах лептоп пече ноги а десктоп стає частиною опалювальної системи. На рівні сучасного суперкомп'ютера, що споживає близько 5 мегават потужності (еквівалентно 1000 чотирьохкамфорна електричних плит, що працюють одночасно на повній потужності) буде потрібно спеціальним чином охолоджуване приміщення. А дата-центр Google, який будують в холодній



Норвегії, буде споживати вже 200 мегават і охолоджуватися водою з найближчого фьорда [19].

Тут буде доречно навести цитату International Technology Roadmap for Semiconductors ( "Міжнародної дорожньої карти для напівпровідникових технологій"): "Power management is now the primary issue across most application segments due to the  $2 \times$  increase in transistor count per generation while cost-effective heat removal from packaged chips remains almost flat (ITRS 2013) ". Що значить: подвоєння числа транзисторів не супроводжується еквівалентним збільшенням ефективного тепловідводу від чіпа, залишаючись практично на тому ж рівні[19]. Іншими словами, щільність транзисторів на чіпі з повітряним охолодженням вже сьогодні така, що їх одночасне використання призведе до розплавлення чіпа[19].

Слід зазначити, що ситуація з nМОН структурами дещо інша. Це пов'язано з тим, що в такій структурі динамічним навантаженням є транзистор такої ж структури що і активний ключ. Потужність, споживана такою структурою, має постійну складову, обумовлену протікаючими наскрізними струмами при стані «0» (відкритому нижньому плечі інвертора). І загальна споживана структурою потужність дорівнює:

$$P_i = P_{i\text{ст}} + P_{i\text{дин}} \quad (1.2)$$

Динамічна складова визначається формулою (1.1), а статична виразом:

$$P_{i\text{ст}} = 0,25 E b_0 (E - U_0)^2 \quad (1.3)$$

де:

$b_0$  – відносна крутизна транзистора  $T_0$ ,

$U_0$  – порогове напруга транзистора. Інші позначення збігаються з (1.1).

Механізм генерації перешкоди. Якщо тепло, що виділяється процесором відвести не проблема аж до 100-120 Вт, то з ростом швидкодії і кількості транзисторів, не дивлячись на знижувані комутовані ними струми, все

сильніше починають проявляти себе генеровані такими пристроями (процесорами, контролерами-мостами, пам'яттю) перешкоди. Імпульси струму  $I_n$  показані на рис.1.2, створюють на індуктивностях кіл, по яким вони протікають, ЕРС самоіндукції, що має широкий спектральний склад. Верхня межа спектра генерованих процесором перешкод визначається тривалістю фронту імпульсу струму:

$$f_{гр} = 1/2\pi t_{фр} \quad (1.4)$$

Для одиночних імпульсів спектр безперервний і містить всі частоти від  $f_{гр}$  до 0, а спектр повторюваних імпульсів містить безліч частот від частоти повторення до  $f_{гр}$ . Ці імпульсні струми на індуктивності ліній розподілу живлення створюють ЕРС самоіндукції, яка розподіляється як:

$$U = Ldi/dt \quad (1.5)$$

Тобто ЕРС самоіндукції прямо пропорційна індуктивності кіл підведення живлення і швидкості наростання струму ключів кристала. З огляду на складні алгоритми обробки інформації в процесорі (але в той же час циклічний характер через синхронну роботу безлічі вузлів процесора) і його внутрішню структуру, можна сказати, що частоти повторення мають безліч значень. Для елементів підключених до лінії розподілу живлення вони є перешкодами, а через непередбачуваність (випадковості) характеристик, їх можна розглядати як шуми.

Напруга перешкоди прикладена до шини розподілу напруги живлення самостійного по живленню вузла процесора (наприклад, ядра), де і підсумовується, утворюючи напругу шумів. Частина найбільш високочастотних складових цих перешкод поглинаються в процесорі в вигляді втрат на лініях розподілу живлення і в діелектрику ізолюючих шарів і

переходять в тепло. Решта надходять на лінії розподілу живлення процесора на материнській платі.

Генеровані процесором перешкоди, знижують його перешкодостійкість. Їх перехресна дія може призводити до тимчасових зсувів при перемиканні логічних елементів, збільшують напругу на стоках транзисторів підключених до лінії розподілу живлення процесорів, створює на них додаткову змінну складову (перешкоду), наводиться на інші внутрішні кола процесора за рахунок ємнісних зв'язків, випромінюється у внутрішньому об'ємі системного блоку. А також генеровані шуми за рахунок втрат нагрівають всі елементи кола розподілу живлення пропорційно втратам в них. Це самі тоководи ліній розподілу живлення, тоководи процесора, елементи ізоляції материнської плати і процесора, елементи фільтрації напруги живлення.

Розглянемо вплив паразитних індуктивностей конденсаторів на роботу фільтрів. Реактивний опір ідеального конденсатора описується формулою  $X_c = 1/2\pi fC$  і його величина з ростом частоти прагне до «0». Але цього не відбувається, оскільки ідеальних конденсаторів не існує. Реальний конденсатор має ще й паразитну індуктивність і паразитний опір втрат. Будь-яка індуктивність, включена послідовно в частотно-залежне коло, яким є будь-який конденсатор (як фільтруючий елемент), вносить свій внесок в частотну характеристику цього кола. Еквівалентна схема реального конденсатора приведена на рис.3. Реальний конденсатор поводить себе як ємність на частотах що не перевищують резонансну частоту (табл.1.3). Наявність паразитних індуктивностей і втрат конденсаторів призводить до спотворення частотних характеристик пристроїв фільтрації.

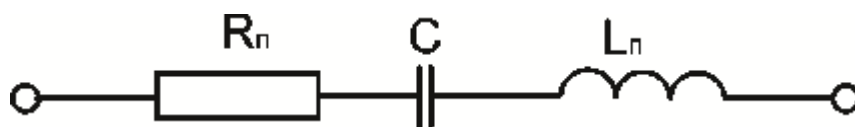


Рисунок 1.3 – Еквівалентна схема конденсатора

Таблиця 1.3.

## Резонансні частоти реальних конденсаторів перешкодоподавляючих фільтрів

Ємність	Власна резонансна частота (МГц) при довжині виводів					
	30 мм	25 мм	15 мм	10 мм	Без виводів (LICC 0508)	Без виводів (IDC 0508)
47 нФ	-	-	-	-	64	75
22 нФ	8	9,2	11	13	94	110
10 нФ	13	15	18	21	139	163
4,7 нФ	16	18,5	22	25,7	203	238
2,2 нФ	25	18,5	34	39,5	297	348
1 нФ	43	52	62	73	441	516
470 пФ	60	68	72	85	643	753
330 пФ	62	71	86	100	768	898
100 пФ	130	150	180	210	1395	1632

З аналізу джерел [1-7] слід, що з ростом швидкості передачі інформації елементи використовуваних зосереджених фільтрів стають розподіленими елементами (довгими лініями). Тому для проектування фільтрів високошвидкісних систем передачі інформації необхідно враховувати хвильовий характер процесів, що відбуваються. Неврахування хвильового характеру процесів в фільтрах призводить до появи несанкціонованих частотних каналів витоку інформації. Дані паразитні частотні області можуть також служити каналами деструктивного зовнішнього впливу на оброблювану інформацію аж до її часткового або повного руйнування.

### 1.2.2. Аналіз моделі генератора перешкод цифрових систем

Генерована елементом ключем (МОП інвертором) сучасного процесора потужність визначається за формулою:

$$P_1 = f_n C_n E^2 \quad (1.6)$$

де:

$f_n$  – частота перемикання;

$C_n$  – ємність навантаження інвертора;

$E$  – напруга живлення інвертора.

Максимальна потужність струму визначається за правилом підсумовування потужностей паралельних джерел:

$$P_\Sigma = P_1 + P_2 + \dots + P_n = N \cdot P_i \quad (1.7)$$

де:

$N$  – число елементарних ключів,

$P_i$  – потужність, що генерується одним ключем.

Оскільки в процесі роботи процесора постійно змінюються частоти  $f_n$  і кількість одночасно змінюваних станів ключів, то змінюється і  $P_\Sigma$ . Такий генератор має еквівалентну схему, наведену на рис.1.4, где  $Z\phi$  – імпеданс фільтра,  $R_i$  – внутрішній опір еквівалентного генератора,  $P_{\text{пом}}$  – потужність перешкод генерованих процесором (еквівалентним генератором). Причому особливістю цієї схеми є потужність  $P_\Sigma$  і внутрішній опір  $R_i$  генератора, що синхронно змінюються.

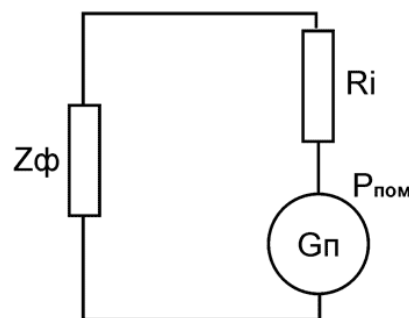


Рисунок 1.4 – Еквівалентна схема генератора перешкод

Сумарний опір  $R_i$ , утворений безліччю одночасно включених паралельно генераторів з внутрішнім опором  $R_{i_n}$ , визначається за правилом підсумовування  $N$  провідностей одночасно комутованих джерел:

$$Ri = Ri_n/N \quad (1.8)$$

Опір  $Ri$  тим менше, чим більше ключів в процесорі ( $N$ ) комутуються в даний момент часу. В умовах мінливого опору  $Ri$  і його малої величини реальні характеристики фільтра істотно погіршуються. Саме урахування  $Ri$  еквівалентного генератора перешкод і дозволяє досягти оптимального придушення перешкод.

Досвід побудови фільтрів показує, що зі зниженням  $Ri$  спостерігається звуження робочої смуги частот ланки фільтра і зниження коефіцієнта придушення перешкод, що поширюються від процесора до джерела. При цьому мінімальне число ланок фільтру не може бути менше 3 для великих значень  $Ri$ . Даний факт визначається як максимальною реактивною потужністю, що припадає на кожен ланку, так і смугою фільтрації. Необхідна кількість ланок фільтра визначається потужністю, що генерується одним ключем  $Pi$ . Як показують розрахунки, для  $Ri$  більше 1 Ом тільки на процесорі їх повинно бути не менше 4 ланок.

Проведений огляд використовуваних в даний час фільтрів показує, що при проектуванні фільтрів особливо для високошвидкісних систем передачі інформації необхідно поряд з традиційним підходом до проектування фільтрів, також враховувати більш тонкі фізичні процеси, що відбуваються в цифрових системах. Це дозволить знизити рівень позасмугових випромінювань і, як наслідок, знизити рівень витоку інформації по несанкціонованим каналах випромінювань.

### **1.3. Постановка завдання дослідження**

Наведений вище огляд показав, що існуючі методи побудови перешкодоподавляючих фільтрів ТСПІ з ростом швидкості передачі інформації мають такі недоліки:

1. Методи синтезу фільтрів, що наразі використовуються, орієнтовані переважно на усунення каналів витоку інформації в області порівняно низьких частот (не більше одиниці ГГц). При цьому під час аналізу ФЧХ фільтрів використовуються найпростіші еквівалентні схеми зосереджених резисторів, індуктивностей і конденсаторів, які справедливі для низькошвидкісних ТСП. Внаслідок цього із зростанням частоти використовувані еквівалентні схеми стають несправедливими, що призводить до помилок при побудові перешкодоподавляючих фільтрів.

2. Встановлено, що з ростом швидкості передачі інформації елементи використовуваних зосереджених фільтрів стають розподіленими елементами (довгими лініями). Тому для проектування фільтрів високошвидкісних систем передачі інформації необхідно враховувати хвильовий характер процесів, що відбуваються.

3. З огляду сучасних літературних джерел впливає, що неврахування хвильового характеру процесів в фільтрах призводить до появи несанкціонованих частотних каналів витоку інформації. Дані паразитні частотні області можуть також служити каналами деструктивного зовнішнього впливу на оброблювану інформацію аж до її часткового або повного руйнування.

4. Показано, що в високошвидкісних цифрових системах передачі інформації навантаження фільтрів являються динамічними. Тобто протягом часу роботи процесорів змінюється комплексний опір навантажень фільтрів. Дана обставина призводить до додаткового зростання електромагнітних випромінювань цифрових систем зв'язку і, як наслідок, до появи додаткових каналів витоку інформації.

Для усунення каналів витоку інформації, викликаних зростанням швидкості передачі інформації, пропонується в якості елементів перешкодоподавляючих фільтрів використовувати лінії передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідні лінії передачі). Відомо, що характер зміни хвильового опору повністю визначає АЧХ фільтрів. Тому виникає

задача знаходження такої функції зміни хвильового опору від координати лінії, при якій в заданій смузі частот відсутні канали витоку інформації (паразитні канали).

#### **1.4. Висновки до першого розділу**

На основі аналізу проведеного в першому розділі, можна зробити наступні висновки:

1. Наведений вище огляд показав, що існуючі методи побудови перешкодоподавляючих фільтрів технічних засобів передачі інформації з ростом швидкості передачі даних призводить до появи несанкціонованих каналів витоку інформації.
2. Усунути канали витоку інформації можна використовуючи для побудови фільтрів відрізки неоднорідних ліній передачі шляхом спеціального вибору закону зміни хвильового опору.
3. Поставлено завдання дослідження.

#### **Список використаних джерел у першому розділі**

1. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. 2'е изд.. – М.: Радио и связь, 1981.– 295 с.
2. Князев А.Д., Кочиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно'вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989.– 224 с.
3. Ненашев А.П. Конструирование радиоэлектронных средств.–М.: Высшая школа, 1990.– 432 с.
4. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1/ Пер. с англ/Под ред. Алексеева Л.В. и Кушнира Ф.В. – М.: Связь, 1971.– 440 с.



5. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.2. М.: Связь, 1972.495 с
6. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах/Пер. с англ./Под ред. Гальперина М.В. – М.: Мир, 1979.– 317
7. Зайцев А.П. Технические средства и методы защиты информации: Учебник для вузов / Зайцев А.П., Шелупанов А.А., Мещеряков Р.В. и др.; под ред. А.П. Зайцева и А.А. Шелупанова. – М.: ООО «Издательство Машиностроение», 2009 – 508 с.
8. Каталоги фирм Siemens (р. 400), Schaffher (р. 48), TDK (р. 17), Spectrum Control Inc (р. 43), Corcom (р. 120), Curtis (р. 30).
9. Бландова Е. Помехоподавляющие изделия. Рекомендации по выбору и применению. Специальная техника № 1, 2002. [http://www.ess.ru/publications/1\\_2001/blandova/blandova.htm](http://www.ess.ru/publications/1_2001/blandova/blandova.htm)
10. Хорошко В.А., Чекатков А.А. Методы и средства защиты информации. - К.: Юниор, 2003. – 502 с.
11. Ленков С.В., Перегудов В.А., Хорошко В.А. Методы и средства защиты информации. Т.1. Т2.-К.: Арий. 2008.
12. Говард Д., Мартин Г. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс чёрной магии.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1024 с.
13. Аверченков В.И., Рытов М.Ю., Кувыклин А.В., Гайнулин Т.,Р. Методы и средства инженерно-технической защиты информации. М.: Флинта, 2011. – 187с.
14. Джуринский К.Б. Современные радиочастотные соединители и помехоподавляющие фильтры. «Медиа Группа Файнстрит» Санкт Петербург. Исток, 2014. – 426 с.
15. Торобеева М.В., Семенченко И.Н. Анализ методов и средств защиты сети электропитания от утечки информации при помощи помехоподавляющих защитных фильтров . Захист інформації, 2007. - №1. – С.77-83.

16. Хорев А.А. Способы и средства защиты информации. -М., 1998 г.
17. Каторин Ю.Ф., Разумовский А.В., Спивак А.И. Защита информации техническими средствами : – СПб. : НИУ ИТМО, 2012. – 416 с.
18. Хорев А.А. Способы и средства защиты информации. – М. : МО РФ, 2000. – 316 с.
19. Подводные камни кремниевой электроники. Проблемы и пути решения, iCover.ru — магазин инноваций 01.03.2016, <https://habr.com/company/icover/blog/391129/>
20. Хорев А. А. Технические каналы утечки информации. Т3. М.: НПЦ «Аналитика», 2008. 436 с.
21. Цветнов В.В. Радиоэлектронная борьба: радиомаскировка и помехозащита / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов. – М.: МАИ, 2003. – 240 с.
22. Цветнов В.В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов. – М.: МАИ, 2005. – 248 с.
23. SineWave THM Active Harmonics Conditioners // MGE UPS Systems, MGE 0023, 1997. - 8 p.
24. Bernard S., Trochain G. Compensation of Harmonic Currents Generated By Computers Utilizing an Innovative Active Harmonic Conditioner // MGE UPS Systems, MGE 0128, 2000.- 19 p.
25. Bernard S., Fiorina J.N., Gros B., Trochain G. THM Filtering and the Management of Harmonic Upstream of UPS // MGE UPS Systems, MGE 0246, 2000.- 17 p.
26. Климов В.П., Москалев А.Д. Проблемы высших гармоник в современных системах электропитания // Практическая силовая электроника. Науч.-техн.сб./Под ред. Малышкова Г.М., Лукина А.В.- М.: АОЗТ "ММП-Ирбис", 2002. Вып 5. С.

27. Бландова Е.С., Серезенко И.И. Помехоподавляющие изделия, выпускаемые электронной промышленностью России//Электронная промышленность, № 4,2000.- С.16 -24.

28. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.Е. Штейнгатт А.П. Расчёт СВЧ полосковых фильтров с частотными характеристиками специального вида // Вестник новгородского государственного университета.-2015.-№8.-с.45-57.

29. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.В., Штейнгатт А.П. Методика проектирования металлокерамических фильтров СВЧ с применением программ 3d-моделирования. Вестник НовГУ. Сер.: Техн. науки.2014. №81. С.26-30.

30. Cameron R.J. Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters. IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques. 2003. Vol.51. №1. P.1-10.

31. Beliakov A.Iu., Petrov E.V., Popov V.V., Shteingart A.P. Metodika proektirovaniia metallokeramicheskikh fil'trov SVCh sprimeneniiem programm 3d-modelirovaniia [A method for development of the ceramic-metal filters using 3d modeling programs]. Vestnik NovGU. Ser. Tekhnicheskie nauki – Vestnik NovSU. Issue: Engineering Sciences, 2014, no. 81, pp. 26-30.

32. Жемчужина low-end (Материнскаяплата EliteGroup N2U400-A), Д.Горностаев, Upgrade №8 (150) март 2004 г.

33. Патент России № 2231899, А.Д. Сорокин, 27.06.2004 г.

34. Куц. В. Обзор фирменных технологий производителей материнских плат. Часть первая 04.11.2003  
<http://www.ferra.ru/online/system/25342/>

35. Инновации. А.Сорокин, 25.04.2005,  
<http://oszone.net/display.php?id=3185>

36. Инновации, Часть 2, А.Сорокин, 26.05.2005,  
<http://oszone.net/display.php?id=3245>

37. Оправданный риск, Р. Перепечин, Upgrade №35(125) сентябрь 2003 г.
38. ABIT FATALITY AA8XE — системная плата на базе чипсета Intel 925XE, Владимир Сенчихин, 6 апреля 2005 г.  
<http://www.ixbt.com/mainboard/abit/abit-fatal1ty-aa8xe-i925xe.shtml>
39. Power supply II, Serj, 28.05.2004,  
[www.overclockers.ru/lab/15731.shtml](http://www.overclockers.ru/lab/15731.shtml)
40. Atia A. E., Williams A. E. New types of band-pass filters for satellite transponders // COMSAT Tech. Rev. 1971. Vol.1.P.21-43.
41. HONG; KE WU; MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (CJMW), 2011 CHINA JAPAN JOINT PUBLICATION YEAR: 2011 , PAGE(S): 1-3 IEEE CONFERENCES SWITCHABLE.
42. TUNABLE FILTERS WITH NONUNIFORM MICROSTRIP COUPLED LINES KOOCHAKZADEH, M.; ABBASPOUR-TAMIJANI, A.; MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, IEEE VOLUME: 18 , ISSUE: 5 PUBLICATION YEAR: 2008 , PAGE(S): 314- 316
43. DESIGN OF DUAL-STOP-BAND MICROWAVE FILTER BASED ON THE MAGNETOELECTRIC COMPOSITE; LI-MING XUAN; HAO-MIAO ZHOU; FANG LI; COLL. OF INF. ENG., CHINA JILIANG UNIV., HANGZHOU, CHINA ; 2012.
44. FUZZY SYSTEMS AND KNOWLEDGE DISCOVERY (FSKD), 2011 EIGHTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON JULY 2011 PAGE: 2263 -2266.
45. TUNABLE MICROWAVE FILTERS BASED ON DISCRETE FERROELECTRIC AND SEMICONDUCTOR VARACTORS WANG, X.; BAO, P. 2012.
46. JACKSON, T.J.; LANCASTER, M.J.; MICROWAVES, ANTENNAS & PROPAGATION, IET VOLUME: 5 , ISSUE: 7 PUBLICATION YEAR: 2011 , PAGE(S): 776 - 782

47. A FERROELECTRIC-BASED IMPEDANCE TUNER FOR ADAPTIVE MATCHING APPLICATIONS JIA-SHIANG FU; ZHU, X.A.; PHILLIPS, J.D.; MORTAZAWI, A.; MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 2008 IEEE MTT-S INTERNATIONAL PUBLICATION YEAR: 2008 , PAGE(S): 955 - 958
48. Бочков К. А., Комнатный Д. В.. Особенности использования индуктивно-емкостных фильтров для подавления сверхширокополосных импульсных помех . Электротехника и энергетика, 2015, №3.- С.51-57.
49. Аполлонский, С. М. Расчеты электромагнитных полей / С. М. Аполлонский, А. Н. Горский. – М. : Маршрут, 2006. – 992 с.
50. Кечиев, Л. Н., Пожидаев Е.А. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. – М. : Технологии, 2005. – 352 с.
51. Кечиев, Л. Н., Бобков, П. В Помехоподавляющие фильтры. Методы проектирования . Степанов. – М. : МГИЭиМ, 1999. – 36 с.
52. Литвиненко О.Н., Сошников В.И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. М.: Сов. радио, 1964.-535 с.
53. В.В Козловский, Р.М.Лысенко, Математическая модель экранированного распределенного фильтра, Информатика та математичні методи в моделюванні, 2013, Том3 №1
54. Коваль Ю.А., Милютченко І.О., Олейников А.М., Шокало В.М., Браїловський В.В., Бзовий Е.Г., Александров В.В. Основи теорії кіл, сигналів та процесів в системах технічного захисту інформації. Ч.1. – Харків: НТМТ, 2011.- 544 с.
55. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.: Пер. с англ. — М. : Вильямс, 2007. — 1104 с.
56. Песков С.Н., Ищенко А.Е. Расчёт вероятности ошибки в цифровых каналах связи. Теория и практика. Проекеты. "Теле-Спутник", ноябрь 2010. – С.70 -75.

## РОЗДІЛ 2

### МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ КАНАЛІВ ВИТОКУ ІНФОРМАЦІЇ ВИСОКОШВИДКІСНИХ ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

#### 2.1. Модель каналу витоку інформації в пристроях на неоднорідних лініях передачі

У розділі 1 говорилося, що зі збільшенням швидкості передачі інформації, коли довжина хвилі стає сумірною з геометричними розмірами окремих елементів (індуктивностей, ємностей, активних опорів, різних кіл на їх основі) необхідно враховувати хвильовий характер процесів в реальних елементах. У найпростішому випадку окремі елементи і пристрої слід розраховувати на основі теорії довгих ліній (коли коло можна вважати одновимірним). В цьому випадку матриця передачі (ланцюгова матриця) однорідного відрізка лінії з хвильовим опором  $Z_{x1}$  і електричною довжиною  $\Theta_1 = \alpha t_1$ ,  $t_1$  - час затримки відрізка лінії, дорівнює

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_1 & jZ_{x1} \sin \Theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \Theta_1 & \cos \Theta_1 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Оскільки елементи матриці  $A$  є періодичними функціями, то і її характеристики при частотно-незалежних навантаженнях (вхідний опір, передавальні функції будуть також періодичними функціями частоти). Періодичність елементів ланцюгової матриці призводить до появи провалів амплітудно-частотних характеристик пристроїв фільтрації.

Для визначеності розгляду проаналізуємо триступеневий фільтр нижніх частот (ФНЧ) рис.2.1.

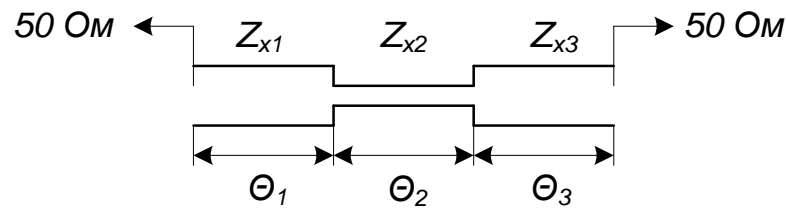


Рисунок 2.1 – Симетричний триступеневий ФНЧ

Для симетричного ФНЧ  $Z_{x1} = Z_{x3}$ ,  $\theta_1 = \theta_3$ . В цьому випадку ланцюгова матриця передачі ФНЧ (рис. 2.1) дорівнює добутку матриць передачі кожної ланки, вираз (2.2):

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_{x2} \sin \theta_2 \\ \frac{j}{Z_{x2}} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$A_{11} = \left( \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 - Z_{x1} \cdot \sin \theta_1 \cdot \frac{\sin \theta_2}{Z_{x2}} \right) \cos \theta_1 + j \cdot \left( j \cdot \cos \theta_1 \cdot Z_{x2} \cdot \sin \theta_2 + j \cdot Z_{x1} \cdot \sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \right) \cdot \frac{\sin \theta_1}{Z_{x1}}$$

$$A_{21} = \left( j \cdot \frac{\sin \theta_1}{Z_{x1}} \cdot \cos \theta_2 + j \cdot \cos \theta_1 \cdot \frac{\sin \theta_2}{Z_{x2}} \right) \cos \theta_1 + j \cdot \left( \frac{-\sin \theta_1}{Z_{x1}} \cdot Z_{x2} \cdot \sin \theta_2 + \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \right) \cdot \frac{\sin \theta_1}{Z_{x1}}$$

$$A_{12} = j \cdot \left( \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 - Z_{x1} \cdot \sin \theta_1 \cdot \frac{\sin \theta_2}{Z_{x2}} \right) \cdot Z_{x1} \cdot \sin \theta_1 + \left( j \cdot \cos \theta_1 \cdot Z_{x2} \cdot \sin \theta_2 + j \cdot Z_{x1} \cdot \sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \right) \cdot \cos \theta_1$$

$$A_{22} = j \cdot \left( j \cdot \frac{\sin \theta_1}{Z_{x1}} \cdot \cos \theta_2 + j \cdot \cos \theta_1 \cdot \frac{\sin \theta_2}{Z_{x2}} \right) \cdot Z_{x1} \cdot \sin \theta_1 + \left( \frac{-\sin \theta_1}{Z_{x1}} \cdot Z_{x2} \cdot \sin \theta_2 + \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \right) \cdot \cos \theta_1$$

Для симетричного кола загасання визначається відомою формулою (2.3) [3]:

$$L_A = 10 \lg \left[ 1 + \frac{1}{4} \left( \frac{A_{12}}{jR} - \frac{A_{21}R}{j} \right)^2 \right], \text{ дБ} \quad (2.3)$$

За формулою (2.3) були розраховані різні варіанти АЧХ фільтра (рис.2.2 - 2.6). Позначимо  $\theta_1 = \theta_3 = \theta$ ,  $\theta_2 = m\theta$ . З аналізу залежностей (рис. 2.2) випливає, що найбільша область загородження спостерігається при  $m=1$ ,  $Z_{x1} = Z_{x3} = 11,6 \text{ Ом}$ ,  $Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$

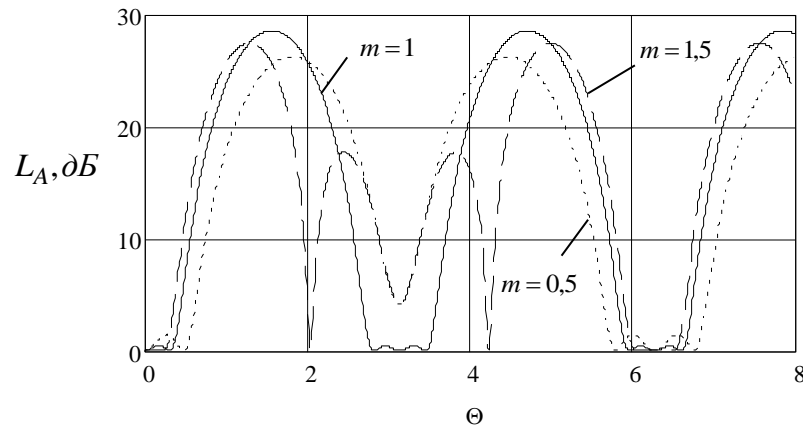


Рисунок 2.2 – Залежність загасання ФНЧ (рис. 2.1) від електричної довжини:

$$Z_{x1} = Z_{x3} = 11,6 \text{ Ом} \quad Z_{x2} = 144 \text{ Ом} \quad R=50 \text{ Ом}$$

Розглянемо вплив параметрів секцій фільтра і опору навантаження на АЧХ фільтра.

**Порівняння секції фільтра на однорідній і неоднорідній лінії.** Схема ФНЧ має вигляд рис.2.1. Нижче (рис.2.3) наведені АЧХ фільтра на нерегулярної (неоднорідний) лінії і на основі регулярної (однорідної,  $Z_{x1} = Z_{x2} = Z_{x3} = Z_x$ ) лінії

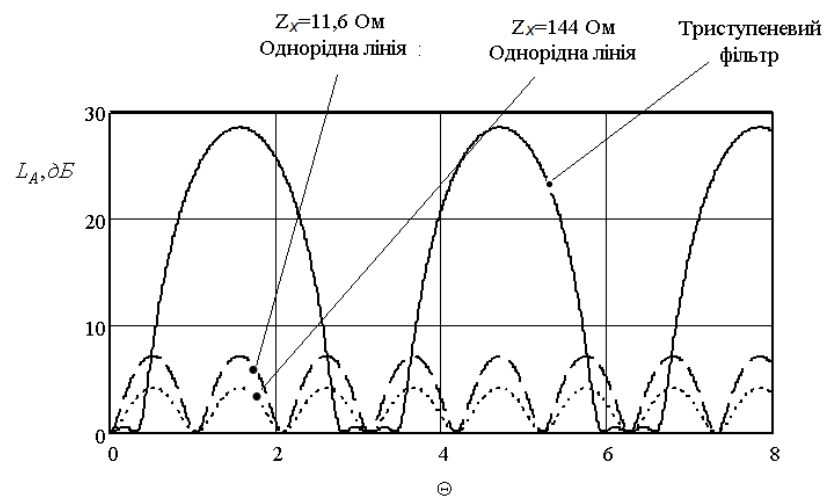


Рисунок 2.3 – АЧХ трисекційного ( $Z_{x1} = Z_{x3} = 11,6 \text{ Ом}$   $Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$   $R=50 \text{ Ом}$ ) ФНЧ і ФНЧ в вигляді однорідної лінії при навантаженні 50 Ом

З аналізу рис. 2.3 випливає, що треступеневий фільтр має набагато ширші смуги загородження в порівнянні з фільтром на основі однорідної лінії: в області першої смуги загородження треступінчатого фільтра міститься дві паразитних смуги пропускання фільтра (два частотних канали витоку



інформації) на однорідній лінії. Причому рівень загасання ступеневого фільтра в смузі загородження в три рази перевищує рівень загасання однорідного фільтра. Розглянемо вплив опору навантаження:

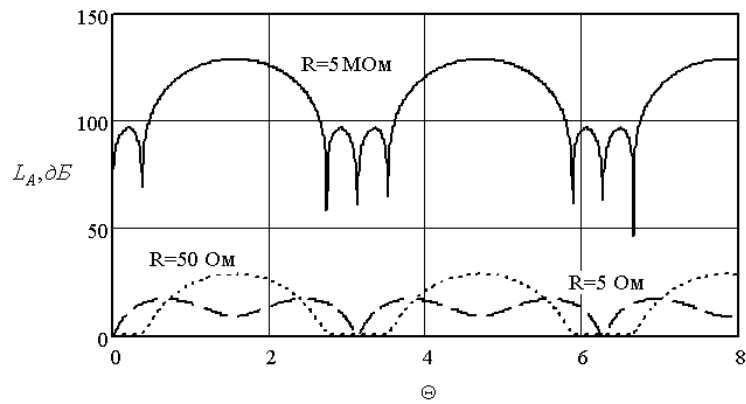


Рисунок 2.4 – АЧХ трисекційного ФНЧ при різних навантаженнях

З аналізу рис. 2.4 випливає, що з ростом опорів навантажень рівень загасання ФНЧ на нерегулярних лініях в захисній смузі зростає. Тому даний тип ФНЧ доцільно використовувати в колах живлення елементів КМОП логіки.

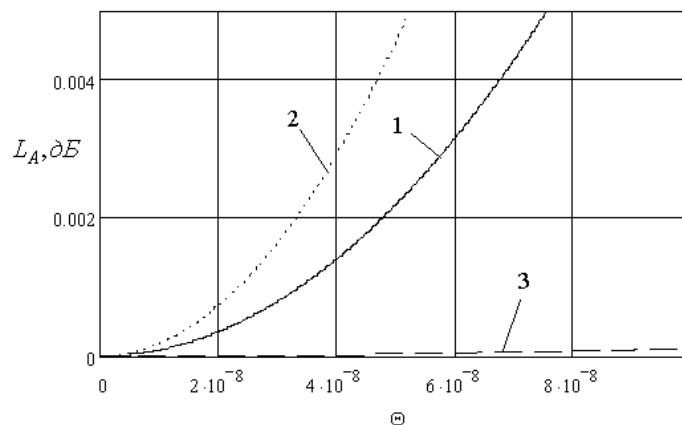


Рисунок 2.5 – АЧХ ФНЧ в смузі прозорості при навантаженні 5 МОм:

- 1 - трисекційний фільтр;
- 2 – секція на однорідній лінії  $Z_x = 11,6 \text{ Ом}$
- 3 - секція на однорідній лінії  $Z_x = 144 \text{ Ом}$

Вплив хвильового опору секцій триступінчатого ФНЧ на АЧХ фільтра показано на (рис.2.6)

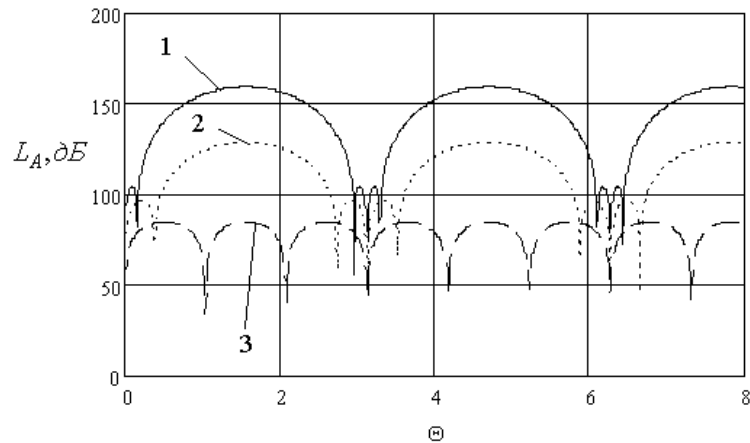


Рисунок. 2.6 – АЧХ ФНЧ:

$$1 - Z_{x1} = 2 \text{ Ом}; Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$$

$$2 - Z_{x1} = 11.6 \text{ Ом}; Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$$

3 – фільтр на однорідній лінії ( $Z_x = 144 \text{ Ом}$ )

Аналіз представлених залежностей рис. 2.6 показує, що чим більше перепад хвильових опорів  $Z_{x2}/Z_{x1}$ , тим більше затухання в області загородження фільтра. При цьому є ділянки АЧХ з сильною порізаністю частотної характеристики. Залежності 1 і 2 показують, що вибором залежності хвильового опору від довжини можна істотно підвищити рівень загасання в смузі загородження.

Розглянемо двокаскадну фільтруючу структуру, показана на рис.2.7

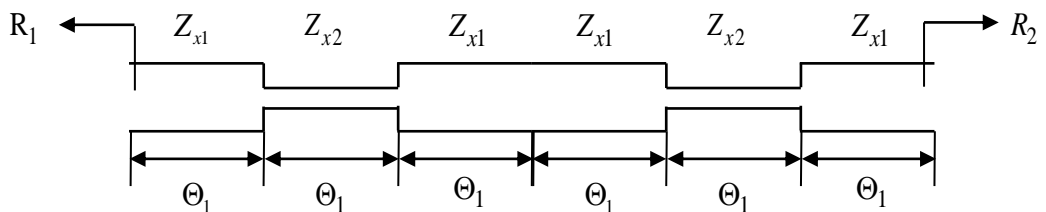


Рисунок 2.7 – Двохкаскадний симетричний ФНЧ

В даному випадку матриця передачі визначається виразом 2.4:

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_{x2} \sin \theta_2 \\ \frac{j}{Z_{x2}} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_{x2} \sin \theta_2 \\ \frac{j}{Z_{x2}} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$

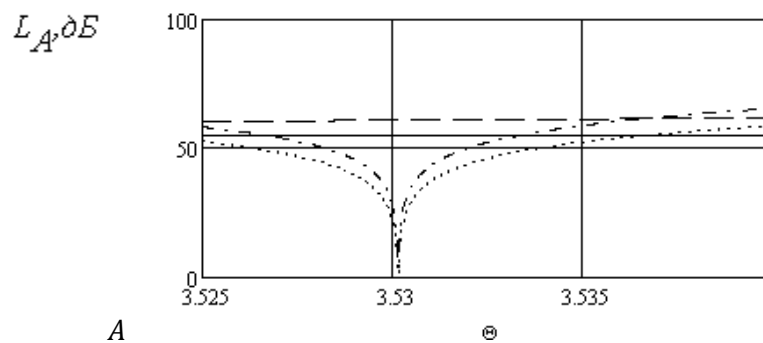
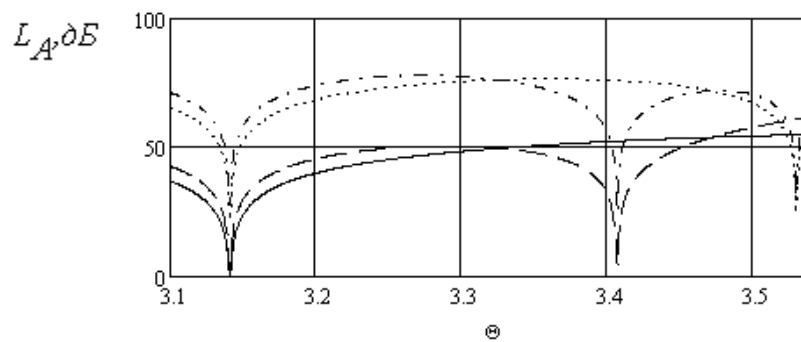
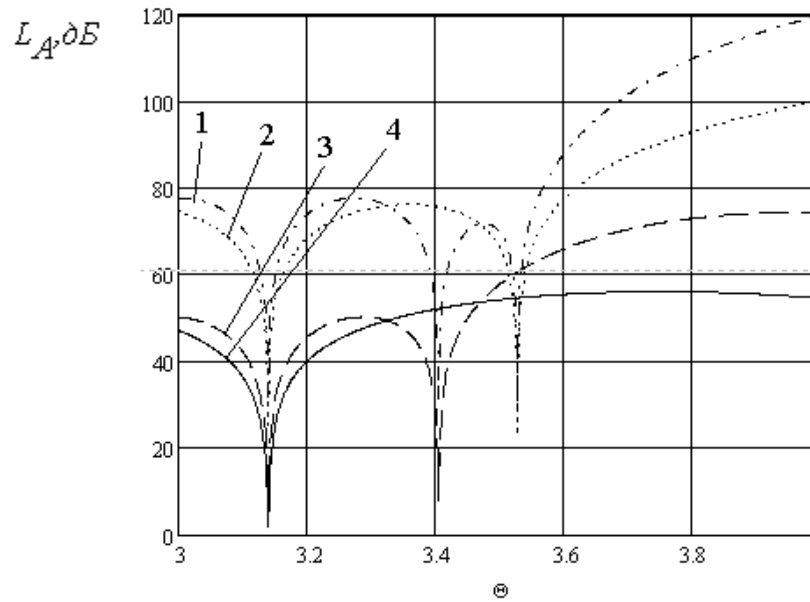


Рисунок 2.8 - Порівняльна характеристика двукаскадного і однокаскадного ФНЧ

$$Z_{x1} = 11,6 \text{ Ом}; \quad Z_{x2} = 144 \text{ Ом};$$

- 1 – однокаскадний ФНЧ,  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ Ом}$  ;
- 2 - однокаскадний ФНЧ,  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ мОм}$  ;
- 3 – двокаскадний ФНЧ,  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ Ом}$  ;
- 4 - двокаскадний ФНЧ,  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ мОм}$  ;

Відмінною особливістю даного ФНЧ є рівність всіх електричних довжин секцій, крім центральної, електрична довжина якої в два рази більше довжин інших секцій. Аналіз АЧХ даних фільтрів (рис.2.8) показує, що збільшення секцій призводить до збільшення порізаності і, як наслідок, до появи додатковий провалів АЧХ, тобто до зростання каналів витoku інформації (або каналів деструктивного впливу на технічні засоби передачі інформації).

Розглянемо структуру періодичного типу (рис. 2.9)

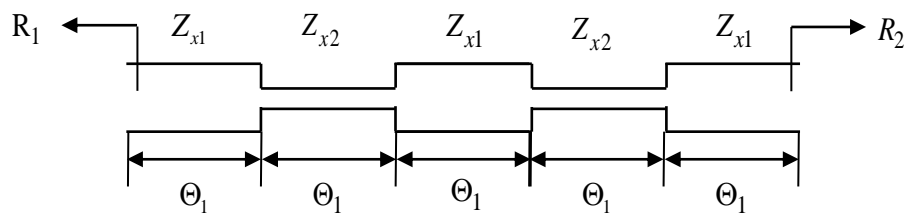


Рис.2.9. ФНЧ періодичного типу

В даному випадку матриця  $A$  визначається наступним співвідношенням, наведеним у (2.5):

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x2} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x2}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \\
 &\quad \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x2} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x2}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{x1} \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Загасання ФНЧ визначимо за відомим виразом (2.6) [3]

$$L_{A, \partial B} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{4R_1R_2} \left[ (AR_2 + DR_1)^2 + \left( \frac{B + CR_1R_2}{j} \right)^2 \right] \right\}. \quad (2.6)$$

Аналіз характеристик ФНЧ рис. 2.10 показує, що загальний характер залежностей залишився такий же як і в попередньому випадку: наявність порізаності АЧХ, що призводить до існування деструктивних каналів впливу на апаратуру.

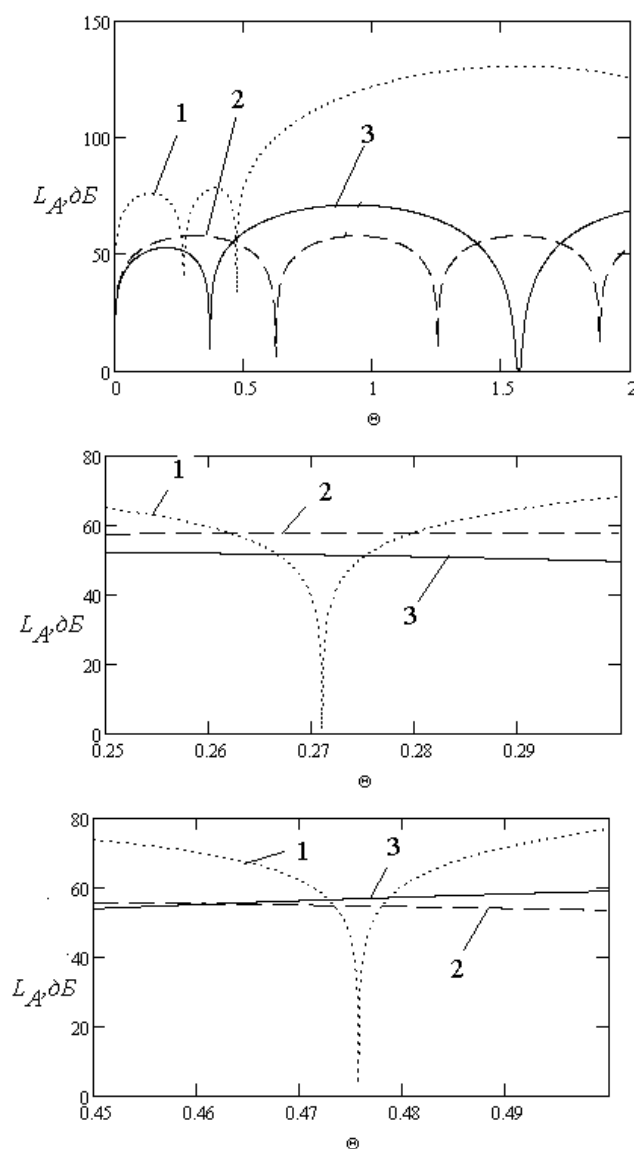


Рисунок 2.10 – АЧХ фільтра на лінії періодичного типу:

- 1-  $Z_{x1} = 2 \text{ Ом}$ ,  $Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$ ,  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ Ом}$
- 2-  $Z_{x1} = 11,6 \text{ Ом}$ ,  $Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$ ,  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ Ом}$
- 3-  $Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$ , (однорідна лінія)  $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ Ом}$

## 2.2. Модель утворення фантомного каналу витоку інформації в пристроях на зв'язаних лініях

Добре відомо [1], що одним з основних каналів витоку інформації є коло живлення, яке в діапазоні НВЧ є відрізком пов'язаної лінії передачі. В даний час в якості кола живлення широко використовується двухпровідна лінія в круглому екрані [1, 2], яка при парному і непарному збудженні має різні хвильові опори, що призводить до різних амплітудно-частотних характеристиках фільтра нижніх частот (ФНЧ), що застосовується для фільтрації низькочастотної напруги живлення і усунення несанкціонованого поширення інформаційного високочастотного коливання.

При цьому ФНЧ по колу живлення розраховується виходячи з непарного (протифазного) збудження лінії передачі. Питання поширення парного (синфазного) коливання при цьому не враховуються. Це призводить до створення додаткового (фантомного) каналу витоку інформації.

Для врахування парного типу коливання необхідно знати хвильовий опір пов'язаної лінії при парному збудженні. Дані, наведені в існуючих джерелах [2-5] по визначенню парного хвильового опору мають низьку точність і часто призводять до помилкових результатів: наприклад, при використанні результатів [3, 5] виявляється, що парний хвильовий опір менше непарного, що не відповідає дійсності.

Метою даного підрозділу є уточнення формул для визначення парного хвильового опору і оцінка амплітудно-частотних характеристик фантомного каналу витоку інформації.

Для визначення парного хвильового опору скористаємося методом часткових ємностей [6, 7]. Відповідно до даного методу еквівалентна схема пов'язаних ліній має вигляд рис.2.11-2.13,  $C_{11}, C_{22}, C_{12}$  - власні і взаємна ємності провідників 1 і 2

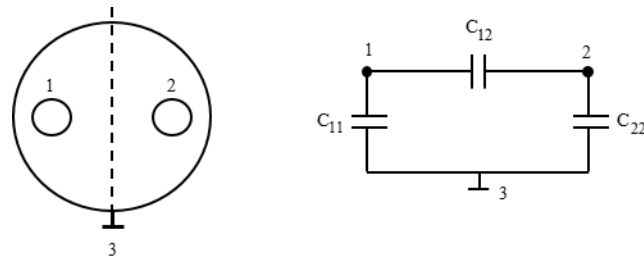


Рисунок 2.11 – Еквівалентна схема двох пов'язаних ліній

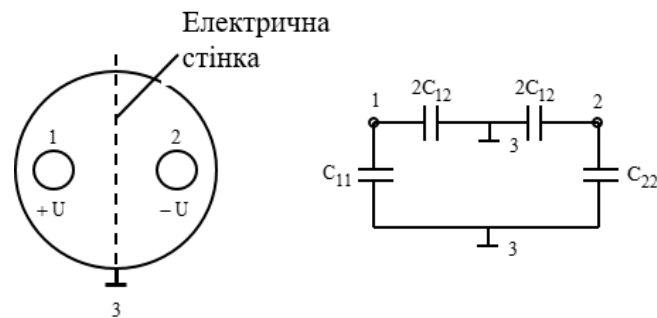


Рисунок 2.12 – Еквівалентна схема при непарному збудженні

Відповідно до рис.2.12 і 2.13 знаходимо хвильові опори симетричної лінії ( $C_{11} = C_{22}$ ) при непарному (протифазному) і парному (синфазному) збудженні. При непарному збудженні, як показано в [17] хвильовий опір (рис.2.14)

$$Z_o = \frac{1}{v(C_{11} + C_{12})} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} 120 \text{Arch} \left[ \frac{a}{d} \frac{1 - \left( \frac{a^2}{D^2} - \frac{d^2}{D^2} \right)}{1 + \left( \frac{a^2}{D^2} - \frac{d^2}{D^2} \right)} \right], \quad (2.7)$$

де  $v$  – фазова швидкість поширення хвилі,  $\epsilon_r$  – відносна діелектрична проникність матеріалу лінії

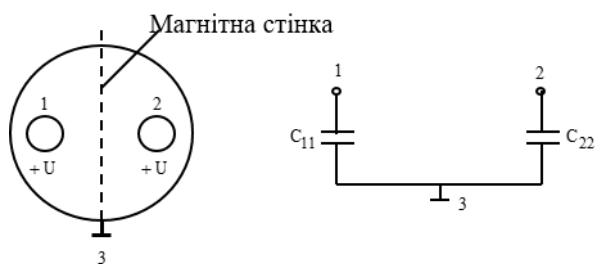


Рисунок 2.13 – Еквівалентна схема при парному збудженні

При парному збудженні хвильовий опір (рис.2.13)

$$Z_e = \frac{1}{vC_{11}}. \quad (2.8)$$

Згідно зі схемою рис.2.13 хвильовий опір (2) відповідає ексцентричній лінії рис.2.5, хвильовий опір якої дорівнює [17]

$$Z_e = \frac{1}{vC_{11}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} 60 \text{Arch} \left[ \frac{D^2 + d^2 - 4e^2}{2dD} \right]. \quad (2.9)$$

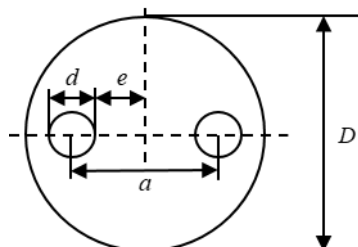


Рисунок 2.14 – Двухпроводна екранована симетрична лінія

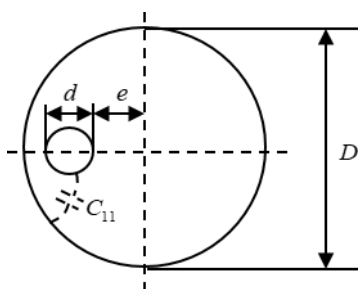


Рисунок 2.15 – Лінія з ексцентричним внутрішнім провідником

Виразимо ексцентриситет  $e$  через  $a, d, D$  (рис.2.14), знаходимо



$$Z_e \sqrt{\varepsilon_r} = 60 \text{Arch} \left[ \frac{1 + \frac{d^2}{D^2} - \left( \frac{a}{d} - \frac{d}{D} \right)^2}{2 \frac{d}{D}} \right]. \quad (2.10)$$

Залежності хвильових опорів від конструктивних параметрів на рис. 2.16., 2.17.

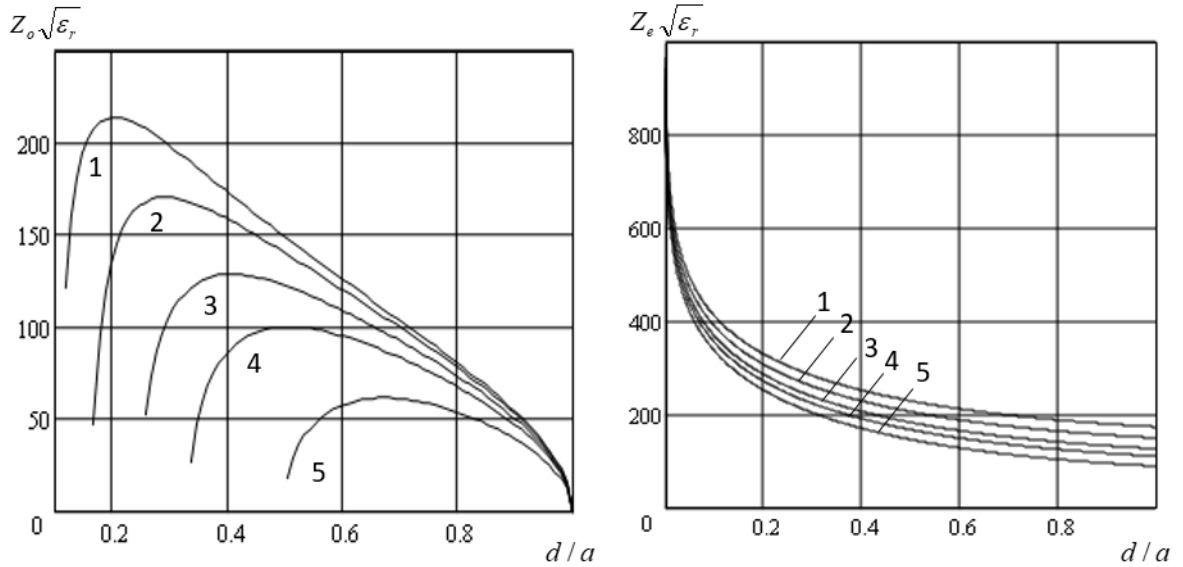


Рисунок. 2.16 – Хвильовий опір двухпроводної екранованої лінії  
1 -  $D/d=10$ ; 2 -  $D/d=7$ ; 3 -  $D/d=5$ ; 4 -  $D/d=4$ ; 5 -  $D/d=3$

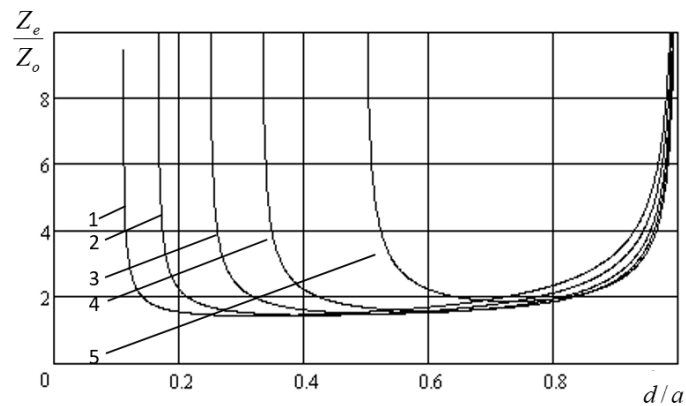


Рисунок. 2.17 – Відношення хвильових опорів при парному і непарному збудженнях: 1 -  $D/d=10$ ; 2 -  $D/d=7$ ; 3 -  $D/d=5$ ; 4 -  $D/d=4$ ; 5 -  $D/d=3$

Порівняємо отримані результати з раніше відомими. В роботі [3] наведена формула

$$Z_e \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left[ \frac{\left(\frac{D}{2}\right)^4 - \left(\frac{a}{2}\right)^4}{\frac{ad}{2} \left(\frac{D}{2}\right)^2} \right]. \quad (2.11)$$

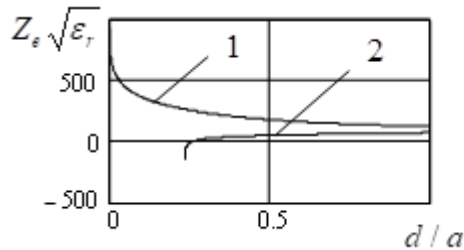


Рисунок 2.18 - хвильові опори

при парному збудженні:

1 – формула (2.4); 2 – формула (2.5)

З рис. 2.18 видно, що формула (2.8) дає великі похибки: зокрема існує область, в якій хвильовий опір є від'ємною величиною.

Скористаємося отриманими результатами для оцінки амплітудно-частотної характеристики фантомного каналу за умови, що ФНЧ реалізований у вигляді однієї послідовної індуктивності. У діапазоні СВЧ послідовну індуктивність можна реалізувати у вигляді короткої високоомної лінії передачі, навантаженої на низькоомні навантаження [7]. Величина індуктивності при цьому  $L = Z_e t$ , де  $t$  – час затримки лінії передачі,  $t = l/v$ ,  $l$  – довжина лінії,  $v$  – фазова швидкість поширення хвилі;  $Z_e$  – хвильовий опір, відповідний непарному і парному хвильовому опору. Елементарна ланка ФНЧ, як впливає з рис.2.19, має наступний модуль коефіцієнта передачі по напрузі при непарному і парному збудженні (рис. 2.20)

$$K_o = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Z_o t \omega}{R}\right)^2}}, \quad K_e = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{m Z_o t \omega}{R}\right)^2}}, \quad m = \frac{Z_e}{Z_o}. \quad (2.12)$$

( $\omega$ -частота коливання)

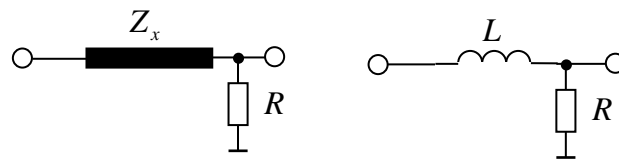


Рисунок 2.19 - Ланка ФНЧ і його еквівалентна

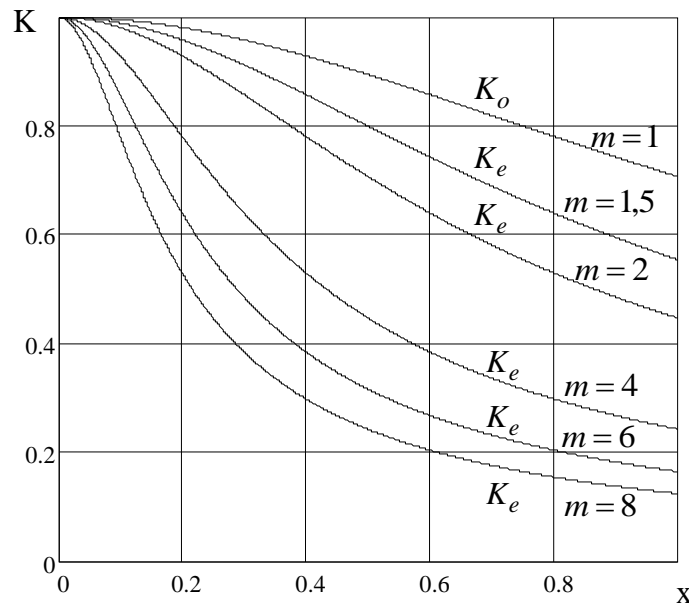


Рисунок 2.20 - Модуль коефіцієнта передачі по напрузі ланки ФНЧ:

$$x = mZ_o t \omega / R$$

Отримані результати свідчать про те, що при використанні двопровідних екранованих ліній виникають два канали передачі інформації: при парному і непарному збудженнях. Тому при використанні таких ліній необхідно враховувати наявність другого каналу (як правило, це канал парного збудження), за яким може відбуватися додатковий витік інформації. З аналізу (рис.2.20) амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) слідує, що елементарна ланка ФНЧ для обох каналів мають однаковий тип АЧХ. При цьому рівень сумарного інформаційного сигналу, що поширюється по лінії передачі, буде визначатися рівнем сигналу в парному і непарному каналі. Отже, при розробці ФНЧ захисту кіл живлення від витіку інформаційного сигналу слід додатково оцінювати рівень сигналу в другому каналі.

### 2.3. Моделі каналів витоку інформації екранованих частотних фільтруючих структур

Для запобігання витоку інформації по колах живлення в даний час широко використовуються фільтри нижніх частот (ФНЧ) [1], які розраховуються методами теорії ліній передач без врахування впливу екрану, що призводить до помилок в реалізації амплітудно-частотних характеристик фільтрів. В роботі [2] для побудови ФНЧ запропоновано використовувати більш точну концептуальну модель фільтра, яка представляє собою з'єднання восьмиполіусників. Однак математичний аналіз даної моделі відсутній. Метою підрозділу є розробка математичної моделі визначення каналів витоку інформації екранованих частотних фільтруючих структур на основі теорії восьмиполіусників і її дослідження при різних вихідних даних.

З метою визначеності розглянемо ФНЧ, складений з однорідних відрізків ліній передачі. При цьому відмінність в хвильових опорах кожної секції фільтра досягається включенням діелектричних вставок з різними діелектричними проникностями. Співставимо ФНЧ на відрізках екранованих ліній передачі восьмиполіусник рис. 2.21, властивості якого визначаються елементами ланцюгової матриці А

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= A_{11}U_3 + A_{12}U_4 + A_{13}I_3 + A_{14}I_4 \\ U_2 &= A_{21}U_3 + A_{22}U_4 + A_{23}I_3 + A_{24}I_4 \\ I_1 &= A_{31}U_3 + A_{32}U_4 + A_{33}I_3 + A_{34}I_4 \\ I_2 &= A_{41}U_3 + A_{42}U_4 + A_{43}I_3 + A_{44}I_4 \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

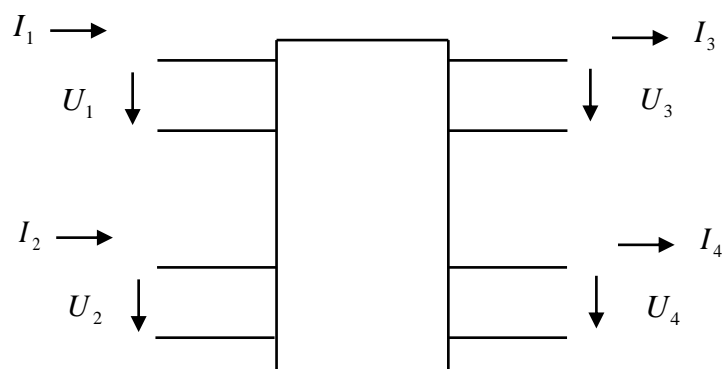


Рисунок 2.21 – Схема восьмиполіусника

Припустимо, що до плечей 3 і 4 підключені в загальному випадку комплексні опори  $R_3, R_4$  (рис. 2.22)

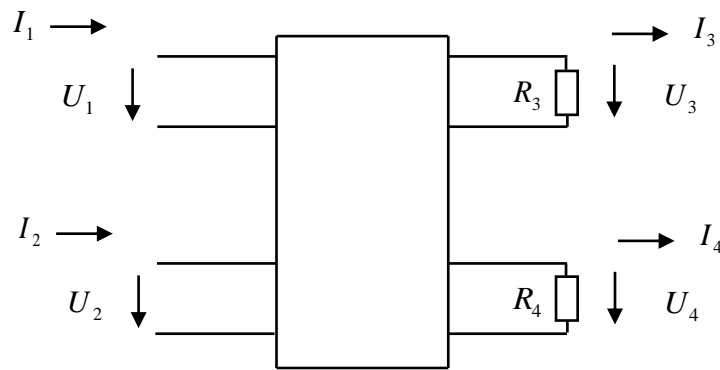


Рисунок 2.22 - Схема навантаженого  
восьмиполюсника

виразимо напруги  $U_3, U_4$  через напруги збудження  $U_1, U_2$ . В цьому випадку граничні умови запишуться у вигляді

$$U_3 = I_3 R_3, U_4 = I_4 R_4. \quad (2.14)$$

З урахуванням (2.14) з рівнянь (2.13) маємо:

$$\begin{aligned} U_1 &= A_{11}U_3 + A_{12}U_4 + A_{13}G_3U_3 + A_{14}G_4U_4 = (A_{11} + A_{13}G_3)U_3 + (A_{12} + A_{14}G_4)U_4, \\ U_2 &= A_{21}U_3 + A_{22}U_4 + A_{23}G_3U_3 + A_{24}G_4U_4 = (A_{21} + A_{23}G_3)U_3 + (A_{22} + A_{24}G_4)U_4, \\ G_3 &= 1/R_3, \quad G_4 = 1/R_4. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Із системи рівнянь (2.15) знаходимо

$$U_3 = \frac{b_{22}U_1 - b_{12}U_2}{\Delta}, \quad U_4 = \frac{b_{11}U_2 - b_{21}U_1}{\Delta}, \quad (2.16)$$

де

$$\begin{aligned} b_{11} &= A_{11} + A_{13}G_3, \quad b_{12} = A_{12} + A_{14}G_4, \quad b_{21} = A_{21} + A_{23}G_3, \\ b_{22} &= A_{22} + A_{24}G_4, \quad \Delta = b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

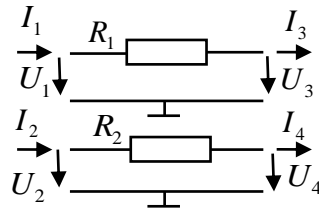


Рисунок 2.23 - Еквівалентна схема восьмиполосника, утвореного внутрішніми опорами джерел збудження

Зазначивши ланцюгові матриці окремих чотириполосників через (рис. 2.23)  $\mathbf{A}^{(1)}$ ,  $\mathbf{A}^{(2)}$ , знаходимо

$$\mathbf{A}^{(1)} = \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{A}^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_3 \\ U_4 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & R_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_3 \\ U_4 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(1)} & 0 & A_{12}^{(1)} & 0 \\ 0 & A_{11}^{(2)} & 0 & A_{12}^{(2)} \\ A_{21}^{(1)} & 0 & A_{22}^{(1)} & 0 \\ 0 & A_{21}^{(2)} & 0 & A_{22}^{(2)} \end{bmatrix}.$$

Визначимо ланцюгову матрицю з'єднання восьмиполосника, утвореного внутрішніми опорами джерел збудження і восьмиполосника, утвореного пов'язаною лінією передачі (Рис.2.24).

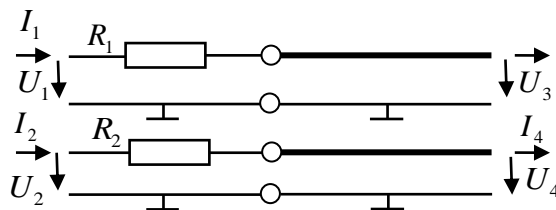


Рисунок 2.24 - З'єднання внутрішніх опорів джерел збудження і пов'язаної лінії

Для цього необхідно перемножити ланцюгові матриці восьмиполосника рис. 2.23 і пов'язаної лінії. В результаті отримаємо:

$$\begin{aligned}
A &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & R_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & j0,5(Z_{oe} + Z_{oo})\sin \theta & j0,5(Z_{oe} - Z_{oo})\sin \theta \\ 0 & \cos \theta & j0,5(Z_{oe} - Z_{oo})\sin \theta & j0,5(Z_{oe} + Z_{oo})\sin \theta \\ j\frac{0,5(Z_{oe} + Z_{oo})}{Z_{oe}Z_{oo}}\sin \theta & -j\frac{0,5(Z_{oe} - Z_{oo})}{Z_{oe}Z_{oo}}\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ -j\frac{0,5(Z_{oe} - Z_{oo})}{Z_{oe}Z_{oo}}\sin \theta & j\frac{0,5(Z_{oe} + Z_{oo})}{Z_{oe}Z_{oo}}\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} \cos \theta + j0,5R_1(Z_{oe} + Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} & -j0,5R_1(Z_{oe} - Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} \\ -j0,5R_2(Z_{oe} - Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} & \cos \theta + j0,5R_2(Z_{oe} + Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} \\ j0,5(Z_{oe} + Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} & -j0,5(Z_{oe} - Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} \\ -j0,5(Z_{oe} - Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} & j0,5(Z_{oe} + Z_{oo})\frac{\sin \theta}{Z_{oe}Z_{oo}} \end{bmatrix} \\
&\quad \dots \quad \left. \begin{array}{cc} j0,5(Z_{oe} + Z_{oo})\sin \theta + R_1 \cos \theta & j0,5(Z_{oe} - Z_{oo})\sin \theta \\ j0,5(Z_{oe} - Z_{oo})\sin \theta & j0,5(Z_{oe} + Z_{oo})\sin \theta + R_2 \cos \theta \\ \cos \theta & 0 \\ 0 & \cos \theta \end{array} \right] \cdot (2.19)
\end{aligned}$$

Таким чином, напруги в повній схемі витoku інформації (рис. 2.25) визначаються виразами (2.16, 2.17), де елементи ланцюгової матриці визначаються матрицею (2.19).

Для оцінки потужності вихідного сигналу витoku інформації визначимо струми в плечах восьмиполюсника рис. 2.25. Відповідно до загальних рівнянь восьмиполюсника (2.13) і граничних умовам (2.14), знаходимо ( $A_{mn}$ -елементи ланцюгової матриці (2.19)).

$$\begin{aligned} I_1 &= A_{31}U_3 + A_{32}U_4 + A_{33}I_3 + A_{34}I_4 = A_{31}U_3 + A_{32}U_4 + A_{33}U_3G_3 + A_{34}U_4G_4 = \\ &= (A_{31} + A_{33}G_3)U_3 + (A_{32} + A_{34}G_4)U_4, \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} I_2 &= A_{41}U_3 + A_{42}U_4 + A_{43}I_3 + A_{44}I_4 = A_{41}U_3 + A_{42}U_4 + A_{43}U_3G_3 + A_{44}U_4G_4 = \\ &= (A_{41} + A_{43}G_3)U_3 + (A_{42} + A_{44}G_4)U_4. \end{aligned} \quad (2.21)$$



Рисунок 2.25 - Повна схема каналу витоку інформації по колу живлення

Потужності, які споживаються навантаженнями  $R_3, R_4$ , відповідно рівні

$$P_i = \operatorname{Re}(U_i I_i^*), \quad i = 3, 4. \quad (2.22)$$

У відповідності зі схемою рис. 2.25, потужності, споживані внутрішніми опорами джерел  $R_1, R_2$  (В загальному випадку вони можуть бути комплексними), рівні

$$P_i = \operatorname{Re}(U_{R_i} I_i^*) = \operatorname{Re}(R_i I_i I_i^*) = \operatorname{Re}(R_i |I_i|^2), \quad i = 1, 2. \quad (2.23)$$

$U_{R_i}$  - напруга на опорі  $R_i$

Струми  $I_3, I_4$  визначаються (2.14).

Аналіз кола рис.2.25 при одночасному збудженні плечей 1 і 2 доцільно проводити на підставі принципу суперпозиції. В цьому випадку аналізується схема окремо при наявності тільки одного джерела збудження. При цьому в схемі залишається внутрішній опір вилученого джерела.



Розглянемо коло при наявності тільки одного джерела напруги в плечі 1 (рис. 2.25). У цьому випадку схема (рис. 2.25) набуде вигляду рис. 2.26.

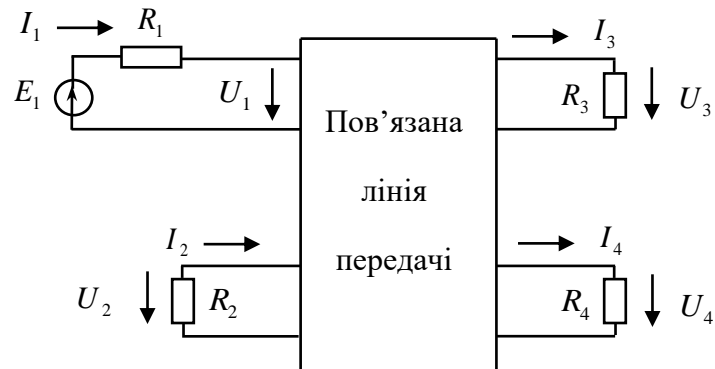


Рисунок 2.26 - Схема каналу витоку інформації при збудженні плеча 1

Граничні умови

$$U_2 = -I_2 R_2, U_3 = I_3 R_3, U_4 = I_4 R_4. \quad (2.24)$$

Для цього спочатку розглянемо восьмиполіусник рис. 2.27. Граничні умови для цього кола мають вигляд

$$U_2 = -I_2 R_2, U_3 = I_3 R_3, U_4 = I_4 R_4. \quad (2.25)$$

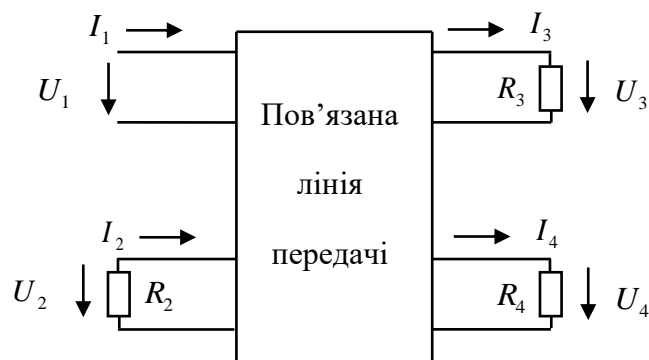


Рисунок 2.27 - Навантажений восьмиполіусник

Звідки знаходимо струми затискачів:

$$I_2 = -U_2 G_2, I_3 = U_3 G_3, I_4 = U_4 G_4, G_i = 1/R_i, i = 2,3,4. \quad (2.26)$$

З урахуванням (2.23) перепишемо рівняння восьмиполюсника (2.10). Рівняння щодо  $U_1, U_2$  збігаються з (2.15):

$$\begin{aligned} U_1 &= A_{11}U_3 + A_{12}U_4 + A_{13}G_3U_3 + A_{14}G_4U_4 = b_{11}U_3 + b_{12}U_4, \\ U_2 &= A_{21}U_3 + A_{22}U_4 + A_{23}G_3U_3 + A_{24}G_4U_4 = b_{21}U_3 + b_{22}U_4. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Решта рівняння перетворюються до вигляду

$$\begin{aligned} I_1 &= A_{31}U_3 + A_{32}U_4 + A_{33}I_3 + A_{34}I_4 = A_{31}U_3 + A_{32}U_4 + A_{33}G_3U_3 + A_{34}G_4U_4 = b_{31}U_3 + b_{32}U_4, \\ b_{31} &= A_{31} + A_{33}G_3, b_{32} = A_{32} + A_{34}G_4, \\ I_2 &= -U_2 G_2 = A_{41}U_3 + A_{42}U_4 + A_{43}I_3 + A_{44}I_4 = A_{41}U_3 + A_{42}U_4 + A_{43}G_3U_3 + A_{44}G_4U_4 = \\ &= b_{41}U_3 + b_{42}U_4, \\ b_{41} &= A_{41} + A_{43}G_3, b_{42} = A_{42} + A_{44}G_4. \end{aligned} \quad (2.28)$$

З рівняння для струму  $I_2$  знаходимо

$$U_2 = -\frac{b_{41}}{G_2}U_3 - \frac{b_{42}}{G_2}U_4. \quad (2.29)$$

Приврівнюючи вирази для напруги  $U_2$  (2.27) и (2.29), отримаємо

$$b_{21}U_3 + b_{22}U_4 = -\frac{b_{41}}{G_2}U_3 - \frac{b_{42}}{G_2}U_4. \quad (2.30)$$

Звідки

$$U_4 = \alpha U_3, \quad \alpha = -\frac{b_{21} + \frac{b_{41}}{G_2}}{b_{22} + \frac{b_{42}}{G_2}}. \quad (2.31)$$

З огляду на (2.31), на підставі (2.26-2.31), складаємо перелік основних співвідношень навантаженого восьмиполюсника рис. 2.27:

$$\begin{aligned} U_1 &= (b_{11} + b_{12}\alpha)U_3, & U_2 &= (b_{21} + b_{22}\alpha)U_3, & U_4 &= \alpha U_3, & I_1 &= (b_{31} + b_{32}\alpha)U_3, \\ I_2 &= -U_2 G_2 = -(b_{21} + b_{22}\alpha)G_2 U_3, & I_3 &= G_3 U_3, & I_4 &= U_4 G_4 = G_4 \alpha U_3. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Звідси знаходимо вхідний опір восьмиполюсника рис. 2.27

$$Z = \frac{U_1}{I_1} = \frac{(b_{11} + b_{12}\alpha)}{(b_{31} + b_{32}\alpha)}. \quad (2.33)$$

### 2.3.1. Приклад утворення каналів витoku і зовнішнього деструктивного впливу екранованого фільтра

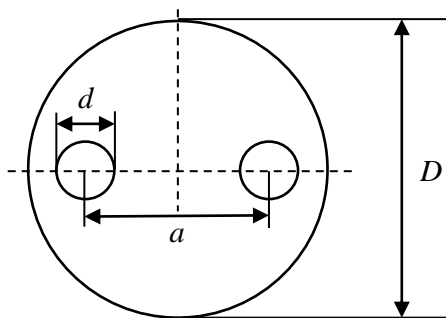


Рисунок 2.28 - Двухпроводна екранована симетрична лінія

Вихідні дані конструкції ФНЧ, розрахованого на основі двухпроводної неекранованої лінії:

$$a = 3 \text{ мм}, d = 0,5 \text{ мм}.$$

Хвильовий опір  $Z_{x1} = Z_{x3} = 11,6 \text{ Ом}$  реалізується включенням діелектричної шайби з відносною діелектричною проникністю  $\epsilon_{r1} = 656$ .

Хвильовому опору  $Z_{x2} = 144 \text{ Ом}$  відповідає діелектрична шайба з  $\epsilon_{r2} = 4,26$ . При наявності круглого екрану (рис. 2.28) діаметром  $D = 6 \text{ мм}$  хвильові опори екранованої лінії складають:

- при непарному збудженні  $Z_{oo1} = Z_{oo3} = 9,228 \text{ Ом}$ ,  $Z_{oo2} = 114,512 \text{ Ом}$ ;
- при парному збудженні  $Z_{oe1} = Z_{oe3} = 14,217 \text{ Ом}$ ,  $Z_{oe2} = 176,421 \text{ Ом}$ .

У цьому випадку схема ФНЧ набуває вигляду (рис.2.29)

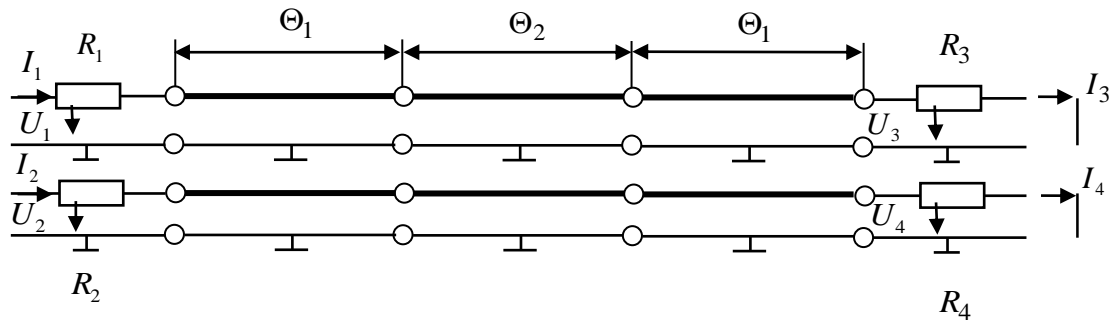


Рисунок 2.29 - Схема триступінчатого ФНЧ на зв'язаних лініях

АЧХ будемо оцінювати відношенням потужностей, що поглинаються навантаженнями  $R_3, R_4$ , до потужності джерел збудження. У відповідності зі схемою рис. 2.29 матриця  $A$  восьмиполюсника, розташованого лівіше опорів  $R_3, R_4$ , дорівнює

$$A_{\Sigma} = A_R A_1 A_2 A_1, \quad (2.34)$$

де  $A_R$  -  $A$ -матриця восьмиполюсника, що складається з внутрішніх опорів  $R_1, R_2$  джерел збудження (рис.2.23);  $A_1, A_2$  -  $A$ -матриці пов'язаних ліній, що мають електричні довжини  $\Theta_1, \Theta_2$  відповідно (рис. 2.29). Тобто

$$A_R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & R_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & 0 & j0,5(Z_{oe1} + Z_{oo1}) \sin \theta_1 & j0,5(Z_{oe1} - Z_{oo1}) \sin \theta_1 \\ 0 & \cos \theta_1 & j0,5(Z_{oe1} - Z_{oo1}) \sin \theta_1 & j0,5(Z_{oe1} + Z_{oo1}) \sin \theta_1 \\ j \frac{0,5(Z_{oe1} + Z_{oo1})}{Z_{oe1} Z_{oo1}} \sin \theta_1 & -j \frac{0,5(Z_{oe1} - Z_{oo1})}{Z_{oe1} Z_{oo1}} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ -j \frac{0,5(Z_{oe1} - Z_{oo1})}{Z_{oe1} Z_{oo1}} \sin \theta_1 & j \frac{0,5(Z_{oe1} + Z_{oo1})}{Z_{oe1} Z_{oo1}} \sin \theta_1 & 0 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & j0,5(Z_{oe2} + Z_{oo2})\sin \theta_2 & j0,5(Z_{oe2} - Z_{oo2})\sin \theta_2 \\ 0 & \cos \theta_2 & j0,5(Z_{oe2} - Z_{oo2})\sin \theta_2 & j0,5(Z_{oe2} + Z_{oo2})\sin \theta_2 \\ j\frac{0,5(Z_{oe2} + Z_{oo2})}{Z_{oe2}Z_{oo2}}\sin \theta_2 & -j\frac{0,5(Z_{oe2} - Z_{oo2})}{Z_{oe2}Z_{oo2}}\sin \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 \\ -j\frac{0,5(Z_{oe2} - Z_{oo2})}{Z_{oe2}Z_{oo2}}\sin \theta_2 & j\frac{0,5(Z_{oe2} + Z_{oo2})}{Z_{oe2}Z_{oo2}}\sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

Таким чином, для схеми рис. 2.29 напруги на навантаженнях описуються формулами (2.16,2.17), де під елементами матриці  $A_j$  розуміються елементи матриці  $A_\Sigma$  (2.34). За напругами  $U_1, U_2, U_3, U_4$  з (2.13) і (2.14) знаходимо струми  $I_1, I_2, I_3, I_4$ .

Потужності джерел збудження:

$$P_{e1} = \operatorname{Re}(U_1 I_1^*), P_{e2} = \operatorname{Re}(U_2 I_2^*). \quad (2.36)$$

Потужності, що поглинаються навантаженнями  $R_3, R_4$ :

$$P_{R_3} = \operatorname{Re}(U_3 I_3^*), P_{R_4} = \operatorname{Re}(U_4 I_4^*). \quad (2.37)$$

Фільтруючі властивості фільтра будемо оцінювати коефіцієнтом передачі за потужністю  $K$ , рівним відношенню потужності навантажень до потужності джерел або загасанням  $L$

$$K = \frac{P_{R_3} + P_{R_4}}{P_{e1} + P_{e2}}, L, \text{дБ} = 10 \lg \frac{1}{K} \quad (2.38)$$

На рис.2.30 показані характеристики ФНЧ на зв'язаних лініях, розраховані при наступних вихідних даних: всі навантаження (рис. 2.30) рівні 50 Ом, електричні довжини всіх секцій рівні між собою  $x = \omega t = \Theta_1 = \Theta_2 = \Theta_3$ , де

$t$  - час затримки однієї секції пов'язаних ліній, напруги  $U_1 = 1B$ ,  $U_2 = U_1 e^{j\varphi}$ . Проведений аналіз показав, що зміна діаметра зовнішнього провідника  $D$ , а також фазового зсуву  $\varphi$  від  $0$  до  $2\pi$  слабо впливає на характеристики ФНЧ (рис. 2.30).

З аналізу залежностей рис. 2.30 випливає, що при  $\omega t = k\pi, k = 1, 2, \dots$  ФНЧ має паразитні (неробочі) смуги пропускання, які утворюють несанкціоновані канали витоку інформації. Прорахунок характеристик ФНЧ при різних конструктивних параметрах ліній показав, що протяжність областей загородження при всіх номерах  $k$  однакова і є максимальною за рівності електричних довжин секцій фільтра. При різних електричних довжинах секцій ступінь порізаності загасання фільтра зростає і при цьому зростає кількість паразитних смуг пропускання, тобто зростає кількість частотних каналів витоку інформації. Загальна картина виходить аналогічною рис.2.2.

Якщо навантаження ФНЧ (рис.2.29) різні або є комплексними, то АЧХ фільтра з урахуванням екрану і без нього сильно відрізняються одна від одної. В цьому випадку при синтезі ФНЧ слід обов'язково враховувати вплив екрану.

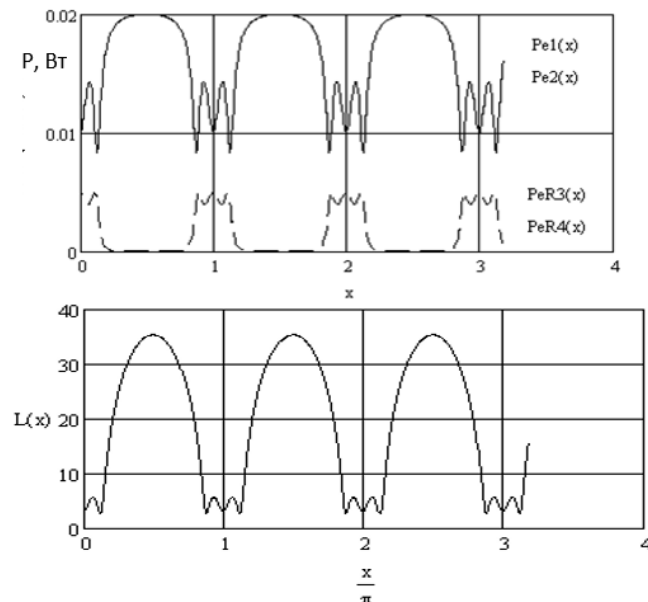


Рисунок 2.30 - Частотний розподіл каналів витоку інформації (деструктивних каналів зовнішнього впливу) трисекційного ФНЧ на зв'язаних лініях

## 2.4. Висновки до другого розділу

1. Показано, що зі збільшенням швидкості передачі інформації, коли довжина хвилі стає сумірною з геометричними розмірами окремих елементів (індуктивностей, ємностей, активних опорів, різних кіл на їх основі) необхідно враховувати хвильовий характер процесів в реальних елементах. У найпростішому випадку окремі елементи і пристрої слід розраховувати на основі теорії довгих ліній (коли коло можна вважати одновимірним). В цьому випадку амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) пасивних пристроїв стають періодичними і сильно порізаними. При цьому провали АЧХ утворюють канали витоку інформації, за якими також може здійснюватися зовнішній деструктивний вплив на технічні засоби передачі інформації (ТЗПІ).

2. Встановлено, що при проектуванні фільтрів по колах живлення враховується тільки непарне збудження лінії передачі. Питання поширення парного (синфазного) коливання при цьому не враховуються. Це призводить до створення додаткового (фантомного) каналу витоку інформації.

3. Отримано більш влучний вираз для хвильового опору екранованої двухпроводної лінії при синфазном (парному) збудженні і здійснено оцінку амплітудно-частотних характеристик фантомного каналу витоку інформації.

4. Отримані результати свідчать про те, що при використанні двопровідних екранованих ліній виникають два канали передачі інформації: при парному і непарному збудженні. Тому при використанні таких ліній необхідно враховувати наявність другого каналу (як правило, це канал парного збудження), за яким може відбуватися додатковий витік інформації. При цьому рівень сумарного інформаційного сигналу, що поширюється по лінії передачі, буде визначатися рівнем сигналу в парному і непарному каналі. Отже, при розробці ФНЧ захисту кіл живлення від витоку інформаційного сигналу слід додатково оцінювати рівень сигналу в другому каналі.

5. Аналіз амплітудно-частотних характеристик багатоступеневих фільтрів показав, що при активних частотно-незалежних навантаженнях

мінімальна кількість частотних каналів витоку інформації утворюється при рівності електричних довжин всіх секцій фільтра. При комплексних частотно-залежних навантаженнях і нерівності електричних довжин секцій фільтра кількість каналів витоку інформації зростає.

### **Список використаних джерел у другому розділі**

Говард Д., Мартин Г. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс чёрной магии.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1024 с.

2. Коваль Ю.А., Милютченко І.О., Олейников А.М., Шокало В.М., Браїловський В.В., Бзовий Е.Г., Александров В.В. Основи теорії кіл, сигналів та процесів в системах технічного захисту інформації. Ч.1. – Харків: НТМТ, 2011.- 544 с.

3. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. М.: Связь, 1971.439 с.

4. Козловский В.В., Чирва Д.П., Басюк И.А., Приходько Т.Ю. Продукційні моделі бази знань інформаційної технології автоматизованої діагностики високошвидкісних нерегулярних магістралей. Вісник інженерної академії України.-2016.- №3.- С.88-92.

5. В.В.Козловський. Метод оцінки пошкоджень сервісів безпеки телекомунікаційної системи авіатранспортного комплексу /В.В.Козловський, Д.П.Чирва, Т.Ю.Приходько, І.О.Басюк, Д.О.Волокітін, С.Ю.Ковтун // Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2017) : матеріали тез доповідей VII міжнародної науково-практичної конференції (м. Чернігів , 24–27 квіт. 2017 р.) : у 2-х т. / Чернігівський національний технологічний університет [та ін.]; відп. за вип.: Єрошенко Андрій Михайлович [та ін.]. – Чернігів : ЧНТУ, 2017. – Т. 2. – С.98-100.



6. Хорошко В.А., Чекатков А.А. Методы и средства защиты информации. - К.: Юниор, 2003. – 502 с.
7. Левин Б.М. Расчёт характеристик двухпроводных линий в многожильных кабелях //Радиотехника и электроника.-2008.-№1.- С. 40-48.
8. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – М.: Сов. радио, 1966. – 651с.
9. Иоссель Ю.Я., Качанов Э.С., Струнский М.Г. Расчёт электрической ёмкости.- Л.: Энергоиздат, 1981.- 288 с.
10. Мейнке Х., Гундлах Ф.В. Радиотехнический справочник. Т.1.- Л.-М.-Энергоиздат, 1960.- 416 с.
11. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ.- М.: Связь, 1976.- 152 с.
12. Холодняк, Д. В. Малогабаритные СВЧ-устройства с применением технологии LTCC/ Д. В. Холодняк, В. М. Тургалиев, и др. // Радиотехника.- 2012, №. 7.- С. 132-136.
13. Многослойные интегральные СВЧ-устройства на основе LTCC / И. Б. Вендик, Холодняк Д.В, Замешаева Е.Ю, Капитанова П.В., Мунина И.В., Симин А.В., Туральчук П.А., Тургалиев В.М.; . – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ"ЛЭТИ", 2013.- – 206 с.
14. Miniature microwave filters using multilayer technologies / I. Vendik, D. Kholodnyak, V. Turgaliev [et. al.] // Advances in multi-band microstrip filters.– 2015, Cambridge University Press.– P. 265 31.4
15. Turgaliev, V. Miniaturized low-loss LTCC bandpass filters on capacitively-loaded cavities / V. Turgaliev and D. Kholodnyak // ACTA Universitatis Ouluensis, Ser. C Technica.- 2009.- Vol. 323.- P. 85-92.
16. Kholodnyak D. Dual-band immittance inverters on dual-composite right/left-handed transmission line (D-CRLH TL) / D. Kholodnyak // Proc. of 9th German Microwave Conference (GeMiC 2015), Nuremberg, Germany – 2015. – P. 60-63. 18

17. В.В.Козловский. Модель фантомного канала утечки информации по цепи питания / В.В.Козловский, Т.Ю.Приходько, Н.А.Лициновская // Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації: матеріали IV Міжнародна науково-практичної конференції, 2018. – С.71-74.

18. Volodymyr Shulha, Dmytro Volokitin, Tetiana Prykhodko, Ivan Basiuk, Denys Nevinskyi. Chain Model Of Knowledge Base Of Telecommunication Systems Dielectric Structures // Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology (JMEST) ISSN: 2458-9403 Vol. 4 Issue 5, May - 2017, P-7352-7354 p.

### РОЗДІЛ 3

## РОЗРОБКА МЕТОДІВ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ ВІД ДЕСТРУКТИВНИХ ЗОВНІШНІХ ВПЛИВІВ

### 3.1. Визначення хвильового опору по центральним частотам каналів витоку інформації

Численні розрахунки (в попередньому розділі) АЧХ ФНЧ при різних навантаженнях показали, що максимуми загасання і провали загасання ФНЧ в області загородження спостерігаються в областях  $\omega t = (2k - 1)\frac{\pi}{2}, k = 1, 2, \dots$  та  $\omega t = k\pi, k = 1, 2, \dots$ . При цьому області максимуму загасання і області провалу можуть мінятися місцями. Наприклад, область, прилегла до  $\omega t = k\pi, k = 1, 2, \dots$  може бути як областю витоку інформації, так і областю максимального загасання. При цьому область витоку інформації (область провалу АЧХ) може бути сильно порізаною. У загальному випадку при різних номерах  $k$  частина точок  $\omega t = k\pi, k = 1, 2, \dots$  може характеризувати область максимального загасання і область провалу АЧХ. Те саме можна сказати і до точок  $\omega t = (2k - 1)\frac{\pi}{2}, k = 1, 2, \dots$

З викладеного випливає, що канали витоку інформації визначаються розташуванням нулів і полюсів вхідного опору лінії, на основі якої будується фільтр. При цьому можливі дві ситуації: при побудові фільтра можна змінювати нулі і полюси як вхідного опору розімкнутої, так і замкнутої лінії.

Розглянемо варіант, коли розташування каналів витоку інформації (провалів АЧХ) регулюється зміщенням нулів і полюсів вхідного опору розімкнутої лінії (рис.3.1). При цьому апріорі приймемо, що центральні частоти частотних областей каналів витоку інформації визначаються виразом  $\omega t = k\pi, k = 1, 2, \dots$ .

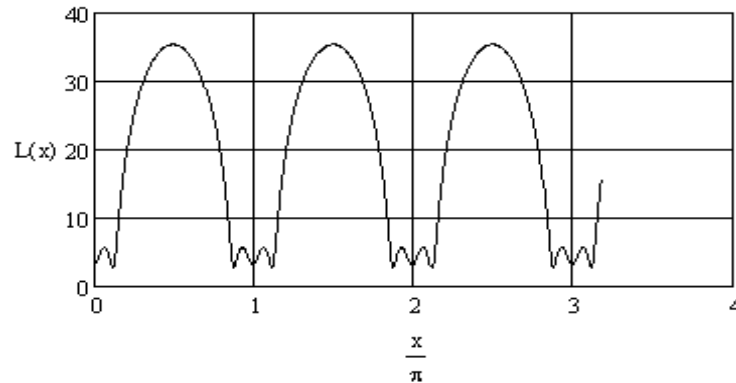


Рисунок 3.1 - Характеристики триступінчатого ФНЧ

Ідея збільшення смуги загородження полягає в тому, що резонансні частоти однорідної розімкнутої лінії збігаються з центральними частотами паразитних смуг (рис.3.1) і рівні

$$\omega_k = \frac{k\pi}{t}, k = 1, 2, \dots \quad (3.1)$$

Таким чином, можна припустити, що положення паразитних смуг визначається резонансними частотами розімкнутої лінії передачі. Отже, збільшуючи відстань між резонансними частотами можна збільшити протяжність області загородження (рис.3.2)

Аналіз рис.3.1 показує, що максимум загасання ФНЧ спостерігається на проті резонансних частотах розімкнутої лінії

$$\Omega_k = \frac{(2k-1)\pi}{2t}, k = 1, 2, \dots \quad (3.2)$$

Отже, підбираючи розташування резонансних і протирезонансних частот, можна варіювати розташування паразитних смуг пропускання і розташування максимуму загасання.

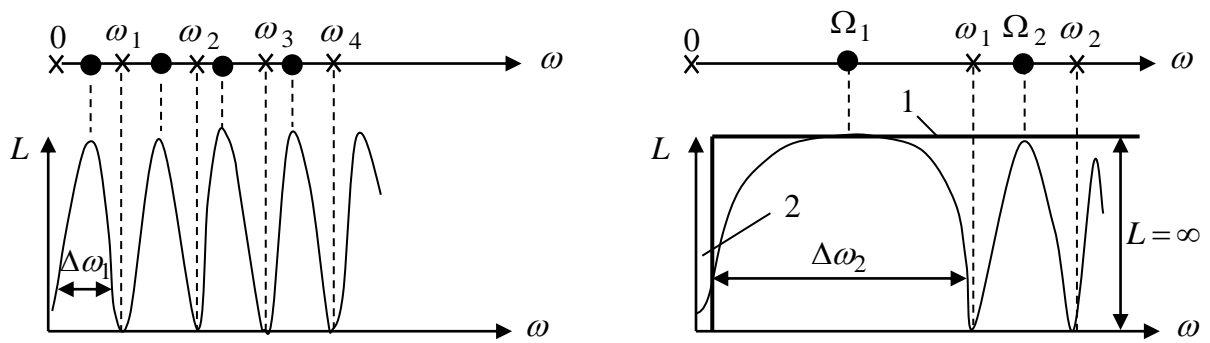


Рисунок. 3.2 - Зв'язок загасання ФНЧ з розташуванням резонансних і протирезонансних частот: 1 - характеристика ідеального ФНЧ; 2 - робоча область

Фізично резонансні частоти є полюсами вхідного опору розімкнutoї лінії, а протирезонансні частоти є нулями вхідного опору розімкнutoї лінії. Таким чином, для отримання широкої смуги загородження ФНЧ необхідно частоту  $\omega_1$  взяти якомога більшу. Для того, щоб і друга смуга загородження була якомога ширше необхідно збільшити другу резонансну частоту  $\omega_2$ , тобто треба здійснити розрядку спектра резонансних частот (сукупність резонансних і протирезонансних частот утворює спектр лінії передачі).

В якості елемента ФНЧ будемо використовувати багатоступінчасту пов'язану лінію передачі, причому кожна ступінь має однаковий час затримки. Такі кола відносяться до кіл Річардса стрижневої структури. З огляду на слабкий вплив рівня зв'язку пов'язаних ліній на спектр, попередні розрахунки доцільно здійснювати для незв'язаних ліній, а потім врахувати зв'язок.

Згідно відомій теоремі Річардса в даному випадку найпростішою нерегулярною лінією є триступенева лінія передачі з вхідним опором

$$Z(s) = A \frac{s^2 + \delta^2}{s(s^2 + \zeta^2)}, \quad A > 0, \quad 0 < \delta < \zeta, \quad (3.3)$$

де  $s = jtg\Theta$  - частотна змінна Річардса,  $\Theta = \omega t$  - електрична довжина однієї секції,  $t$  - час затримки однієї ступені,  $\delta$  і  $\zeta$  довільні додатні числа, що задовольняють обмеженням (3.3),  $A$  - додатній співмножник. Не порушуючи спільності приймемо  $A=1$ . Від вибору величин  $\delta$  і  $\zeta$  залежать значення хвильових опорів незв'язаних ліній  $Z_{x1}, Z_{x2}, Z_{x3}$  сходинок лінії (секції)

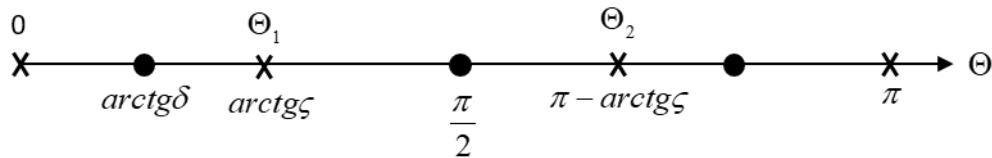


Рисунок 3.3 - Розподіл нулів і полюсів триступеневої секції

Оскільки  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  визначають протяжність першої і другої смуг загородження, то представляється можливим вибором значення  $\delta$  мінімізувати хвильовий перепад (відношення максимального хвильового опору до мінімального хвильовому опору), який характеризує ступінь технічної реалізації ступеневої лінії. Мінімізацію хвильового опору будемо здійснювати при заданому відношенні центральної частоти другої смуги пропускання до центральної частоти першої смуги пропускання  $\Theta_2/\Theta_1$ . Для цього скористаємося процедурою Річардса, яка при застосуванні до непов'язаних ліній полягає в наступному.

1. За реактивним вхідним опором  $Z_1(s)$ ,  $s = thpt_3$ , знаходимо хвильовий опір першого ОЕ (одичного елемента, який представляє відрізок однорідної лінії з заданим часом затримки)  $Z_{x1} = Z_1(1)$ .

2. Визначаємо опір навантаження виділеного ОЕ  $Z_2(s) = \frac{Z_{x1}(Z_1(s) - sZ_{x1})}{Z_{x1} - sZ_1(s)}$ .

3. Чисельник і знаменник  $Z_2(s)$  скорочуємо на  $1-s^2$  і за отриманим опором  $Z_2(s)$  визначаємо хвильовий опір другого ОЕ  $Z_{x2} = Z_2(1)$  и т.д. Процес повторюємо до тих пір поки не будуть виділені всі одичні елементи. Після скорочення на  $1-s^2$  порядок подальшого кола буде зменшений на 1.

Відповідно до вищевикладеної процедури знаходимо

$$\frac{d(Z_{x2}/Z_{x1})}{d\delta^2} = \frac{1+2\zeta^2+\zeta^4}{(\zeta^2-\delta^2)^2} > 0, \quad \frac{d(Z_{x2}/Z_{x3})}{d\delta^2} = -\frac{1}{(1+\zeta^2)\delta^4} < 0. \quad (3.4)$$

Звідки випливає, що хвильовий перепад приймає мінімальне значення при  $Z_{x1} = Z_{x3} = Z_x$ .

З (3.3) знаходимо, що відрізок триступеневої лінії в області резонансної частоти  $\omega_1 = \Theta_1/t$  по модулю коефіцієнта передачі еквівалентний прохідному паралельному контуру з параметром крутизни провідності  $b$ :

$$b = \Theta_1 \frac{1+2K}{1+K} \frac{1}{Z_x}, \quad \Theta_1 = \text{arctg} \sqrt{\frac{1+2K}{K^2}}, \quad (3.5)$$

де  $K = \frac{Z_{x2}}{Z_x}$  - хвильовий перепад. У таблиці 3.1 наведена залежність співвідношення паразитних смуг пропускання від хвильового перепаду, розрахованого за формулою

$$\frac{\Theta_2}{\Theta_1} = \frac{\pi}{\text{arctg} \sqrt{\frac{1+2K}{K^2}}} - 1. \quad (3.6)$$

Таблиця 3.1.

Відношення паразитних смуг пропускання

К	2	3	4	8	10	15	20
$\Theta_2/\Theta_1$	2,71	3,34	3,88	5,5	6,31	7,84	9,14

За аналогією з (3.3) можна записати вираз для вхідного опору багатоступінчастої лінії, що реалізує довільний розподіл паразитних смуг пропускання ФНЧ і необхідний розподіл максимумів загасання фільтра:

$$Z(s) = A \frac{s^2 + \delta_1^2}{s(s^2 + \zeta_1^2)} \cdot \frac{s^2 + \delta_2^2}{(s^2 + \zeta_2^2)} \cdots \frac{s^2 + \delta_n^2}{(s^2 + \zeta_n^2)}, \quad A > 0, \quad (3.7)$$

$$0 < \delta_1 < \zeta_1 < \delta_2 < \cdots < \delta_n < \zeta_n.$$

Вираз (3.7) можна записати у вигляді відношення двох поліномів

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + \dots}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5 + \dots}, \quad s = thpt, \quad (3.8)$$

де  $p$  - комплексна частотна змінна.

Позначимо через  $n$  максимальну ступінь поліномів чисельника або знаменника  $Z(s)$ . Тоді відповідно до процедури Річардса знаходимо явні вирази для хвильових опорів багатоступінчастої лінії (рис. 3.4)

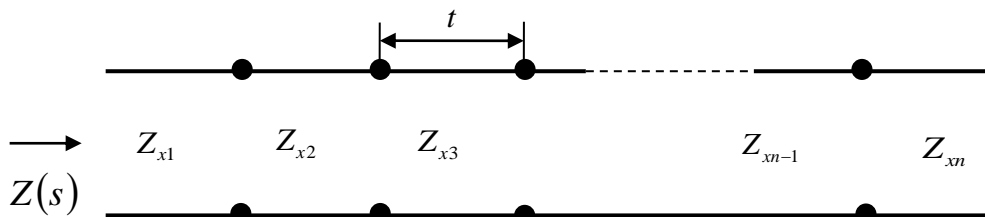


Рисунок 3.4 - Багатоступенева розімкнута лінія

При  $n = 2$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2}{b_1 s} \quad (3.9)$$

Відповідно до процедури Річардса знаходимо хвильові опори:

$$Z_{x1} = \frac{a_0 + a_2}{b_1}, \quad Z_{x2} = Z_{x1} \frac{a_0}{a_2}. \quad (3.10)$$

При  $n = 3$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2}{b_1 s + b_3 s^3} \quad (3.11)$$



$$Z_{x1} = \frac{a_0 + a_2}{b_1 + b_3}, \quad Z_{x2} = \frac{a_0 + Z_{x1}b_3}{b_1 - \frac{a_0}{Z_{x1}}}, \quad Z_{x3} = \frac{Z_{x2} a_0}{Z_{x1} b_3}. \quad (3.12)$$

При  $n = 4$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2s^2 + a_4s^4}{b_1s + b_3s^3}, \quad (3.13)$$

$$Z_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4}{b_1 + b_3}, \quad Z_{x2} = \frac{a_0 - a_4 + Z_{x1}b_3}{b_1 + \frac{a_4 - a_0}{Z_{x1}}}, \quad (3.14)$$

$$Z_{x3} = \frac{a_0 + \frac{a_4Z_{x2}}{Z_{x1}}}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right)}, \quad Z_{x4} = \frac{Z_{x3}Z_{x1} a_0}{Z_{x2} a_4}. \quad (3.15)$$

При  $n = 5$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2s^2 + a_4s^4}{b_1s + b_3s^3 + b_5s^5}, \quad (3.16)$$

$$Z_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4}{b_1 + b_3 + b_5}, \quad Z_{x2} = \frac{2a_0 + a_2 + Z_{x1}(b_5 - b_1)}{b_1 - b_5 + \frac{a_4 - a_0}{Z_{x1}}}, \quad (3.17)$$

$$Z_{x3} = \frac{a_0 + \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}}a_4 - b_5(Z_{x1} + Z_{x2})}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x1}} + \frac{1}{Z_{x2}} \right) + \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}}b_5}, \quad Z_{x4} = \frac{a_0 + \frac{Z_{x1}Z_{x3}}{Z_{x2}}b_5}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x1}} + \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x3}} \right)}, \quad (3.18)$$

$$Z_{x5} = \frac{Z_{x2}Z_{x4} a_0}{Z_{x3}Z_{x1} b_5}. \quad (3.19)$$

При  $n = 6$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2s^2 + a_4s^4 + a_6s^6}{b_1s + b_3s^3 + b_5s^5}, \quad (3.20)$$

$$Z_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4 + a_6}{b_1 + b_3 + b_5}, \quad Z_{x2} = \frac{2a_0 + a_2 - a_6 + Z_{x1}(b_5 - b_1)}{b_1 - b_5 + \frac{1}{Z_{x1}}(a_4 + 2a_6 - a_0)}, \quad (3.21)$$

$$Z_{x3} = \frac{a_0 \left( 3 + \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} \right) + a_2 + a_6 \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} - b_1 (Z_{x2} + Z_{x1})}{b_1 + \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} b_5 - (a_2 + a_6) \left( \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right)}, \quad (3.22)$$

$$Z_{x4} = \frac{a_0 - a_6 \left( \frac{Z_{x3}}{Z_{x2}} + \frac{Z_{x3}}{Z_{x1}} + \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} \right) + \frac{Z_{x3} Z_{x1}}{Z_{x2}} b_5}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x3}} + \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right) + \frac{Z_{x2}}{Z_{x3} Z_{x1}} a_6}, \quad (3.23)$$

$$Z_{x5} = \frac{a_0 + \frac{Z_{x4} Z_{x2}}{Z_{x3} Z_{x1}} a_6}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x4}} + \frac{1}{Z_{x3}} + \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right)}, \quad (3.24)$$

$$Z_{x6} = \frac{Z_{x5} Z_{x3} Z_{x1}}{Z_{x4} Z_{x2}} \frac{a_0}{a_6}. \quad (3.25)$$

При  $n = 7$

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + a_6 s^6}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5 + b_7 s^7}, \quad (3.26)$$

$$Z_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4 + a_6}{b_1 + b_3 + b_5 + b_7}, \quad Z_{x2} = \frac{2a_0 + a_2 - a_6 + Z_{x1}(b_5 + 2b_7 - b_1)}{2b_1 + b_3 - b_7 - \frac{1}{Z_{x1}}(2a_0 + a_2 - a_6)}, \quad (3.27)$$

$$Z_{x3} = \frac{a_0 \left( 3 + \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} \right) + a_2 + \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} a_6 - (b_1 + b_7)(Z_{x2} + Z_{x1})}{b_1 + b_5 \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} + b_7 \left( 1 + 3 \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} \right) - (a_0 + a_6) \left( \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right)}, \quad (3.28)$$

$$Z_{x4} = \frac{a_0 \left( 4 + \frac{Z_{x3}}{Z_{x2}} + \frac{Z_{x3}}{Z_{x1}} + \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} \right) + a_2 - b_1 (Z_{x3} + Z_{x2} + Z_{x1}) + \frac{Z_{x3} Z_{x1}}{Z_{x2}} b_7}{b_1 - b_7 \left( \frac{Z_{x2}}{Z_{x3}} + \frac{Z_{x1}}{Z_{x3}} + \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} \right) - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x3}} + \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right) + a_6 \frac{Z_{x2}}{Z_{x3} Z_{x1}}}, \quad (3.29)$$

$$Z_{x5} = \frac{a_0 + \frac{Z_{x4} Z_{x2}}{Z_{x3} Z_{x1}} a_6 - b_7 \left( \frac{Z_{x4} Z_{x2}}{Z_{x3}} + \frac{Z_{x4} Z_{x1}}{Z_{x3}} + \frac{Z_{x4} Z_{x1}}{Z_{x2}} + \frac{Z_{x3} Z_{x1}}{Z_{x2}} \right)}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x4}} + \frac{1}{Z_{x3}} + \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right) + \frac{Z_{x3} Z_{x1}}{Z_{x4} Z_{x2}} b_7}, \quad (3.30)$$

$$Z_{x6} = \frac{a_0 + \frac{Z_{x5}Z_{x3}Z_{x1}}{Z_{x4}Z_{x2}}b_7}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Z_{x5}} + \frac{1}{Z_{x4}} + \frac{1}{Z_{x3}} + \frac{1}{Z_{x2}} + \frac{1}{Z_{x1}} \right)}, \quad Z_{x7} = \frac{Z_{x6}Z_{x4}Z_{x2}}{Z_{x5}Z_{x3}Z_{x1}} \frac{a_0}{b_7}. \quad (3.31)$$

Визначимо потенційно можливу ширину першої області загородження ФНЧ, побудованого з набору багатоступневих секцій. Дане завдання зводиться до знаходження найбільшого значення першого полюса (першої резонансної частоти  $\omega_1$ ) вхідного опору багатоступінчастої лінії  $Z(s)$  (рис. 3.4). Позначимо час затримки ОЕ (одиничного елемента) через  $t_c$ . Тоді, як випливає з (3.7), перша резонансна частота визначається співмножником  $(s^2 + \zeta_1^2)$ . З рішення рівняння  $s^2 + \zeta_1^2 = 0$  знаходимо першу резонансну частоту (рис. 3.3):

$$\omega_1 = \frac{1}{t_c} \operatorname{arctg} \zeta_1. \quad (3.32)$$

При  $\zeta_1 \rightarrow \infty$  вираз (3.32) приводить до нерівності

$$\omega_1 \leq \frac{1}{2} \frac{\pi}{t_c}. \quad (3.33)$$

З іншого боку, відрізок однорідної розімкнутої лінії передачі має резонансну частоту ( $t$  – час затримки секції фільтра на однорідній лінії)

$$\omega_{1od} = \frac{\pi}{t}. \quad (3.34)$$

Тепер припустимо, що однорідна лінія і багатоступенева лінія мають однаковий час затримки, тобто  $t = nt_c$ , де  $n$  - кількість ОЕ багатоступінчастої лінії. Тоді (3.33) набуде вигляду

$$\omega_1 \leq \frac{n \pi}{2 t}. \quad (3.35)$$

З порівняння (3.35) з (3.34) випливає, що в багатоступінчастій лінії забезпечити виграш в протяжності області загородження в порівнянні з однорідною лінією ( $\omega_1 > \omega_{1од}$ ) можна тільки, коли

$$n \geq 3. \quad (3.36)$$

Таким чином, найпростішою багатоступінчастою лінією, що забезпечує виграш в протяжності області загородження є триступенева лінія. В цьому випадку можливий виграш буде не більше ніж в 1,5 рази. У загальному випадку при використанні  $n$  – ступінчастої лінії може бути досягнутий виграш не більше, ніж в  $n/2$  раз.

Розподіл нулів і полюсів фізично реалізованої багатоступінчастої лінії показано на рис. 3.5.

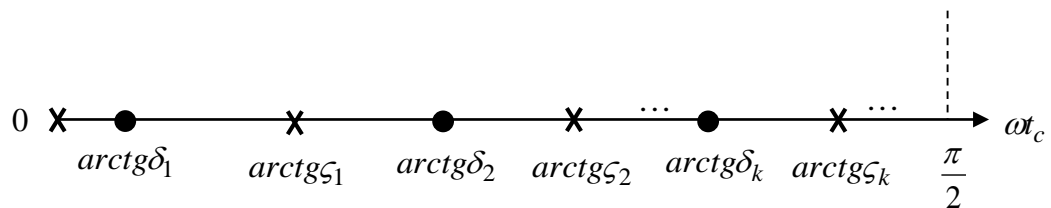


Рисунок 3.5 - Розподіл нулів і полюсів опору багатоступінчастої секції:  $t_c$  - час затримки ОЕ

### Аналіз триступеневої секції

В даному випадку

$$Z(s) = \frac{s^2 + \delta^2}{s(s^2 + \zeta^2)}, \quad 0 < \delta < \zeta. \quad (3.37)$$

Згідно (3.12) знаходимо хвильові опори

$$Z_{x1} = \frac{\delta^2 + 1}{\zeta^2 + 1}, \quad Z_{x2} = \frac{\delta^2 + Z_{x1}}{\zeta^2 - \frac{\delta^2}{Z_{x1}}}, \quad Z_{x3} = \delta^2 \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}}. \quad (3.38)$$

Електрична довжина ОЕ:  $\omega t_c = \text{arctg}\zeta$ . Отже, щоб був виграш по смузі загородження, електрична довжина триступеневої секції повинна бути більше  $\pi$ , тобто повинна виконуватися умова  $\omega t = 3\omega t_c = 3\text{arctg}\zeta > \pi$ . Звідси знаходимо

$$\frac{\pi}{3} < \text{arctg}\zeta < \frac{\pi}{2}. \quad (3.39)$$

У загальному випадку в разі  $n$  – ступінчастої лінії для отримання виграшу по смузі загородження в  $\frac{n}{2}$  раз повинна бути виконана нерівність

$$\frac{\pi}{n} < \text{arctg}\zeta_1 < \frac{\pi}{2}. \quad (3.40)$$

Умови (3.39), (3.40) можна переформулювати інакше:

$$\text{tg} \frac{\pi}{3} = \sqrt{3} < \zeta < \infty, \quad \text{tg} \frac{\pi}{n} < \zeta_1 < \infty. \quad (3.41)$$

Оцінювати виграш по смузі загородження різних ФНЧ будемо по відношенню першого полюса триступеневої секції до першого полюсу однорідної секції (однорідної лінії), оскільки полюси (рис. 3.6) визначають центральні частоти перших паразитних смуг пропускання (перших частотних каналів витоку інформації)



Рисунок. 3.6 - Взаємне розташування першого полюса однорідної лінії і триступеневої секції

З рис. 3.6 випливає, що виграш по області загородження ФНЧ на триступневих секціях становить

$$B = \frac{3 \operatorname{arctg} \zeta}{\pi}. \quad (3.42)$$

При використанні  $n$ -східчастих секцій виграш визначається аналогічним виразом

$$B = \frac{n \cdot \operatorname{arctg} \zeta_1}{\pi}. \quad (3.43)$$

З (3.43) випливає, що максимальний виграш буде при  $\zeta_1 \rightarrow \infty$  і становить

$$B_{\max} = n/2. \quad (3.44)$$

При використанні триступеневої секцій (рис. 3.7) заданою величиною  $\epsilon$   $\zeta$  (рис. 3.6), яка визначає розташування першої паразитної смуги пропускання. При цьому величина  $\delta$  (визначає положення максимуму загасання в смузі загородження) в (3.3) не визначена. При технічній реалізації багатоступневих ліній простіше виготовляти лінії з малою відмінністю хвильових опорів, яка характеризується хвильовим перепадом (відношення максимального хвильового опору до мінімального хвильовому опору)

$$m = \frac{Z_{x \max}}{Z_{x \min}} \quad (3.45)$$

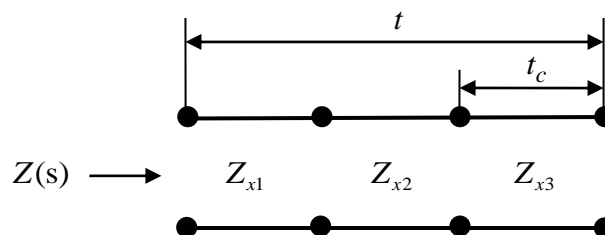


Рисунок 3.7 - Триступенева секція

Якщо розташування максимуму загасання не принципове, то  $\delta$  можна вибрати виходячи з мінімуму хвильового перепаду  $m$  (оптимальне значення  $\delta$  позначимо через  $\delta_{opt}$ ). Оптимізація за критерієм мінімуму  $m$  здійснювалася в математичному середовищі MathCAD при використанні виразів (3.38) при обмеженнях (3.37):  $0 < \delta < \zeta$ . При цьому мінімум хвильового перепаду реалізується за однакової кількості хвильових опорів першого і третього відрізка ліній, тобто при  $Z_{x1} = Z_{x3}$ . Хвильовий опір другого відрізка  $Z_{x2} = Z_{x1} / m$ . Результати оптимізації і вигравш по смузі загородження, що виходить при цьому, зведені в табл. 3.2. Для триступеневої секції граничний вигравш по смузі загородження (3.44) дорівнює  $B_{max} = 1,5$ .

Таблиця 3.2.

Результати оптимізації триступеневої секції ФНЧ

$\zeta$	2	4	6	8	10	14	20	30	60	100
$\delta_{opt}$	0,573	0,474	0,399	0,349	0,314	0,366	0,223	0,182	0,129	0,1
$B$	1,057	1,266	1,342	1,381	1,405	1,432	1,452	1,468	1,484	1,49
$m = \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}}$	1,336	3,123	5,08	7,06	9,048	13,034	19,025	29,012	59	99

### Аналіз чотиріступеневої секції

В даному випадку опір  $Z(s)$  представимо у вигляді (рис. 3.8)

$$Z(s) = \frac{(s^2 + \delta_1^2)(s^2 + \delta_2^2)}{s(s^2 + \zeta_1^2)} = \frac{\delta_1^2 \delta_2^2 + s^2(\delta_1^2 + \delta_2^2) + s^4}{s\zeta_1^2 + s^3}. \quad (3.46)$$

Порівнюючи (3.46) з (3.13), знаходимо коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника (3.13):

$$a_0 = \delta_1^2 \delta_2^2, \quad a_2 = \delta_1^2 + \delta_2^2, \quad a_4 = 1, \quad b_1 = \zeta_1^2, \quad b_3 = 1. \quad (3.47)$$

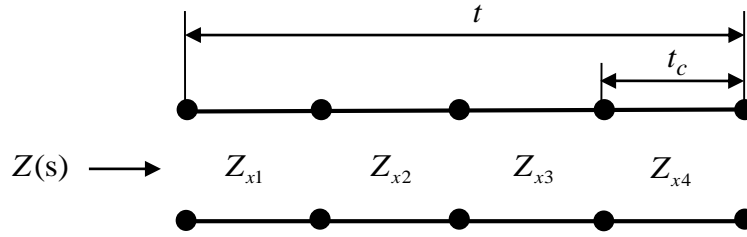


Рисунок 3.8 - Чотириступенева

Хвильові опори визначаються виразами (3.14, 3.15). Результати оптимізації за критерієм забезпечення мінімуму хвильового перепаду представлені в табл.3.3. Змінними параметрами є  $\delta_1, \delta_2$ . обмеження:  $0 < \delta_1 < \zeta_1 < \delta_2$ . Отримані результати пронормовані щодо  $Z_{x1} = Z_{x4}$ , які прийняті за одиницю

Таблиця 3.3.

## Результати оптимізації чотириступеневої секції ФНЧ

$\zeta_1$	2	3	4	5	6	8	10
$\delta_{1opt}$	0,31	0,223	0,171	0,139	0,116	0,088	0,07
$\delta_{2opt}$	3,226	4,492	5,839	7,215	8,605	11,403	14,2
$B$	1,41	1,59	1,688	1,749	1,79	1,842	1,873
$Z_{x1} = Z_{x4}$	1	1	1	1	1	1	1
$Z_{x2} = Z_{x3}$	0,25	0,111	0,062	0,04	0,028	0,016	0,01
$m = \frac{Z_{x1}}{Z_{x2}}$	4	9	16	25	36	64	100

## Аналіз п'ятиступеневої секції

В даному випадку (рис. 3.9)

$$Z(s) = \frac{(s^2 + \delta_1^2)(s^2 + \delta_2^2)}{s(s^2 + \zeta_1^2)(s^2 + \zeta_2^2)} = \frac{\delta_1^2 \delta_2^2 + s^2(\delta_1^2 + \delta_2^2) + s^4}{s \zeta_1^2 \zeta_2^2 + s^3(\zeta_1^2 + \zeta_2^2) + s^5}. \quad (3.48)$$



Скориставшись (3.13), знаходимо коефіцієнти поліномів чисельника і знаменника  $Z(s)$ :

$$\begin{aligned} a_0 &= \delta_1^2 \delta_2^2, & a_2 &= \delta_1^2 + \delta_2^2, & a_4 &= 1, \\ b_1 &= \zeta_1^2 \zeta_2^2, & b_3 &= \zeta_1^2 + \zeta_2^2, & b_5 &= 1. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Для дотримання умов фізичної реалізованості повинна бути виконана умова чергування нулів і полюсів  $Z(s)$ :  $0 < \delta_1 < \zeta_1 < \delta_2 < \zeta_2$ . В даному випадку для отримання виграшу по смузі загородження треба виконати нерівність  $\zeta_1 > \operatorname{tg} \frac{\pi}{5}$ . Виграш і максимально можливий виграш відповідно рівні

$$B = \frac{5 \cdot \operatorname{arctg} \zeta_1}{\pi}, \quad B_{\max} = 2,5. \quad (3.50)$$

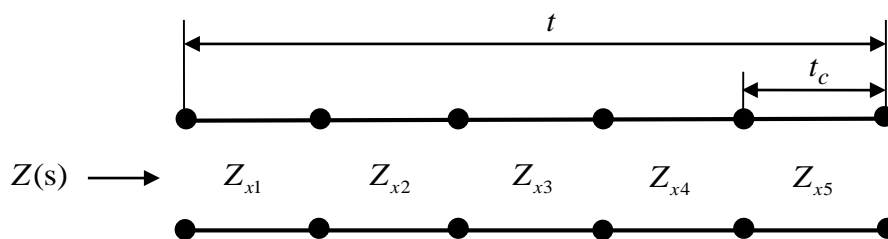


Рисунок 3.9 П'ятиступенева секція

Результати оптимізації за критерієм забезпечення мінімуму хвильового перепаду представлені в табл.3.4. Змінними параметрами є  $\delta_1, \delta_2, \zeta_2$ . Отримані результати пронормовані щодо  $Z_{x1} = Z_{x5}$ , які прийняті за одиницю.

Таблиця 3.4.

Результати оптимізації п'ятиступінчастої секції ФНЧ

$\zeta_1$	0,727	1,7	2	2,33	3,1	6
$\delta_{opt}$	0,325	0,182	0,144	0,124	0,086	0,033

$\delta_{2opt}$	1,376	2,1	2,381	2,771	3,65	7,029
$\zeta_{2opt}$	3,078	5,3	7,213	7,11	6,953	13,046
$B$	1	1,654	1,76	1,86	2	2,237
$Z_{x1} = Z_{x5}$	1	1	1	1	1	1
$Z_{x2} = Z_{x4}$	1	0,161	0,098	0,08	0,055	0,0135
$Z_{x3}$	1	0,076	0,044	0,028	0,011	0,001345
$m = \frac{Z_{x1}}{Z_{x3}}$	1	13,11	22,8	35,26	91,9	743,3

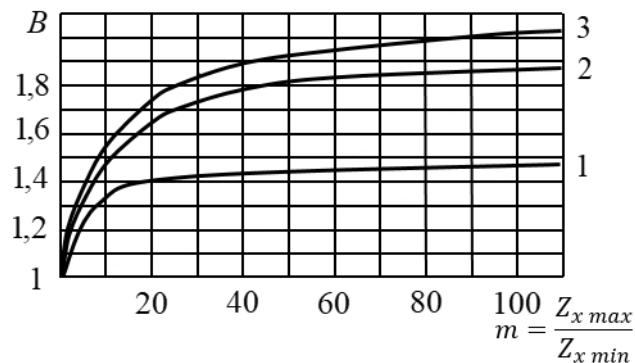


Рис. 3.10. Залежність виграшу по смузі загородження від хвильового перепаду: 1 - триступенева секція;  
2 – чотириступенева секція;  
3 - п'ятиступенева секція

### Програмна реалізація процедури Річардса в середовищі Mathcad

Нагадаємо, що процедура Річардса полягає у визначенні хвильових опорів багатоступеневих ліній за таким правилом.

1. За реактивним вхідним опором  $Z_1(s)$ ,  $s = thpt_c$ , знаходимо хвильовий опір першого ОЕ (одичного елемента, який представляє відрізок однорідної лінії до заданого часу затримки)  $Z_{x1} = Z_1(1)$ .

2. Визначаємо опір навантаження виділеного ОЕ

$$Z_2(s) = \frac{Z_{x1}(Z_1(s) - sZ_{x1})}{Z_{x1} - sZ_1(s)}. \quad (3.51)$$

3. Чисельник і знаменник  $Z_2(s)$  скорочуємо на  $1-s^2$  і за отриманим опором  $Z_2(s)$  визначаємо хвильовий опір другого ОЕ  $Z_{x2} = Z_2(1)$  и т.д. Процес повторюється до тих пір, поки не будуть виділені всі одиничні елементи. Після скорочення на  $1-s^2$  порядок подальшого кола буде зменшений на 1.

Основною труднощію при програмній реалізації процедури є реалізація п.3, що пов'язано з труднощами здійснення поділу поліномів чисельника і знаменника вхідного опору на  $1-s^2$ .

Чисельне дослідження опорів, побудованих за рекурентною формулою (3.51), показало, що замість поділу на  $1-s^2$  для виключення невизначеності 0/0 можна скористатися правилом Лопіталя. При цьому диференціювання поліномів чисельника і знаменника опору типу (3.51) доцільно здійснювати в чисельній формі, оскільки алгоритм розкриття невизначеності виходить стійким. Використання диференціювання в символічній формі не завжди приводить до бажаного результату, так як іноді виникає ситуація поділу на нуль і робота алгоритму припиняється.

Оскільки  $1-s^2 = (1-s)(1+s)$ , то правило Лопіталя можна використовувати при  $s \rightarrow \pm 1$ . В результаті хвильовий опір з номером  $n$  можна визначати виходячи з формули (3.51) при  $s = \pm 1$ :

$$Z_{xn}(s) = \frac{\frac{d[Z_{xn-1}(Z_{n-1}(s) - sZ_{xn-1})]}{ds}}{\frac{d[Z_{xn-1} - sZ_{n-1}(s)]}{ds}} = -Z_{xn-1} \frac{\frac{d}{ds} Z_{n-1}(s) - Z_{xn-1}}{Z_{n-1}(s) + s \frac{d}{ds} Z_{n-1}(s)}, \quad s = \pm 1. \quad (3.52)$$

Відомо, що при чисельному диференціюванні знижується точність обчислень. Отже, з ростом номера ОЕ, точність визначення хвильового опору

при використанні (3.52) буде знижуватися. При цьому найнижча точність буде при визначенні хвильового опору з найвищим номером (останнього хвильового опору).

Спростити знаходження останнього хвильового опору можна виходячи з відомої статичної ємності багатоступеневої лінії, що складається з  $n$  ступенів. Величина  $n$  визначає максимальну ступень полінома чисельника  $i$  (або) знаменника в загальній формулі для розімкнутої багатоступеневої секції:

$$Z(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + \dots}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5 + \dots}, \quad s = thpt_c, \quad (3.53)$$

статичну ємність  $C_{cm}$  знаходимо з умови поведінки  $Z(s)$  при  $s \rightarrow 0$ :

$$Z(s) = \frac{1}{pC_{cm}} = \frac{a_0}{b_1 s} = \frac{a_0}{b_1 pt_c}. \quad (3.54)$$

Звідки

$$C_{cm} = \frac{b_1 t_c}{a_0}. \quad (3.55)$$

З іншого боку статична ємність визначається як сумарна ємність розподілених (погонних) ємностей:

$$C_{cm} = \sum_{k=1}^n \frac{t_c}{Z_{xk}}. \quad (3.56)$$

Прирівнюючи (3.55) і (3.56), знаходимо останній хвильовий опір

$$Z_{xn} = \frac{1}{\frac{b_1}{a_0} - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{Z_{xk}}}. \quad (3.57)$$

Вираз (3.57) дозволяє на останньому етапі процедури Річардса уникнути операції диференціювання і уникнути помилок при визначенні хвильових опорів за критерієм статичної ємності, тобто при використанні формули (3.57) відсутнє накопичення помилок у визначенні статичної ємності. Крім того, оскільки в області нижніх частот при  $\omega \rightarrow 0$  АЧХ ФНЧ визначається  $C_{ст}$ , то при використанні (3.57) гарантується найкраще відтворення АЧХ фільтра.

### Аналіз шестиступеневої секції

На підставі формул (3.52), (3.57) була здійснена оптимізація шестиступеневої секції (рис. 3.11). В даному випадку

$$Z(s) = \frac{(s^2 + \delta_1^2)(s^2 + \delta_2^2)(s^2 + \delta_3^2)}{s(s^2 + \zeta_1^2)(s^2 + \zeta_2^2)} = \frac{a_0 + a_2s^2 + a_4s^4 + a_6s^6}{b_1s + b_3s^3 + b_5s^5}. \quad (3.58)$$

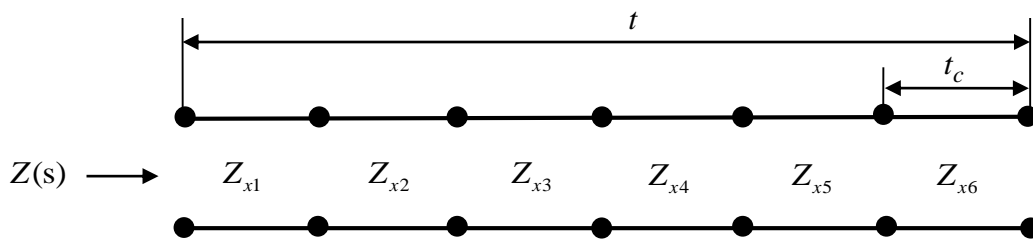


Рисунок 3.11 - Шестиступенева секція

Коефіцієнти

$$\begin{aligned} a_0 &= \delta_1^2 \delta_2^2 \delta_3^2, \quad a_2 = (\delta_1^2 + \delta_2^2) \delta_3^2 + \delta_1^2 \delta_2^2, \quad a_4 = \delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2, \quad a_6 = 1, \\ b_1 &= \zeta_1^2 \zeta_2^2, \quad b_3 = \zeta_1^2 + \zeta_2^2, \quad b_5 = 1. \end{aligned} \quad (3.59)$$

Виграш по смузі загородження

$$B = \frac{6 \cdot \arctg \zeta_1}{\pi}, \quad B_{\max} = 3. \quad (3.60)$$

Нижче наводяться результати оптимізації методом проб і помилок для дворазового виграшу  $B = 2$ :

$$\delta_1 = 0,081, \quad \zeta_1 = 1,75, \quad \delta_2 = 2,1, \quad \zeta_2 = 2,9, \quad \delta_3 = 9,8, \quad (3.61)$$

$$\frac{Z_{x1}}{Z_{x1}} = 1, \quad \frac{Z_{x2}}{Z_{x1}} = 0,196, \quad \frac{Z_{x3}}{Z_{x1}} = \frac{Z_{x4}}{Z_{x1}} = 0,019, \quad \frac{Z_{x5}}{Z_{x1}} = 0,07, \quad \frac{Z_{x6}}{Z_{x1}} = 0,976.$$

Відношення максимального хвильового опору до мінімального дорівнює  $m = 52,6$ .

### 3.2. Синтез фільтрів нижніх частот з розширеною смугою захисту від зовнішніх впливів

Розглянемо варіант, коли розташування центральних частот областей каналів витоку інформації регулюється зміщенням нулів і полюсів вхідного опору замкнутої лінії. При цьому апріорі приймемо що максимуми загасання і провали загасання ФНЧ в області загородження можуть спостерігатися в областях  $\omega t = (2k - 1) \frac{\pi}{2}, k = 1, 2, \dots$ , де  $t$ - час затримки однієї ступені багатоступеневої лінії фільтра. Один з варіантів розташування максимумів і мінімумів загасання ФНЧ показаний на рис. 3.12. В даному випадку полюси провідності ("хрестики") відповідають частотам, на яких провідність відрізка лінії без втрат обертається в нескінченність (послідовний резонанс). "Кружечки" - відповідають частотам, на яких провідність обертається в нуль (паралельний резонанс).

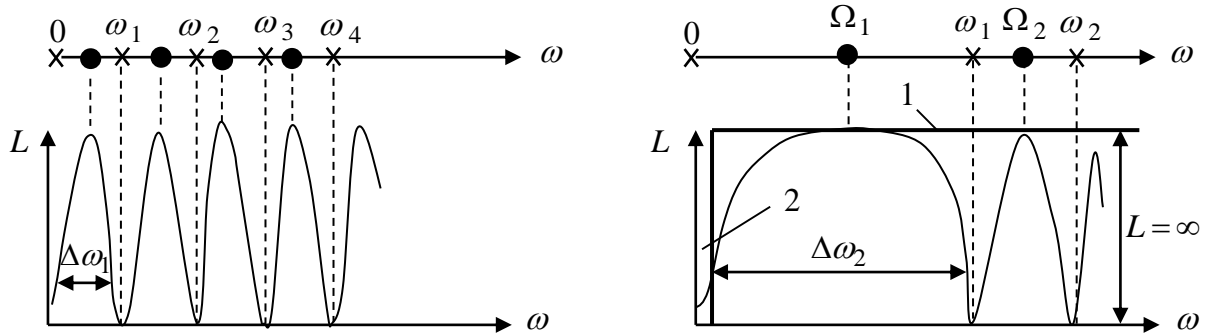


Рисунок 3.12 - Зв'язок загасання ФНЧ з розташуванням резонансних і протирезонансних частот: 1 - характеристика ідеального ФНЧ; 2 - робоча область; "Хрестиками" позначені полюси вхідної провідності секції фільтра; "Кружечки" - нулі вхідної провідності секції фільтра

Смугу загородження фільтра можна збільшити збільшенням відстані між нулями і полюсами провідності секції ФНЧ. Дана обставина пояснюється фізичними процесами, що відбуваються в ФНЧ. Для цього розглянемо послідовну індуктивність фільтра, замкнуту накоротко рис.3.13.

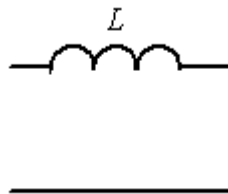


Рисунок 3.13 - Послідовна індуктивність ФНЧ

Провідність індуктивності (рис.3.14 дорівнює  $Y_L = \frac{1}{j\omega L} = jB_L$ ,  $B_L = -\frac{1}{\omega L}$ .)

Очевидно, що через періодичності АЧХ відрізка однорідної лінії передачі перша індуктивна область секції ФНЧ буде обмежена діапазоном  $0 \dots \Omega_1 = \pi/2t$  де  $t$  – час затримки секції. Отже, на частотах, що перевищують  $\Omega_1$ , АЧХ фільтра буде спотворена в порівнянні з АЧХ ідеального зосередженого ФНЧ. Якщо ж секцію ФНЧ побудувати на основі неоднорідної багатоступеневої лінії, то всі нулі і полюси можна зсунути вправо (рис.3.14 в). В цьому випадку АЧХ фільтра на багатоступеневій лінії наближається до АЧХ зосередженого

ФНЧ. Тобто вибіркові властивості такого фільтра краще, ніж ФНЧ на основі звичайних однорідних секцій.

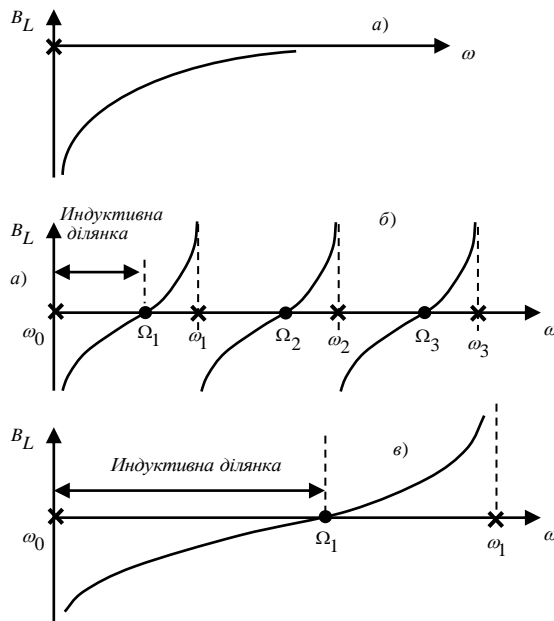


Рис. 3.14. Залежність реактивної провідності індуктивності від частоти:  
 а) зосереджена індуктивність;  
 б) секція ФНЧ на основі однорідної лінії;  
 в) секція ФНЧ на основі неоднорідної лінії

В даному випадку відповідно до теорії кіл Річардса для найпростішої замкнутої триступеневої лінії провідність може бути записана у вигляді

$$Y(s) = A \frac{s^2 + \delta^2}{s(s^2 + \zeta^2)}, \quad A > 0, 0 < \delta < \zeta, \quad (3.62)$$

де  $s = jtg\Theta$  - частотна змінна Річардса,  $\Theta = \omega t$  - електрична довжина однієї секції,  $t$  - час затримки однієї ступені,  $\delta$  и  $\zeta$  довільні додатні числа, що задовольняють обмеженням (3.62),  $A$  - позитивний співмножник. Не порушуючи загальності прийемо  $A=1$ . Від вибору величин  $\delta$  и  $\zeta$  залежать значення хвильових опорів незв'язаних ліній  $Z_{x1}, Z_{x2}, Z_{x3}$  ступеней лінії (секції).

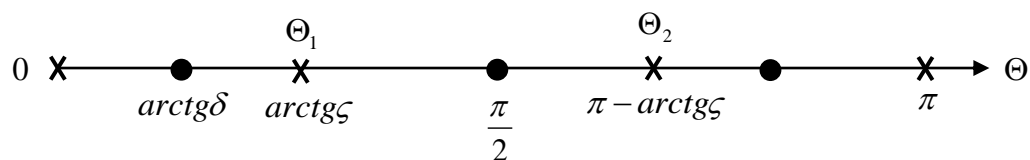


Рисунок 3.15 - Розподіл нулів і полюсів вхідної провідності триступеневої замкнутої секції



Слід зазначити, що побудову ФНЧ можна здійснювати також і на основі смугово-пропускаючих фільтрів. У цьому випадку робоча смуга відповідає нульовому полюсу, а полюси  $\Theta_1$  і  $\Theta_2$  визначають протяжність додаткових першої і другої паразитних смуг пропускання (каналів витоку інформації). При побудові смугово-пропускаючих фільтрів (СПФ) на основі послідовних контурів полюс  $\Theta_1$  визначає центральну частоту робочої смуги пропускання, а полюс  $\Theta_2$  визначає центральну частоту найближчої паразитної смуги пропускання, тобто найближчий канал витоку інформації. В даному випадку, використовуючи процедуру Річардса, знаходимо, що мінімальний перепад хвильових провідностей знаходиться з умов аналогічних (3.4):

$$\frac{d(Y_{x2}/Y_{x1})}{d\delta^2} = \frac{1+2\zeta^2+\zeta^4}{(\zeta^2-\delta^2)^2} > 0, \quad \frac{d(Y_{x2}/Y_{x3})}{d\delta^2} = -\frac{1}{(1+\zeta^2)\delta^4} < 0. \quad (3.63)$$

Звідки випливає, що хвильовий перепад приймає мінімальне значення при

$$Y_{x1} = Y_{x3} = Y_x. \quad (3.64)$$

Хвильова провідність обернено пропорційна хвильовому опору, тобто

$$Y_{x1} = \frac{1}{Z_{x1}}, \quad Y_{x2} = \frac{1}{Z_{x2}}, \quad Y_{x3} = \frac{1}{Z_{x3}}. \quad (3.65)$$

Звідки випливає рівність для хвильових опорів триступеневої секції:

$$Z_{x1} = Z_{x3} = Z_x. \quad (3.66)$$

Таким чином, при дотриманні умови (3.66) триступеневий відрізок лінії передачі, навантажений на низькоомні навантаження, еквівалентний прохідному послідовному контуру і при цьому забезпечує мінімальний

перепад хвильових опорів (провідностей). При цьому параметр крутизни послідовного контуру дорівнює

$$b = \Theta_1 \frac{1+2K}{1+K} \frac{1}{Z_x}, \quad \Theta_1 = \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1+2K}{K^2}}, \quad (3.67)$$

де  $K = \frac{Y_{x2}}{Y_x}$  - хвильової перепад. При побудові СПФ на прохідних послідовних контурах можна користуватися табл.1, в якій під  $K$  слід розуміти  $K = Y_{x2}/Y_x$ .

У таблиці 1 наведена залежність відношення паразитних смуг пропускання від хвильового перепаду, розрахованого за формулою

$$\frac{\Theta_2}{\Theta_1} = \frac{\pi}{\operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1+2K}{K^2}}} - 1. \quad (3.68)$$

Відповідно до теорії кіл Річардса провідність замкнутої багатоступеневої лінії, що складається з  $2n+1$  однорідних відрізків однакової електричної довжини можна представити у вигляді

$$Y(s) = A \frac{s^2 + \delta_1^2}{s(s^2 + \zeta_1^2)} \cdot \frac{s^2 + \delta_2^2}{(s^2 + \zeta_2^2)} \cdots \frac{s^2 + \delta_n^2}{(s^2 + \zeta_n^2)}, \quad A > 0, \quad (3.69)$$

$$0 < \delta_1 < \zeta_1 < \delta_2 < \cdots < \delta_n < \zeta_n.$$

Вираз (3.69) можна записати у вигляді відносини двох поліномів

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + \dots + b_{2n} s^{2n}}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5 + \dots + b_{2n+1} s^{2n+1}}, \quad s = thpt, \quad (3.70)$$

де  $p$  - комплексна частотна змінна.

Тоді відповідно до процедури Річардса знаходимо явні вирази для хвильових провідностей багатоступеневої лінії (рис. 3.16)

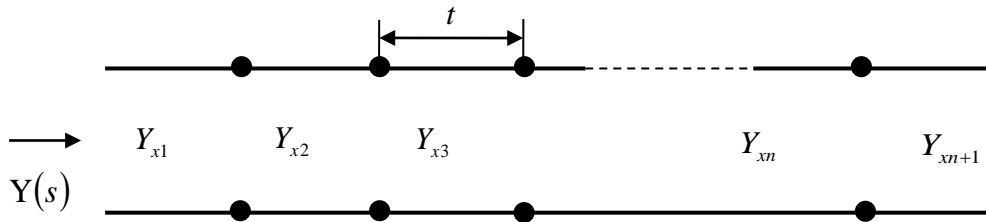


Рисунок 3.16 - Багатоступенева замкнута лінія

При  $n = 2$

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2}{b_1 s} . \quad (3.71)$$

Відповідно до процедури Річардса знаходимо хвильові провідності:

$$Y_{x1} = \frac{a_0 + a_2}{b_1} , \quad Y_{x2} = Y_{x1} \frac{a_0}{a_2} . \quad (3.72)$$

При  $n = 3$

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2}{b_1 s + b_3 s^3} , \quad (3.73)$$

$$Y_{x1} = \frac{a_0 + a_2}{b_1 + b_3} , \quad Y_{x2} = \frac{a_0 + Z_{x1} b_3}{b_1 - \frac{a_0}{Z_{x1}}} , \quad Y_{x3} = \frac{Y_{x2} a_0}{Y_{x1} b_3} . \quad (3.74)$$

При  $n = 4$

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4}{b_1 s + b_3 s^3} , \quad (3.75)$$

$$Y_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4}{b_1 + b_3} , \quad Y_{x2} = \frac{a_0 - a_4 + Y_{x1} b_3}{b_1 + \frac{a_4 - a_0}{Y_{x1}}} , \quad (3.76)$$

$$Y_{x3} = \frac{a_0 + \frac{a_4 Y_{x2}}{Y_{x1}}}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right)} , \quad Y_{x4} = \frac{Y_{x3} Y_{x1} a_0}{Y_{x2} a_4} . \quad (3.77)$$

При  $n = 5$

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5}, \quad (3.78)$$

$$Y_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4}{b_1 + b_3 + b_5}, \quad Y_{x2} = \frac{2a_0 + a_2 + Y_{x1}(b_5 - b_1)}{b_1 - b_5 + \frac{a_4 - a_0}{Y_{x1}}}, \quad (3.79)$$

$$Y_{x3} = \frac{a_0 + \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} a_4 - b_5(Y_{x1} + Y_{x2})}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x1}} + \frac{1}{Y_{x2}} \right) + \frac{Y_{x1}}{Y_{x2}} b_5}, \quad Y_{x4} = \frac{a_0 + \frac{Y_{x1} Y_{x3}}{Y_{x2}} b_5}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x1}} + \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x3}} \right)}, \quad (3.80)$$

$$Y_{x5} = \frac{Y_{x2} Y_{x4}}{Y_{x3} Y_{x1}} \frac{a_0}{b_5}. \quad (3.81)$$

При  $n = 6$

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + a_6 s^6}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5}, \quad (3.82)$$

$$Y_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4 + a_6}{b_1 + b_3 + b_5}, \quad Y_{x2} = \frac{2a_0 + a_2 - a_6 + Y_{x1}(b_5 - b_1)}{b_1 - b_5 + \frac{1}{Y_{x1}}(a_4 + 2a_6 - a_0)}, \quad (3.83)$$

$$Y_{x3} = \frac{a_0 \left( 3 + \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} \right) + a_2 + a_6 \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} - b_1(Y_{x2} + Y_{x1})}{b_1 + \frac{Y_{x1}}{Y_{x2}} b_5 - (a_2 + a_6) \left( \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right)}, \quad (3.84)$$

$$Y_{x4} = \frac{a_0 - a_6 \left( \frac{Y_{x3}}{Y_{x2}} + \frac{Y_{x3}}{Y_{x1}} + \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} \right) + \frac{Y_{x3} Y_{x1}}{Y_{x2}} b_5}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x3}} + \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right) + \frac{Y_{x2}}{Y_{x3} Y_{x1}} a_6}, \quad (3.85)$$

$$Y_{x5} = \frac{a_0 + \frac{Y_{x4} Y_{x2}}{Y_{x3} Y_{x1}} a_6}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x4}} + \frac{1}{Y_{x3}} + \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right)}, \quad (3.86)$$

$$Y_{x6} = \frac{Y_{x5} Y_{x3} Y_{x1}}{Y_{x4} Y_{x2}} \frac{a_0}{a_6}. \quad (3.87)$$

При  $n = 7$

$$Y(s) = \frac{a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + a_6 s^6}{b_1 s + b_3 s^3 + b_5 s^5 + b_7 s^7}, \quad (3.88)$$

$$Y_{x1} = \frac{a_0 + a_2 + a_4 + a_6}{b_1 + b_3 + b_5 + b_7}, \quad Y_{x2} = \frac{2a_0 + a_2 - a_6 + Y_{x1}(b_5 + 2b_7 - b_1)}{2b_1 + b_3 - b_7 - \frac{1}{Y_{x1}}(2a_0 + a_2 - a_6)}, \quad (3.89)$$

$$Y_{x3} = \frac{a_0 \left( 3 + \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} \right) + a_2 + \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} a_6 - (b_1 + b_7)(Y_{x2} + Y_{x1})}{b_1 + b_5 \frac{Y_{x1}}{Y_{x2}} + b_7 \left( 1 + 3 \frac{Y_{x1}}{Y_{x2}} \right) - (a_0 + a_6) \left( \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right)}, \quad (3.90)$$

$$Y_{x4} = \frac{a_0 \left( 4 + \frac{Y_{x3}}{Y_{x2}} + \frac{Y_{x3}}{Y_{x1}} + \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}} \right) + a_2 - b_1(Y_{x3} + Y_{x2} + Y_{x1}) + \frac{Y_{x3} Y_{x1}}{Y_{x2}} b_7}{b_1 - b_7 \left( \frac{Y_{x2}}{Y_{x3}} + \frac{Y_{x1}}{Y_{x3}} + \frac{Y_{x1}}{Y_{x2}} \right) - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x3}} + \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right) + a_6 \frac{Y_{x2}}{Y_{x3} Y_{x1}}}, \quad (3.91)$$

$$Y_{x5} = \frac{a_0 + \frac{Y_{x4} Y_{x2}}{Y_{x3} Y_{x1}} a_6 - b_7 \left( \frac{Y_{x4} Y_{x2}}{Y_{x3}} + \frac{Y_{x4} Y_{x1}}{Y_{x3}} + \frac{Y_{x4} Y_{x1}}{Y_{x2}} + \frac{Y_{x3} Y_{x1}}{Y_{x2}} \right)}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x4}} + \frac{1}{Y_{x3}} + \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right) + \frac{Y_{x3} Y_{x1}}{Y_{x4} Y_{x2}} b_7}, \quad (3.92)$$

$$Y_{x6} = \frac{a_0 + \frac{Y_{x5} Y_{x3} Y_{x1}}{Y_{x4} Y_{x2}} b_7}{b_1 - a_0 \left( \frac{1}{Y_{x5}} + \frac{1}{Y_{x4}} + \frac{1}{Y_{x3}} + \frac{1}{Y_{x2}} + \frac{1}{Y_{x1}} \right)}, \quad Y_{x7} = \frac{Y_{x6} Y_{x4} Y_{x2}}{Y_{x5} Y_{x3} Y_{x1}} \frac{a_0}{b_7}. \quad (3.93)$$

### 3.3. Приклади синтезу фільтрів з підвищеним захистом від зовнішніх впливів

Розглянемо ФНЧ, побудований на основі триступеневої лінії з вхідною провідністю (3.62):

$$Y(s) = \frac{s^2 + \delta^2}{s(s^2 + \zeta^2)}, \quad 0 < \delta < \zeta, \quad (3.94)$$

де  $s = jt\omega\Theta$  - частотна змінна Річардса,  $\Theta = \omega t$  - електрична довжина однієї секції,  $t$  - час затримки однієї ступені,  $\delta$  и  $\zeta$  довільні додатні числа, що задовольняють обмеженням (3.94).

Згідно з процедурою Річардса знаходимо хвильові провідності

$$Y_{x1} = \frac{\delta^2 + 1}{\zeta^2 + 1}, \quad Y_{x2} = \frac{\delta^2 + Y_{x1}}{\zeta^2 - \frac{\delta^2}{Y_{x1}}}, \quad Y_{x3} = \delta^2 \frac{Y_{x2}}{Y_{x1}}. \quad (3.95)$$

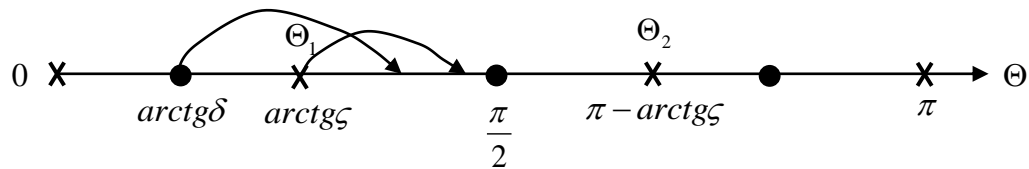


Рисунок 3.17 - Зсув нуля і полюса провідності замкнутої триступеневої лінії з метою розширення індуктивної області

З рис.3.17 видно, що індуктивна область визначається умовою

$$0 < \arctg\delta < \frac{\pi}{2}. \quad (3.96)$$

При цьому максимально можлива ширина цієї області обмежена величиною

$$\arctg\delta = \frac{\pi}{2}. \quad (3.97)$$

Знайдемо умови, при яких триступеневий індуктивний елемент має більш широку частотну індуктивну область у порівнянні з індуктивністю, реалізованою на основі однорідної лінії, що має ту ж електричну довжину, що і триступенева лінія. Оскільки провідність короткозамкненої однорідної лінії з хвильовим опором  $Z_x$  дорівнює  $(-jZ_x^{-1} \text{ctg} 3\omega t)$ , то в даному випадку електрична довжина однорідної лінії дорівнює  $3\omega t$  і перший нуль вхідної провідності буде при  $-\text{ctg} 3\omega t = 0$ . Звідки знаходимо частоту першого нуля однорідного відрізка лінії  $\Omega_1 = \frac{\pi}{6t}$ . Для триступеневої лінії перший нуль провідності визначається (рис.3.17) і дорівнює  $t^{-1} \arctg\delta$ . Отже, щоб індуктивна область триступеневого короткозамкнутого відрізка була більше, ніж у

однорідного відрізка, потрібно виконати умову  $\Omega_1 = t^{-1} \arctg \delta > \frac{\pi}{6t}$ , звідки випливає нерівність:

$$\Omega_1 t_c = \arctg \delta > \frac{\pi}{6}, \quad (3.98)$$

де  $t_c$  - нове позначення часу затримки однієї ступені.

При розгляді  $n$  - ступеневої лінії в якості індуктивного елемента для отримання виграшу за індуктивною смугою, перший нуль провідності повинен задовольняти умові

$$\Omega_1 t_c = \arctg \delta_1 > \frac{\pi}{2n}, \quad n = 2, 3, \dots \quad (3.99)$$

До сих пір ми розглядали багатоступінчасті лінії, що складаються з однорідних відрізків з однаковим часом затримки. Очевидно, що якщо зняти обмеження на рівність часів затримки всіх ступеней, то отримаємо більш широкий клас реалізованих властивостей. Тобто, додаткові можливості в реалізації більш широких індуктивних смуг полягає в підборі оптимальних часів затримок окремих відрізків ліній.

В якості найпростішого індуктивного відрізка розглянемо відрізок двоступеневої короткозамкненої лінії передачі (рис.3.18).

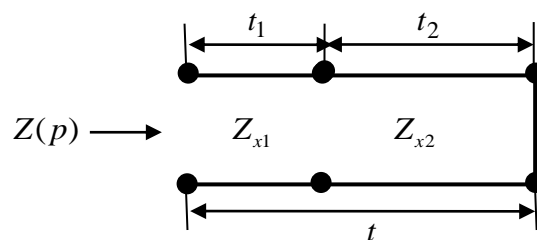


Рисунок 3.18 - Двоступенева секція

Будемо вважати, що навантаженням лінії з хвильовим опором  $Z_{x1}$  є короткозамкнена лінія з хвильовим опором  $Z_{x2}$  (рис.3.18). Тоді, позначивши вхідний опір замкнутої лінії через  $Z_H$ , можемо записати. Відповідно до [1] маємо

$$Z(p) = \frac{U}{I} = Z_{x1} \frac{Z_{x2} chpt_1 + Z_{x1} shpt_1}{Z_{x1} chpt_1 + Z_{x2} shpt_1} = Z_{x1} \frac{Z_{x2} thpt_2 chpt_1 + Z_{x1} shpt_1}{Z_{x1} chpt_1 + Z_{x2} thpt_2 shpt_1}. \quad (3.100)$$

Звідси знаходимо провідність

$$Y(p) = \frac{1}{Z_{x1}} \frac{Z_{x1} chpt_1 + Z_{x2} thpt_2 shpt_1}{Z_{x2} thpt_2 chpt_1 + Z_{x1} shpt_1} = \frac{1}{Z_{x1}} \frac{Z_{x1} chpt_1 chpt_2 + Z_{x2} shpt_2 shpt_1}{Z_{x2} shpt_2 chpt_1 + Z_{x1} shpt_1 chpt_2}. \quad (3.101)$$

Далі знаходимо рівняння для визначення нулів вхідної провідності

$$Z_{x1} chpt_1 chpt_2 + Z_{x2} shpt_2 shpt_1 = 0,$$

яке перепишемо в більш компактному вигляді

$$\frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} = \operatorname{tg} \omega t_1 \cdot \operatorname{tg} \omega t_2. \quad (3.102)$$

Враховуючи що  $t_2 = t - t_1$ , остаточно маємо

$$\frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} = \operatorname{tg} \omega t_1 \cdot \operatorname{tg} [\omega(t - t_1)]. \quad (3.103)$$

На рис. 3.19 наведені результати аналізу рішення рівняння (3.103) за умови, що загальний час затримки  $t = t_1 + t_2 = l$ . З представлених залежностей випливає, що мінімум перепаду хвильових опорів (найменша відміна відношення максимального хвильового опору до мінімального від одиниці) буде при рівності часу затримки обох ступеней, тобто при  $t_2 = t_1$ . Тому при використанні в якості індуктивності короткозамкненої двоступеневої лінії слід брати ступені з однаковим часом затримки. В цьому випадку ( $t_2 = t_1 = t_c$ ) рівняння (3.103) набуде вигляду



$$\frac{Z_{x1}}{Z_{x2}} = \operatorname{tg}^2 \omega t_c. \quad (3.104)$$

Звідси знаходимо першу частоту, на якій вхідна провідність обертається в нуль:

$$\Omega_1 = \frac{1}{tc} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{Z_{x1}}{Z_{x2}}}. \quad (3.105)$$

З умови (3.99) випливає, що при використанні двоступеневої лінії ( $n = 2$ ), щоб частотна індуктивна область перевищувала аналогічну область однорідної лінії, слід виконати умову

$$\Omega_1 t_c = \operatorname{arctg} \delta_1 > \frac{\pi}{4}. \quad (3.106)$$

З урахуванням (3.105) знаходимо

$$\sqrt{\frac{Z_{x1}}{Z_{x2}}} > 1. \quad (3.107)$$

Відповідно до (3.107) були проаналізовані опори двоступеневих ліній при різних перепадах хвильових опорів (рис. 3.20) при однаковій статичній індуктивності. Для двоступеневої лінії статична індуктивність  $L_2 = (Z_{x1} + Z_{x2})tc$ . Для однорідної лінії з хвильовим опором  $Z_x$  і часом затримки  $2tc$  статична індуктивність  $L_1 = 2Z_x tc$ . З рівності статичних індуктивностей випливає  $Z_x = (Z_{x1} + Z_{x2})/2$ . Аналіз отриманих залежностей свідчить про те, що збільшення перепаду хвильових опорів можна збільшити ширину індуктивної області, що дозволяє збільшити область загородження захисної смуги фільтра.

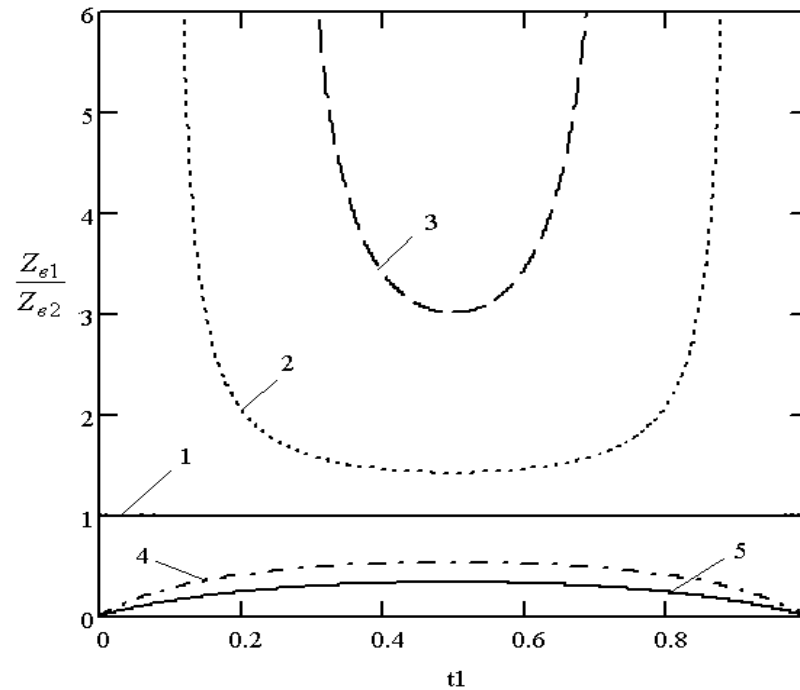


Рисунок 3.19 - Залежність перепаду хвильових опорів від часу затримки першої ступені  $t1$  при загальній затримці  $t = t1 + t2 = 1$  при різних нулях  $\Omega_1$  вхідної провідності: 1-  $\Omega_1 = \pi/2$ ; 2-  $\Omega_1 = \pi/1,8$ ; 3 -  $\Omega_1 = \pi/1,5$ ; 4 -  $\Omega_1 = \pi/2,5$ ; 5 -  $\Omega_1 = \pi/3$

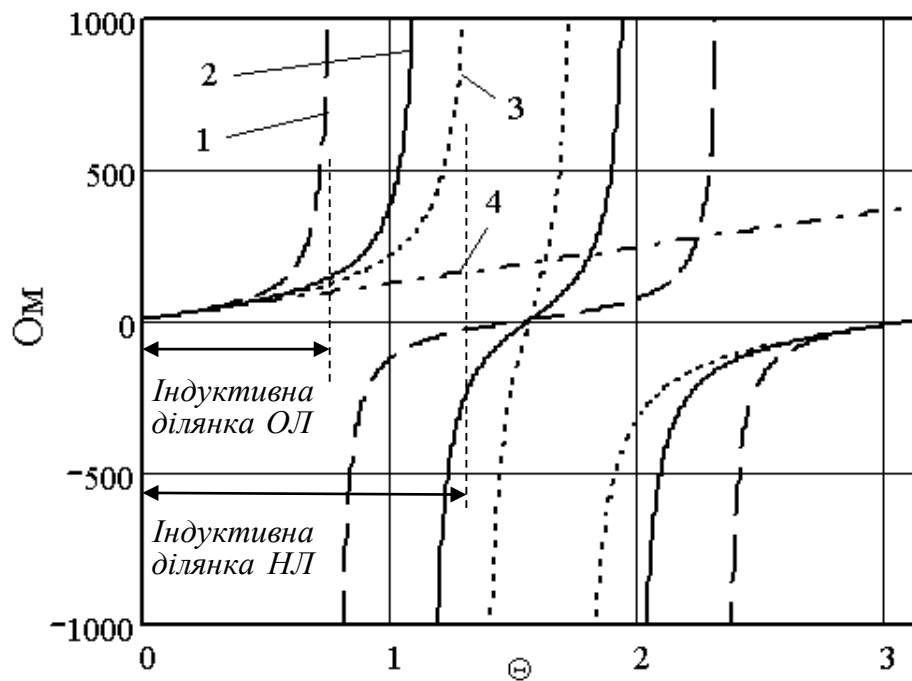


Рисунок 3.20 - Залежність реактивного опору ліній від електричної довжини: 1 - однорідна лінія; 2 - двоступенева лінія ( $Z_{x1} = 100$  Ом,  $Z_{x2} = 20$  Ом); 3 - двоступенева лінія ( $Z_{x1} = 115$  Ом,  $Z_{x2} = 5$  Ом); 4 - зосереджена індуктивність

### Двоступеневий фільтр нижніх частот

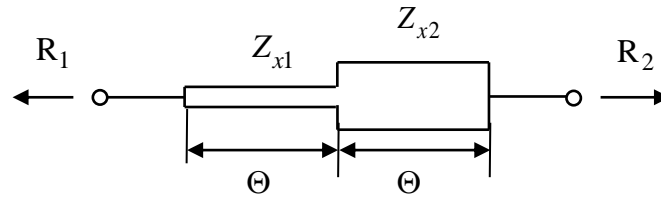


Рис. 3.21 двоступеневий ФНЧ

$$\begin{aligned}
 A = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \Theta & jZ_{x1} \sin \Theta \\ \frac{j}{Z_{x1}} \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Theta & jZ_{x2} \sin \Theta \\ \frac{j}{Z_{x2}} \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} \cos^2 \Theta - Z_{x1} \frac{\sin^2 \Theta}{Z_{x2}} & j \cos \Theta \cdot Z_{x2} \sin \Theta + jZ_{x1} \cos \Theta \cdot \sin \Theta \\ j \frac{\sin \Theta}{Z_{x1}} \cos \Theta + j \frac{\sin \Theta \cdot \cos \Theta}{Z_{x2}} & -\frac{\sin^2 \Theta}{Z_{x1}} Z_{x2} + \cos^2 \Theta \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.108}$$

Загасання фільтра визначається в загальному випадку виразом:

$$L_{A, \text{дБ}} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{4R_1 R_2} \left[ (AR_2 + DR_1)^2 + \left( \frac{B + CR_1 R_2}{j} \right)^2 \right] \right\}. \tag{3.109}$$

Аналіз залежностей АЧХ фільтрів (рис.3.22), розрахованих за формулами (3.108, 3.109) показав, що ФНЧ на основі двоступеневої лінії має більш широку захисну смугу в порівнянні з ФНЧ на звичайній однорідній лінії. Причому з ростом опору навантажень рівень загасання в захисній смузі зростає.

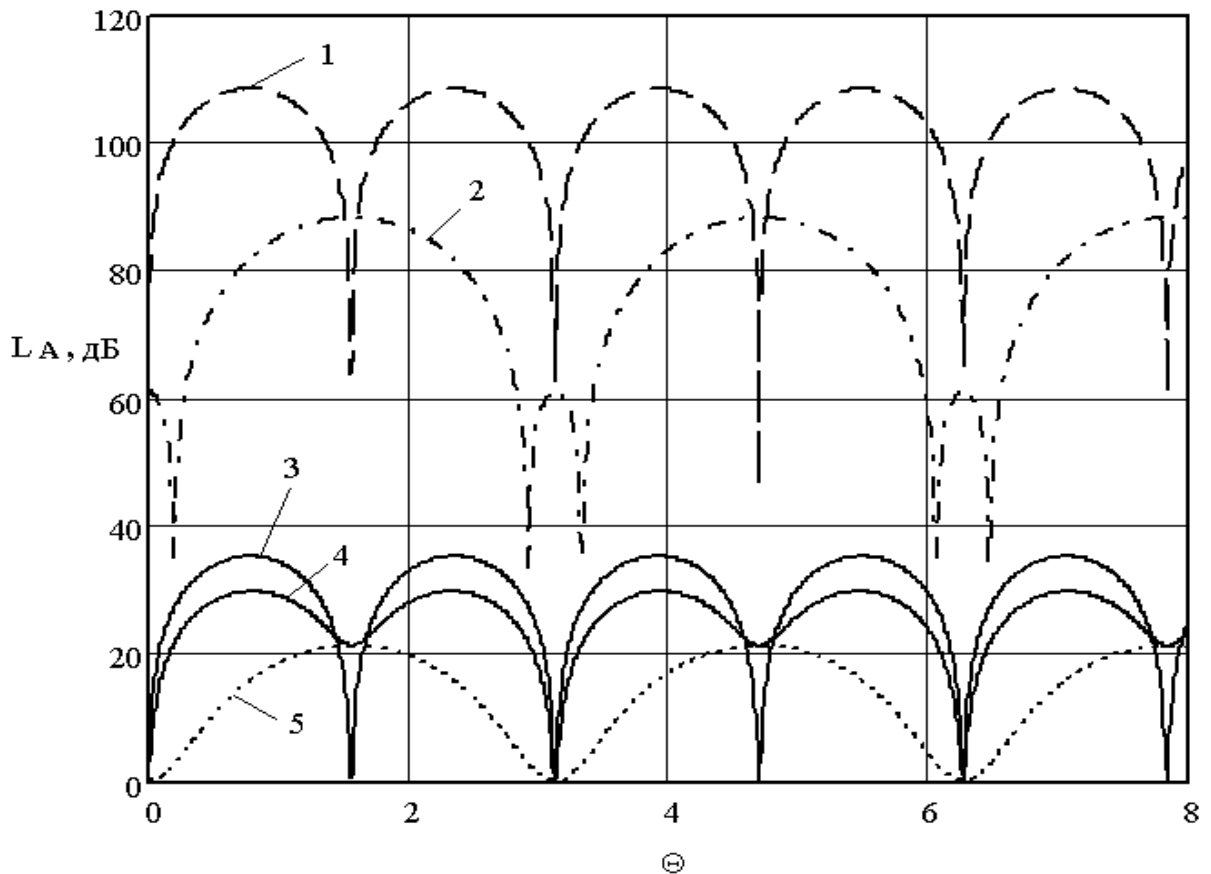


Рисунок 3.22 - Залежність загасання від електричної довжини при  $Z_{x1} = 115 \text{ Ом}$ ,  $Z_{x2} = 5 \text{ Ом}$ : 1 –  $R_1 = R_2 = 5 \text{ мОм}$ ; 2 –  $R_1 = 10 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 5 \text{ мОм}$ ; 3 –  $R_1 = R_2 = 5 \text{ мОм}$  (однорідна лінія з хвильовим опором  $115 \text{ Ом}$ ); 4 –  $R_1 = R_2 = 10 \text{ Ом}$ ; 5 –  $R_1 = R_2 = 50 \text{ Ом}$

### 3.4. Висновки до третього розділу

1. Встановлено, що канали витоку інформації визначаються розташуванням нулів і полюсів вхідного опору лінії, на основі якої будується фільтр. При цьому можливі дві ситуації: при побудові фільтра можна змінювати нулі і полюси як вхідного опору розімкнутої, так і замкнутої лінії.

2. Розроблено метод визначення хвильового опору фільтрів центральними частотам каналів витоку інформації. Отримано аналітичні вирази для визначення хвильових опорів багатоступеневих ліній з кількістю ступеней до семи, що дозволяє безпосередньо по заданих областях каналів витоку інформації визначати хвильові опори ступеней фільтра.

3. Визначено обмеження на протяжність смуги захисту від зовнішнього деструктивного впливу.

4. Синтезовані секції фільтрів, що забезпечують мінімальний перепад хвильових опорів при заданій частотній області захисту від зовнішніх деструктивних впливів.

5. Розроблено метод синтезу фільтрів нижніх частот з розширеною смугою захисту від зовнішніх впливів. Даний метод доцільно використовувати при побудові фільтрів кіл живлення систем передачі інформації.

6. Розроблено конкретні схеми фільтрів, які мають підвищені інформаційні захисні властивості в порівнянні з існуючими аналогами на зосереджених і розподілених елементах.

7. До розроблених фільтруючих секцій можуть бути підключені додаткові як зосереджені, так і розподілені елементи (шлейфи). Це дозволяє додатково підвищити стійкість і перешкодозахищеність технічних засобів передачі інформації.

### **Список використаних джерел у третьому розділі**

1. Бердышев В.П., Сеницын А.В. Развитие методов синтеза и построения фильтрующих устройств СВЧ на неоднородных линиях. Тверь: ВУ ПВО, 2001. Ч. 1. 2002. Ч. 2. – 86 с.

2. Козловский В.В., Чирва Д.П., Басюк И.А., Приходько Т.Ю. Продукційні моделі бази знань інформаційної технології автоматизованої діагностики високошвидкісних нерегулярних магістралей. Вісник інженерної академії України.-2016.- №3.- С.88-92.

3. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. - М.: Наука, 1974. - 832 с.

4. Кирьянов Д.В. Mathcad 15/ Mathcad Prime 1.0. СПб.2012.- 432 с.

5. Коваль Ю.А., Милютченко І.О., Олейников А.М., Шокало В.М., Браїловський В.В., Бзовий Е.Г., Александров В.В. Основи теорії кіл, сигналів

та процесів в системах технічного захисту інформації. Ч.1. – Харків: НТМТ, 2011.- 544 с.

6. Kholodnyak D. Dual-band immittance inverters on dual-composite right/left-handed transmission line (D-CRLH TL) / D. Kholodnyak // Proc. of 9th German Microwave Conference (GeMiC 2015), Nuremberg, Germany – 2015. – P. 60-63. 18

7. Т.Ю.Приходько. Важность внедрения технологии DNSSEC для безопасности Интернет-пользователей/ Т.Ю.Приходько, И.О.Басюк // Материалы II Международной научно-практической конференции «Информационные и телекоммуникационные технологии: образование, наука, практика», 3 – 4 декабря 2015 г., КазНТУ, г. Алматы - С.274-276.

8. Ю.П.Бойко. Частотні перетворення для кіл з відрізків неоднорідних ліній/ Ю.П.Бойко, Т.Ю.Приходько, Д.П.Чирва //Збірник центру наукових публікацій «Велес» за матеріалами III міжнародної науково-практичної конференції: «Наука як рушійна антикризова сила», м. Київ: збірник статей (рівень стандарту, академічний рівень). – К.: Центр наукових публікацій, 2016. – С.71-76.

9. В.В.Козловский. Модель фантомного канала утечки информации по цепи питания / В.В.Козловский, Т.Ю.Приходько, Н.А.Лициновская // Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації: матеріали IV Міжнародна науково-практичної конференції, 2018. – С.71-74.

10. Т.Ю.Приходько. Добротность резонатора на основе нерегулярной линии передачи / Т.Ю.Приходько, А.В.Мищенко, Н.А.Лициновская // Вестник Инженерной академии Украины. – 2018 – С.97-102.

11. Т.Ю.Приходько. Модели фильтров утечки и защиты информации (обзор) / Т.Ю.Приходько, А.В.Мищенко, Н.А.Лициновская// Вестник Инженерной академии Украины. – 2018.– С.200-208.

12. Volodymyr Shulha, Dmytro Volokitin, Tetiana Prykhodko, Ivan Basiuk, Denys Nevinskyi. Chain Model Of Knowledge Base Of Telecommunication

Systems Dielectric Structures // Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology (JMEST) ISSN: 2458-9403 Vol. 4 Issue 5, May - 2017, P-7352-7354 p.

## РОЗДІЛ 4

### ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ ВІД ЗОВНІШНІХ ДЕСТРУКТИВНИХ ДІЙ

#### 4.1. Оцінка впливу деструктивної дії на вході розподіленого фільтра на ймовірність помилкового прийому інформації пасивною системою

В даний час в пасивних високошвидкісних інформаційних системах, широко використовуються розподілені фільтри, побудовані на основі різних розподілених елементів (лінії передачі, різні хвильові структури [1, 2]). Через хвильові процеси, що відбуваються в розподілених елементах, всі фільтруючі пристрої є багаторезонансними. При цьому паразитні резонанси є причиною утворення каналів деструктивного впливу на прийняту інформацію, що може привести до непрацездатності технічних систем прийому та передачі інформації. Зазвичай збиток від впливу ненавмисних і навмисних перешкод на будь-який пристрій оцінюється ймовірністю прийнятих правильних і неправильних рішень.

Визначимо вплив першого паразитного резонансу розподіленого фільтра на ймовірність помилкового прийому інформації пасивною системою. З аналізу інформаційних систем різного призначення [3-10] (радіолокаційних, зв'язкових, навігаційних, радіотехнічної розвідки, активних систем захисту інформації) випливає, що типову високошвидкісну інформаційну систему можна представити у вигляді багатоканального фільтра, кінцевий пристрій якого може бути представлений вирішальним пристроєм, який автоматично забезпечує обробку інформації і її сортування за ступенем загрози. Кінцевий пристрій видає або негативні, або позитивні відповіді про роботу того чи іншого типу засобу, що заважає.

Будемо вважати, що фільтруюча система пропускає сигнали з робочою частотою  $\omega_0$  і перешкоди, зосереджені в діапазоні  $\Delta\omega = \omega_в - \omega_н$ , де  $\omega_в$ ,  $\omega_н$  -



відповідно верхня і нижня межі частотного діапазону, завантаженого перешкодами. Крім того вважаємо, що сигнал надходить по робочому каналу, а перешкоди по паразитних каналах прийому.

В результаті дії перешкод можливі ситуації, коли видається рішення «1», хоча радіоелектронний засіб (РЕЗ) з несучою частотою  $\omega_0$  в дійсності не випромінює, і рішення «0», коли насправді працює РЕЗ.

Нехай крім сигналу  $U(t)$  діє перешкода  $U_n(t)$  з нормальним законом розподілу, що має середньоквадратичне відхилення  $\sigma_n$  і нульове середнє значення. З метою спрощення будемо вважати, що сигнал  $U(t)$ , це сигнал, що приймаємо, є амплітудно-модульованим. Тобто він приймає значення  $U(t) = d$  якщо передається «1» і дорівнює нулю, якщо передається «0». Якщо вхідна напруга більше наперед заданого значення  $x_0$ , званого порогом реєстрації, то вирішальний пристрій видає рішення «прийнята 1», в іншому випадку - рішення «прийнятий 0». На рис. 4.1 зображені щільності розподілу ймовірностей перешкоди  $f_0(U_n)$  і суми сигналу і перешкоди  $f_d(U_n)$ .

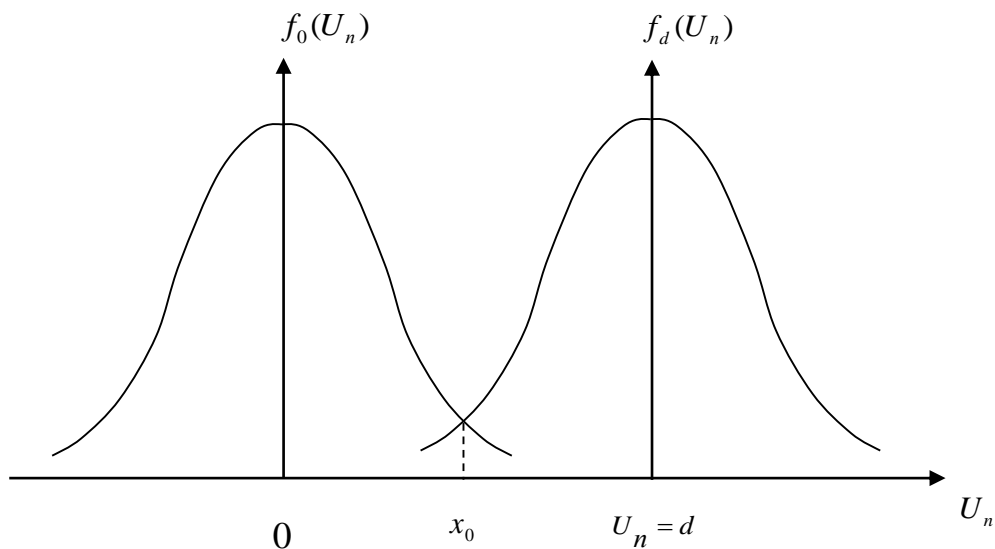


Рисунок 4.1 - Щільності розподілу ймовірностей перешкоди  $f_0(U_n)$  і суми сигналу і перешкоди  $f_d(U_n)$

Відповідно до [7, 8] назвемо помилкою першого роду видачу рішення «прийнята 1», хоча насправді був переданий «0». Аналогічно помилкою

другого роду назвемо видачу прийомним пристроєм рішення «прийнятий 0», хоча насправді була передана «1». Умовна ймовірність помилки першого роду (ймовірність хибної тривоги) буде дорівнювати ймовірності того, що амплітуда перешкоди виявиться більше, ніж поріг реєстрації вирішального пристрою, тобто

$$P(1/0) = P\{U_n > x_0\} = \int_{x_0}^{\infty} f_0(U_n) dU_n. \quad (4.1)$$

Умовна ймовірність помилки другого роду буде дорівнювати ймовірності того, що сума сигналу і перешкоди виявиться менше порога спрацьовування (ймовірність пропуску інформаційного сигналу)

$$P(0/1) = P\{U_{\Sigma} < x_0\} = \int_0^{x_0} f_d(U_n) dU_n. \quad (4.2)$$

Оскільки  $f_d(U_n) = f_0(U_n - d)$ , то формулу (4.2) можна представити у вигляді

$$P(0/1) = \int_{-\infty}^{x_0-d} f_0(U_n) dU_n. \quad (4.3)$$

Позначимо апіорну ймовірність передачі одиниці через  $P(1)$ , а апіорну ймовірність передачі нуля через  $P(0)$ . Тоді повну ймовірність помилкового прийому можна визначити з виразу [7]

$$P_{\text{ош}} = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0). \quad (4.4)$$

В теорії оптимального прийому [7] показано, що в разі рівноймовірної появи символів ( $P(1) = P(0) = 0,5$ ) ймовірність помилкового прийому (4.4) можна представити у вигляді

$$P_{ном} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \int_{x_0-d}^{x_0} f_0(U_n) dU_n \right]. \quad (4.5)$$

Відомо [7], що оптимальним порогом реєстрації вирішального пристрою, який мінімізує ймовірність помилкового прийому, є рівень  $x_0 = U_c/2$ , де  $U_c$  - амплітуда сигналу. У цьому випадку ймовірність помилки  $P_{ном}$  обумовлена впливами перешкод через паразитний канал. При цьому її можна уявити за допомогою інтеграла ймовірностей [7]

$$P_{ном} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \frac{U_c}{2\sigma} \right) \right]. \quad (4.6)$$

Нехай паразитний канал має ідеальну характеристику вибірковості з шириною смуги пропускання  $\Delta\omega$ . У разі передачі через нього нормального випадкового процесу, ширина енергетичного спектра якого більше  $\Delta\omega$ , дисперсія вихідного впливу буде дорівнювати

$$\sigma^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_H}^{\omega_G} K_0^2 W_0 d\omega = \frac{K_0^2 W_0}{\pi} (\omega_G - \omega_H), \quad (4.7)$$

де  $K_0$  - модуль коефіцієнта передачі фільтра в смузі пропускання;  $W_0$  - спектральна щільність потужності (СЩП);  $\omega_G, \omega_H$  - верхня і нижня частоти зрізу смуги пропускання фільтра за першим паразитним каналом прийому.

Розглянемо фільтр, який є вузькосмуговим по робочому каналу прийому і його захисна смуга простягається до центральної частоти першого

паразитного каналу прийому фільтра, яка дорівнює  $\omega_2$ . Будемо вважати, що центральна частота робочої смуги пропускання ППФ дорівнює  $\omega_1$ . Крім того, вважаємо, що перешкода діє поза робочої смуги і її СЦП зосереджена в діапазоні, що не перевищує верхню межу діапазону, завантаженого сторонніми випромінюваннями  $Z_x$ . Модель впливу перешкоди по паразитному каналу прийому показана на рис. 4.2.

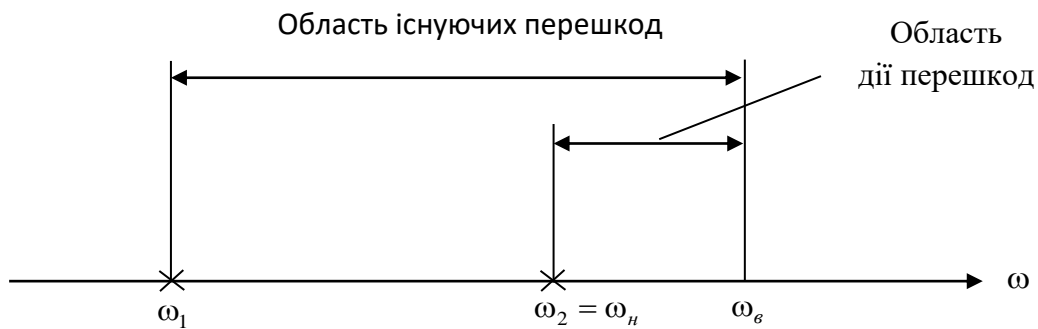


Рисунок 4.2 - Модель впливу перешкоди по паразитному каналу прийому на пасивну інформаційну систему

З урахуванням рис. 4.2 вираз (4.7) можна представити у вигляді

$$\sigma^2 = \frac{K_0^2 W_0}{\pi} (\omega_s - \omega_n) = \sigma_0^2 (1 - \gamma),$$

$$\sigma_0^2 = \frac{K_0^2 W_0 \omega_s}{\pi}, \quad \gamma = \frac{\omega_n}{\omega_s} = \Delta \frac{\omega_1}{\omega_s}, \quad (4.8)$$

де  $\Delta = \frac{\omega_2}{\omega_1}$  - рознос частот фільтра.

З аналізу формули (4.8) видно, що від положення центральної частоти першого паразитного каналу прийому  $\omega_2$  буде залежати дисперсія вихідного впливу і достовірність інформації.

В теорії великих систем [6, 7] критерієм завадостійкості є повна ймовірність помилки  $P_{\text{пом}}$ .

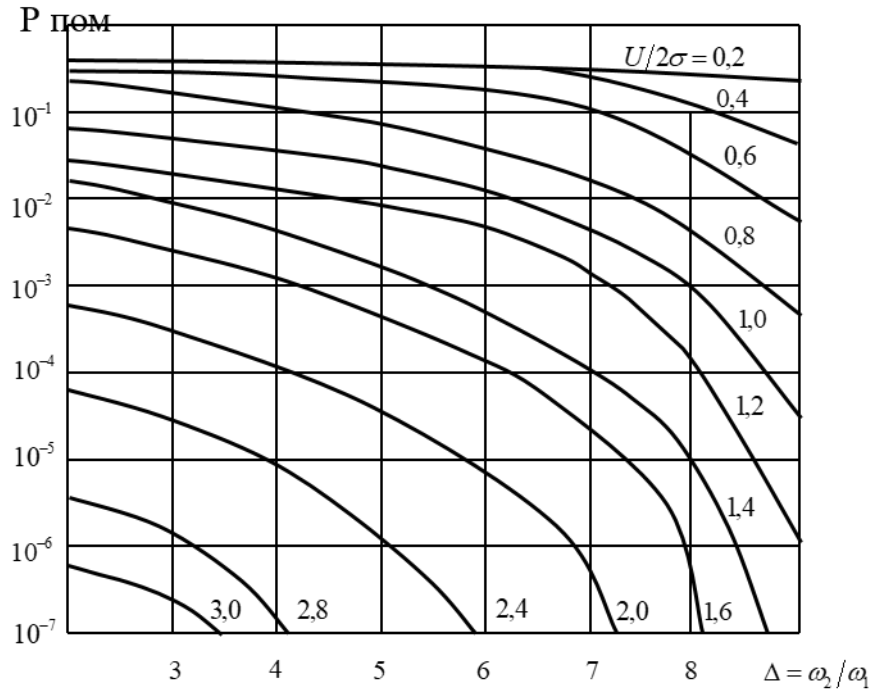


Рисунок 4.3 - Залежність ймовірності помилки від розносу резонансних частот розподіленого фільтра при  $\omega_1/\omega_x = 0,1$  і різних відношеннях сигнал / шум

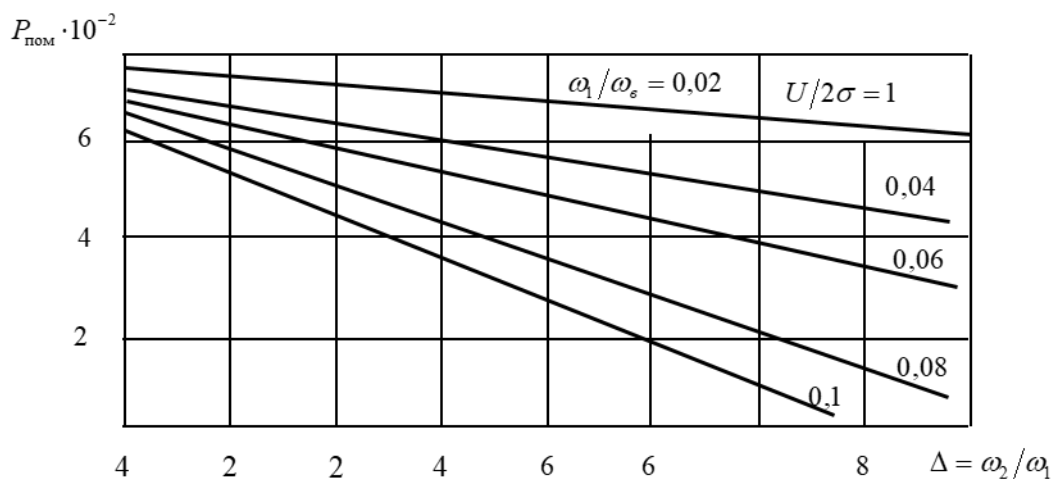


Рисунок 4.4 - Залежність ймовірності помилки від розносу резонансних частот розподіленого фільтра при  $U/2\sigma = 1$  і різних відношеннях  $\omega_1/\omega_e$

Для визначення  $P_{ном}$  необхідно за допомогою формул (4.8) визначити середньоквадратичне відхилення  $\sigma$ , а потім за допомогою виразу (4.6) обчислити  $P_{ном}$ . На рис. 4.3 – 4.5 представлені залежності ймовірності помилки від розносу резонансних частот  $\Delta$  при різних відношеннях сигнал/шум і різних області існування перешкод.

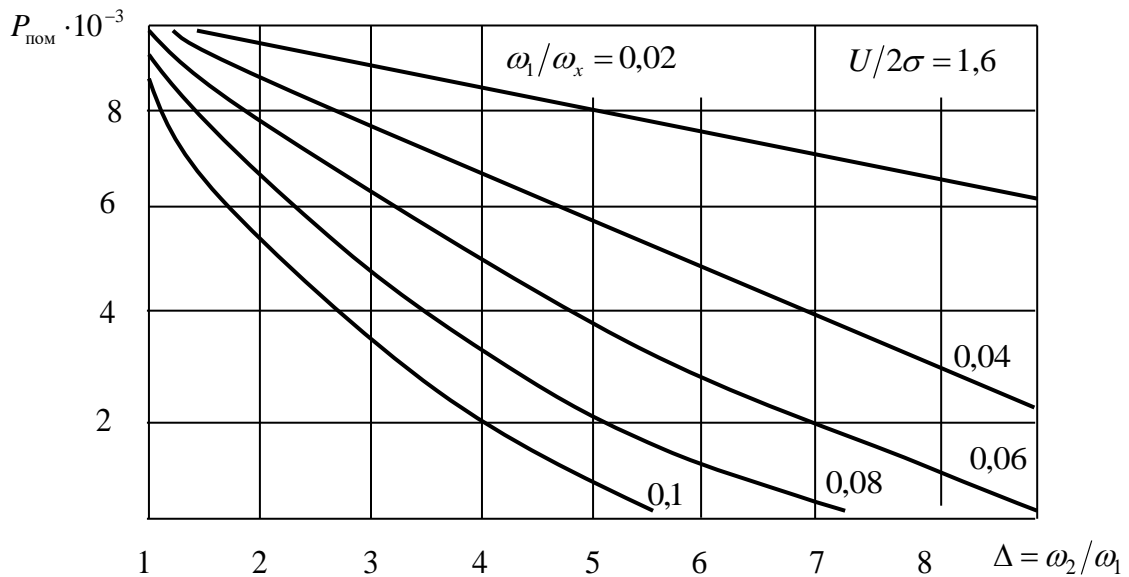


Рисунок 4.5 - Залежність ймовірності помилки від розносу резонансних частот розподіленого фільтра при  $U/2\sigma=1,6$  і різних відношеннях  $\omega_1/\omega_x$

Для широко використовуваних фільтрів НВЧ рознос частот становить 2 (резонатори включені як чотириполюсники) і 3 (резонатори включені як шлейфи) [1]. Якщо електромагнітна обстановка така, що  $U/2\sigma = 1$ , то ймовірність помилки  $P_{ном}$  при використанні таких фільтрів становить 0,056 і 0,045 відповідно. З наведених залежностей рис. 4.3 - 4.5 випливає, що застосування фільтрів з широкими смугами загородження дозволяє значно зменшити ймовірність помилкового прийому. Наприклад, шлейфові фільтри [11] з широкими смугами загородження, в яких реалізується рознос резонансних частот  $\Delta = 7$ , дозволяють зменшити  $P_{ном}$  відповідно в 11,6 і 9,3 рази в порівнянні з фільтрами-аналогами на регулярних лініях передачі. При

використанні фільтрів з розносом резонансних частот  $\Delta > 10$  ймовірність помилки можна зменшити в сотні разів. Аналогічним чином можна врахувати вплив на ймовірність помилкового прийому резонансів вищого порядку. Слід мати на увазі, що з ростом порядку резонансу коефіцієнт передачі фільтра по паразитному каналу, через обмежену смугу пропускання антени, може бути дуже малим. У цьому випадку основний внесок в зростання ймовірності помилкового прийому дає перший паразитний резонанс.

#### 4.2. Оцінка деструктивного зовнішнього шумового впливу на розподілений фільтр цифрових каналів зв'язку

Для визначеності розглянемо енергетичні характеристики високошвидкісного цифрового каналу зв'язку з багатопозиційною квадратурною M-QAM модуляцією, яка широко використовується в цифрових системах зв'язку, і вплив провалів АЧХ розподіленого фільтра на ймовірність помилки прийому сигналів при навмисному впливі деструктивних сигналів типу "білий шум". В даному випадку ймовірність помилки при аналізі сигналу і навмисного шуму на виході фільтра визначається виразом [31, 32]:

$$P_b = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \frac{2E_b}{N_0}} \right], \quad (4.9)$$

де:

$E_b$  - енергія біта. Її можна описати як потужність сигналу  $S$ , помножену на час передачі біта інформації  $T_b$ ;

$N_0$  - спектральна щільність потужності шуму на виході фільтра;

$L$  - число рівнів амплітуд,  $L = \sqrt{M}$ ;

$M$  – формат модуляції або число елементів простору сигналів при цифровій модуляції,  $M$  - парне число.

При обчисленні функції  $Q(x)$  (Гаусів інтеграл помилок, часто використовується при описі ймовірності з Гаусовою щільністю розподілення) будемо користуватися наближеним виразом:

$$Q(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right). \quad (4.10)$$

Слід зазначити, що формула (4.9) описує ймовірність помилки ідеалізованої системи, коли спектральна щільність  $N_0$  постійна величина. У разі проходження шумового впливу через реальні кола спектральна щільність буде залежати від частоти. Тому при використанні виразу (4.9) слід користуватися не спектральною щільністю, а відношенням сигнал / шум [31]:

$$\frac{S}{N} = \frac{2E_b}{N_0} + 10\lg\left(\frac{\log_2 M}{1+a}\right), \quad (4.11)$$

де

$a$  - коефіцієнт скруглення спектра (фактор roll-off) фізичний зміст якого видно з рис. 4.6;

$S$  - середня потужність сигналу на виході фільтра;

$N$  - середня потужність шуму на виході фільтра.

згідно (4.11)

$$\frac{2E_b}{N_0} = \frac{S}{N} - 10\lg\left(\frac{\log_2 M}{1+a}\right), \quad (4.12)$$

З урахуванням (4.12) формула (4.9) перетвориться до виду

$$P_b = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q\left[\sqrt{\frac{3\log_2 L}{L^2-1} \left(\frac{S}{N} - 10\lg\left(\frac{\log_2 M}{1+a}\right)\right)}\right]. \quad (4.13)$$



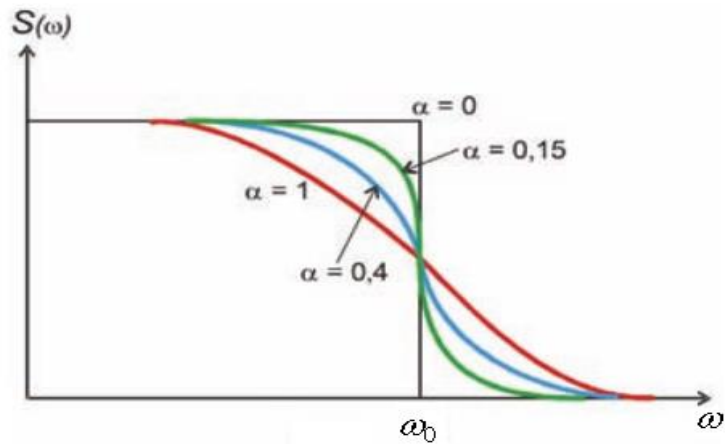


Рис. 4.6. Фізичний сенс фактора roll-off

У формулі (4.9) відношення  $\frac{2E_b}{N_0}$  можна виразити через  $\frac{S}{N}$ , ширину шумовий смуги  $W_N$  і бітову швидкість  $R_b$  [31]:

$$\frac{2E_b}{N_0} = 2 \frac{S}{N} \frac{W_N}{R_b}. \quad (4.14)$$

При оцінці роботи цифрових каналів часто користуються ймовірністю помилки на символ каналу (BER) [70], яка для модуляції M-QAM дорівнює

$$P_{\text{BER}} = \frac{1}{\log_2 M} \left\{ 1 - \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right] \left[ 1 - \text{erf} \left( \sqrt{\frac{3 \log_2(M) E_b}{2(M-1) N_0}} \right) \right] \right\}. \quad (4.15)$$

При цьому відношення  $\frac{E_b}{N_0}$  зазвичай вимірюється в дБ:  $\frac{E_b}{N_0} \text{ дБ} = 10 \lg \frac{E_b}{N_0}$ .

З раніше викладеного випливає, що оскільки АЧХ розподіленого фільтра має паразитні провали, то шумова смуга буде складатися з області низьких частот (за умови, що живлення подається через фільтр) і частотної області за межами низькочастотної смуги. Тобто шумова смуга простягається теоретично від нуля до нескінченності. Практика використання цифрових

високошвидкісних систем і новітніх розробок показала [1], що шумова смуга  $W_N$  може бути обмежена величинами  $10f_{\max}, 50f_{\max}, 100f_{\max}$ . Де  $f_{\max}$  - максимальна частота спектра імпульсів материнської плати цифрового пристрою. Вибір шумовий смуги визначається особливостями цифрових систем.

В цьому випадку спектральна щільність потужності на виході фільтра  $N_y(\omega) = K^2(\omega)N_x(\omega)$ , где  $N_x(\omega)$  - спектральна щільність потужності на вході фільтра,  $K^2(\omega)$  - квадрат модуля коефіцієнта передачі фільтра. знаючи  $N_y(\omega)$ , знаходимо середню потужність шуму на виході фільтра

$$N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} N_y(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) N_x(\omega) d\omega. \quad (4.16)$$

Середня спектральна щільність потужності шуму на виході фільтра

$$N_{y0} = N_0 = \frac{1}{2\pi W_N} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) N_x(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi W_N} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) N_x(\omega) d\omega, \quad (4.17)$$

де  $W_N$  - шумова смуга, по якій відбувається інтегрування.

Таким чином, знаючи енергетичний спектр вхідного шуму, за формулами (4.16, 4.17) можна визначити середню потужність шуму на виході фільтра і середню спектральну щільність потужності шуму. Далі за формулами (4.9, 4.13, 4.15) знаходяться помилки роботи цифрових каналів.

Розглянемо шум на виході ідеального ФНЧ з пропускнуою здатністю  $\Delta\omega$  (рис.4.7). Тоді згідно (4.17) середня спектральна щільність потужності шуму на виході фільтра з модулем коефіцієнта передачі  $K_0$

$$N_0 = \frac{1}{2\pi W_N} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) N_x(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi \Delta\omega} \int_{\Delta\omega} K_0^2 N_{x0} d\omega = \frac{K_0^2 N_{x0}}{2\pi}, \quad (4.18)$$

де  $N_{x0}$  - спектральна щільність потужності вхідного нормального білого шуму.

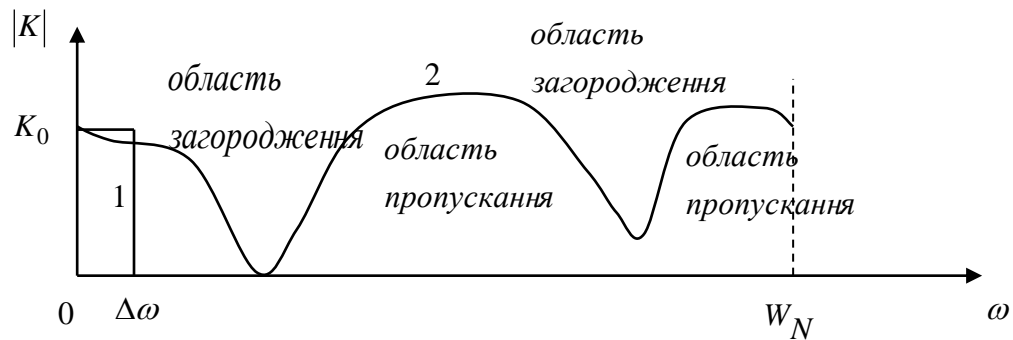


Рисунок 4.7 - АЧХ ідеального -1 і розподіленого -2 фільтра

Середня спектральна щільність потужності шуму на виході розподіленого фільтра

$$N_{y0} = \frac{1}{2\pi W_N} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) N_x(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi W_N} \int_0^{W_N} K^2(\omega) N_{x0} d\omega = \frac{N_{x0}}{2\pi W_N} \int_0^{W_N} K^2(\omega) d\omega. \quad (4.19)$$

Звідси знаходимо зв'язок між середньою спектральною щільністю потужності шуму на виході розподіленого фільтра і ідеального фільтра

$$N_{y0} = \frac{N_0}{K_0^2 W_N} \int_0^{W_N} K^2(\omega) d\omega. \quad (4.20)$$

величина  $K_0$  характеризує коефіцієнт передачі фільтра на нульовій частоті. Тому без шкоди спільності міркувань приймемо  $K_0 = 1$ . Крім того приймемо, що коефіцієнт передачі розподіленого фільтра на нульовій частоті такий же як

і у ідеального фільтра (рис. 4.7). З урахуванням сказаного перепишемо (4.20) у вигляді

$$\frac{N_{y0}}{N_0} = \frac{1}{W_N} \int_0^{W_N} K^2(\omega) d\omega. \quad (4.21)$$

Вираз (4.21) показує у скільки разів середня спектральна щільність потужності шуму на виході реального розподіленого фільтра перевищує середню спектральну щільність потужності шуму на виході ідеального фільтра з смугою пропускання, рівної шумовий смузі.

Оцінимо перешкодозахищеність триступеневого ФНЧ (рис. 4.8)

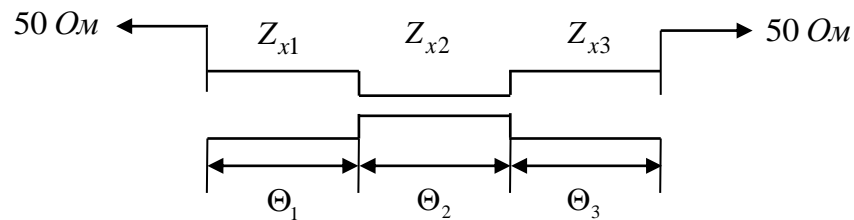


Рисунок 4.8 - Симетричний триступеневий ФНЧ

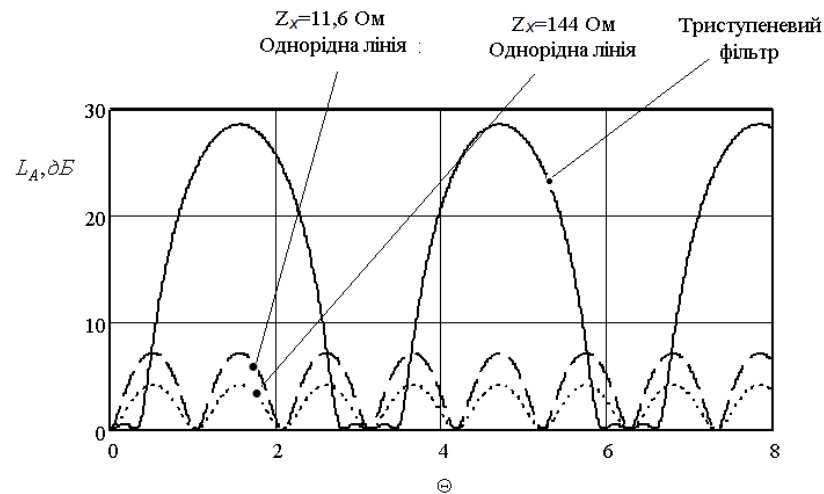


Рисунок 4.9 - АЧХ трисекційний ( $Z_{\theta 1} = Z_{\theta 3} = 11,6 \text{ Ом}$ ;  $Z_{\theta 2} = 144 \text{ Ом}$ , ) ФНЧ і ФНЧ в вигляді однорідної лінії при навантаженні 50 Ом

Перепишемо (4.21) у вигляді

$$\frac{N_{y0}}{N_0} = \frac{1}{W_N} \int_0^{W_N} K^2(\omega) d\omega = \frac{1}{tW_N} \int_0^{tW_N} K^2(\omega) d\omega t = \frac{1}{tW_N} \int_0^{tW_N} K^2(\omega) d\Theta \quad (4.22)$$

де  $t$  – час затримки одного ступеня фільтра, добуток  $tW_N$  характеризує електричну довжину шумовий смуги. Наприклад, при  $tW_N = 3$  загальна кількість провалів АЧХ дорівнює 4 для фільтра однорідної лінії і дорівнює 2 для фільтра триступеневої лінії (рис.4.9, 4.10)

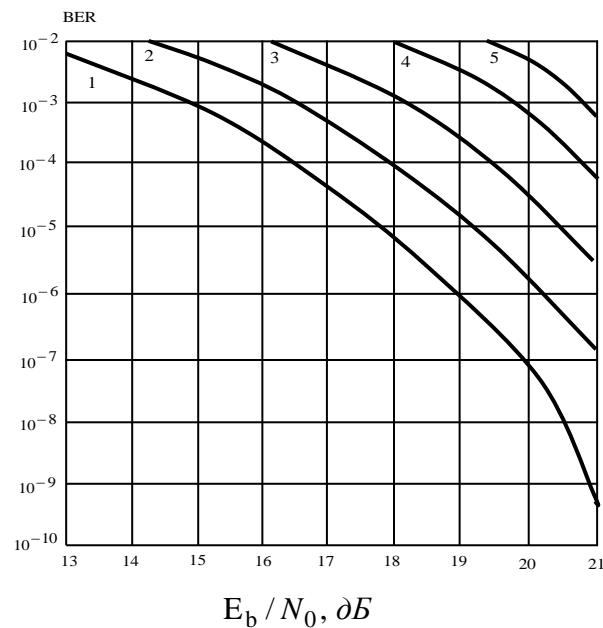


Рисунок 4.10 - Залежність ймовірності помилки сигналу з модуляцією 64-QAM від відносини сигнал / шум для триступінчатого ФНЧ (рис.4.8) при  $Z_{\theta 1} = Z_{\theta 3} = 11,6 \text{ Ом}$ ,  $Z_{\theta 2} = 114 \text{ Ом}$ : 1 – ідеальний фільтр; 2 -  $tW_N = 1$ ; 3 -  $tW_N = 2$ ; 4 -  $tW_N = 3$ ; 5 – ФНЧ на однорідній секції з  $Z_{\theta} = 114 \text{ Ом}$  і загальним часом затримки  $3t$  ( $tW_N = 3$ )

З наведених залежностей (рис. 4.10) випливає, що найменшу помилку при прийомі сигналів забезпечує ідеальний зосереджений фільтр, який має нульову електричну довжину шумовий області (геометричні розміри фільтра дорівнюють нулю). Зі збільшенням електричної довжини шумовий області ймовірність помилки зростає і для найпростішого фільтра на однорідній лінії ймовірність помилки максимальна. Даний результат повністю узгоджується з

даними рис. 4.9, з якого видно, що АЧХ однорідної лінії у фіксованій шумовій смузі сильно порізана і має мале загасання.

### 4.3. Оцінка деструктивного шумового впливу на ймовірність бітової помилки в разі неідеальної синхронізації цифрових систем

Одним з уразливих місць цифрових систем передачі інформації є повторювач тактових імпульсів. Справа в тому, що повторювач тактових імпульсів здійснює синхронізацію роботи всіх частин цифрової системи. Тому навіть невелика зміна часового інтервалу між імпульсами призводить до підвищення ймовірності помилок в роботі цифрових систем.

Повторювач тактових імпульсів призначений для розподілу їх в межах однієї друкованої плати або між платами в більш складній системі. Типова схема повторювача тактових імпульсів (рис.4.11) має один вхід і кілька виходів. Всі вихідні каскади об'єднані по входах і відтворюють на виході копію вихідного сигналу. Зазвичай вихідні каскади представляють собою окремі формувачі, що дозволяє конструювати узгоджені лінії передачі, які визначають монотонність, прямокутність і демпфірування тактових імпульсів. Наявність декількох виходів, як правило, становить від 4 до 20.

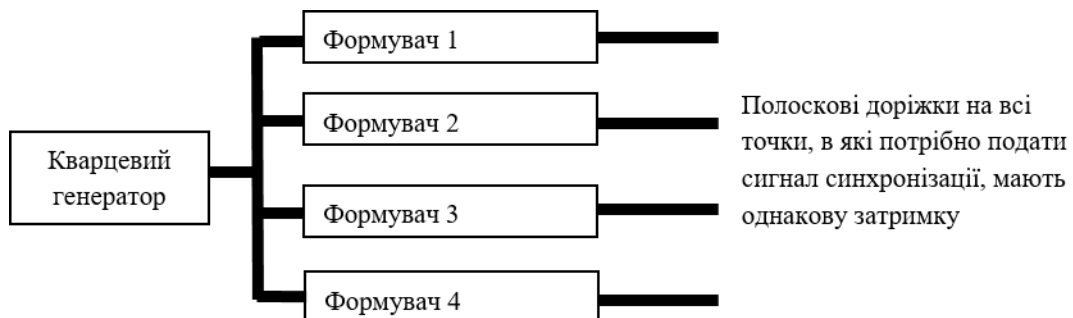


Рисунок 4.11 - Повторювач тактових імпульсів з одним входом і безліччю виходів

При цьому швидкодія повторювача і системи повторювачів сильно залежить від міжелементного розкиду наскрізної затримки окремих повторювачів. Виготовити КМОП - формувач із заданою затримкою практично неможливо через різні умови поширення сигналів в різних місцях мікросхеми. Тому для отримання ідентичної сітки імпульсів на виході формувачів використовують фазове автопідстроювання за величиною затримки для автоматичної компенсації неминучих внутрішніх затримок поширення тактових імпульсів. Суть фазового автопідстроювання полягає в наступному (рис.4.12).

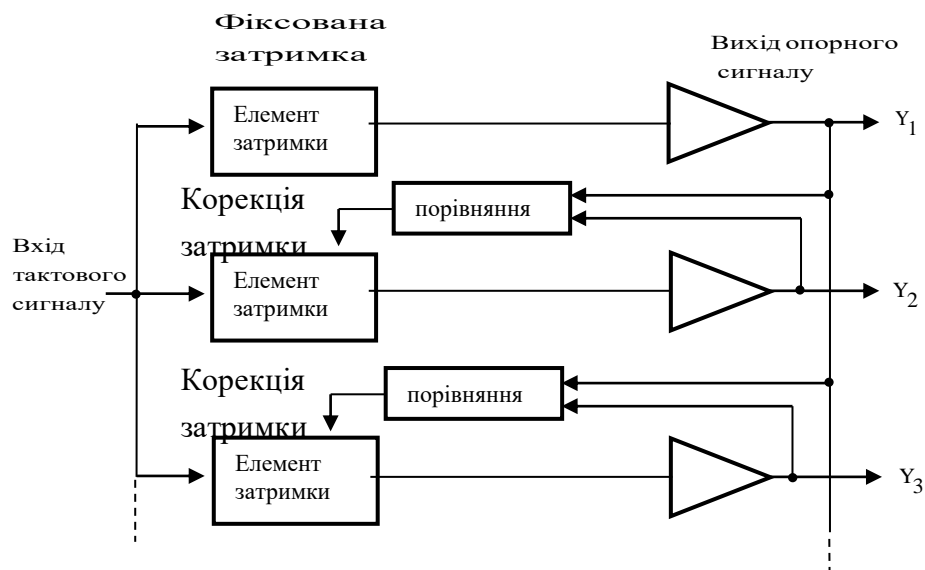


Рисунок 4.12 - Повторювач тактових імпульсів з активною компенсацією (кожен з вихідних сигналів автоматично коригується до збігу в часі з опорним сигналом)

Один з вихідних сигналів в схемі приймається за опорний. У схемі проводиться порівняння неузгодженості за часом сигналів на інших виходах з опорним сигналом. Потім здійснюється регулювання величини затримки, відповідного каналу до досягнення синхронності всіх сигналів з опорним (рис. 4.12). Величина допустимої синхронності визначається допуском фазового компаратора.

Фазове автопідстроювання (ФАПЧ) забезпечує високу степінь синхронізації. Однак вона дуже чутлива до шумів з живлення через високу

сприйнятливість використовуваних аналогових мікросхем. Тому при використанні фазового автопідстроювання пред'являються підвищені вимоги в колах фільтрації шумів джерел живлення. Контури ФАПЧ складаються з трьох основних компонентів: детектора фази, контурного фільтра і генератора керованого напругою (ГКН). Детектор фази - це пристрій, що вимірює різницю фаз сигналу, і локальної копії. Якщо сигнал, що надходить і його локальна копія змінюються відносно один одного, то ця різниця фаз (неузгодженість по фазі) - це залежний від часу сигнал, що надходить на контурний фільтр. Контурний фільтр регулює відгук контуру ФАПЧ на ці зміни сигналу. Якісно спроектований контур повинен мати можливість відстежувати зміни фази сигналу, і не повинен бути надмірно чутливий до шуму приймача. ГКН - це пристрій, що створює копію несучої. Даний генератор є генератором синусоїдального сигналу, частота якого керується рівнем напруги на вході пристрою.

ГКН - це генератор, вихідна частота якого є лінійною функцією вхідної напруги в певному робочому діапазоні частот. Позитивна вхідна напруга призведе до того, що вихідна частота ГКН буде вище некерovanого значення  $\omega_0$ , тоді як негативна напруга призведе до того, що частота ГКН буде менше цього значення. Синхронізація по фазі досягається шляхом подачі фільтрованої версії різниці фаз  $y(t)$  (Тобто неузгодженості по фазі) між вхідним сигналом  $r(t)$  і вихідним сигналом ГКН  $x(t)$ .

Вхідний сигнал, що надходить в контур ФАПЧ завжди зашумлений. Уявімо його у вигляді суми детермінованого сигналу і адитивного гаусового шуму з нульовим середнім

$$r(t) = \cos(\omega_0 t + \theta) + n(t). \quad (4.23)$$

Тоді для білого шуму з односторонньою спектральною щільністю спектральна щільність процесу  $r(t)$  (сигнал+шум) буде дорівнювати



$$G(\omega) = N_0 \frac{Bm}{\Gamma\zeta}. \quad (4.24)$$

Причому, як показано в [31], спектральна щільність фази ГКН визначається АЧХ функції контурного фільтра

$$G_{\hat{\theta}}(\omega) = G(\omega) |K(\omega)|^2 \frac{Bm}{\Gamma\zeta}. \quad (4.25)$$

Звідси знаходимо дисперсію вихідний фази ГУН

$$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) |K(\omega)|^2 d\omega. \quad (4.26)$$

Для окремого випадку білого шуму

$$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = \frac{N_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(\omega)|^2 d\omega. \quad (4.27)$$

Отже, якщо процес шуму є білим, то дисперсія фази ГКН, дається виразом (4.5). В цьому випадку бітова помилка при неідеальній синхронізації при модуляції BPSK визначається виразом [31]

$$P_B = \int_0^{2\pi} Q \left( \sqrt{\frac{2E_b \cos \beta}{N_0}} \right) \frac{\exp(\rho \cos \beta)}{2\pi I_0(\rho)} d\beta, \quad \rho = 1/\sigma_{\hat{\theta}}^2, \quad (4.28)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad (4.29)$$

$I_0(\rho)$  - функція Бесселя першого роду нульового порядку.

В даний час в високошвидкісних цифрових системах для зменшення бітових помилок на виході джерел живлення завжди ставляться фільтри нижніх частот, які зменшують вплив власних шумів джерела і додаткових шумів, викликаних деструктивним зовнішнім впливом в колі живлення (канал нападу по трактах живлення).

Типова топологія фільтрації високошвидкісних джерел тактових імпульсів, яка добре зарекомендувала себе на практиці рис. 4.13 [1] може бути представлена у вигляді еквівалентної схеми зосередженого фільтра нижніх частот рис. 4.14 (еквів. Схема ФНЧ). призначення резистора  $R_2$  полягає в запобіганні високодобротного резонансу на частоті  $\omega_c$ , на якій резонує фільтр:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_3 + C_4)}}.$$

Високодобротний резонанс призводить до багаточасових перехідних процесів, що призводить до порушень роботи цифрових каналів зв'язку (зокрема посилюється явище джиттера).

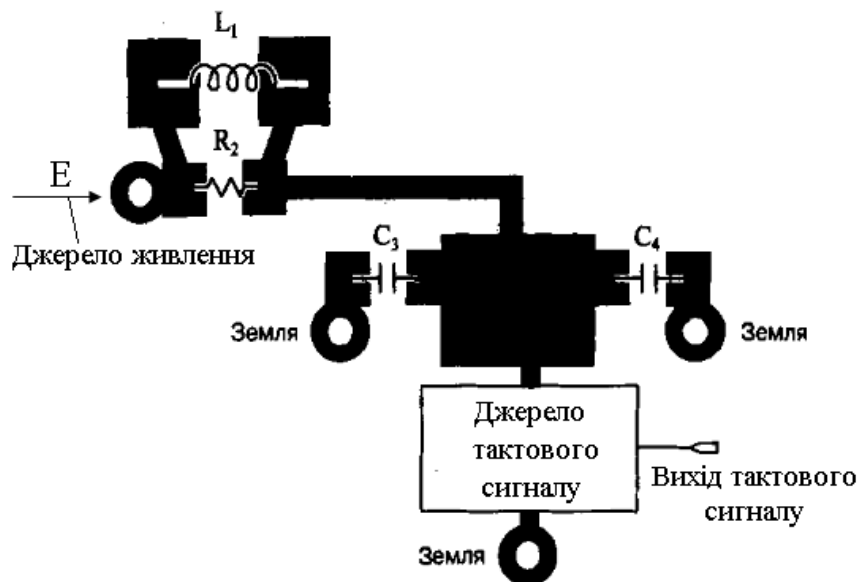


Рисунок 4.13 - Топологія фільтра з джерелом синхросигналов цифрової ТСПИ

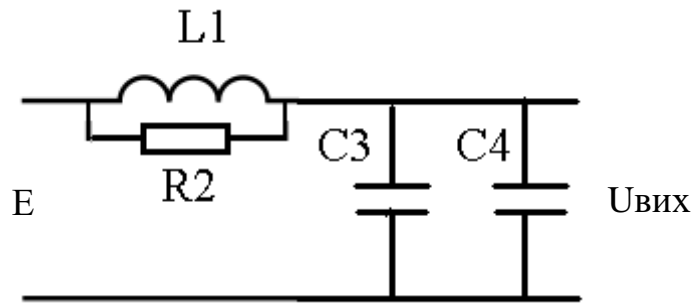


Рисунок 4.14 - Еквівалентна схема ФНЧ

На частотах вище 1 ГГц реальні моделі елементів фільтра мають вигляд [1] табл.4.1. З урахуванням еквівалентних схем реальних елементів комплексний коефіцієнт передачі фільтра рис.4.14 визначаються виразом (за умови рівності ємностей  $C_3 = C_4$ )

$$K = \frac{z_1}{z_1 + z_2}. \quad (4.30)$$

Опір паралельно з'єднаних ємностей  $C_3, C_4$  з урахуванням еквівалентних схем

$$z_1 = \frac{1}{2} \left( R_c + j\omega L_c + \frac{1}{j\omega C_3} \right). \quad (4.31)$$

Опір реального індуктивного елемента  $L_1$  відповідно до табл.4.1

$$z_{L1} = \frac{(j\omega L_1 + R_L) \frac{1}{j\omega C_L}}{j\omega L_1 + R_L + \frac{1}{j\omega C_L}}. \quad (4.32)$$

опір резистора  $R_2$

$$z_{R2} = \frac{(j\omega L_R + R_2) \frac{1}{j\omega C_R}}{j\omega L_R + R_2 + \frac{1}{j\omega C_R}}. \quad (4.33)$$

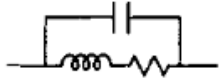
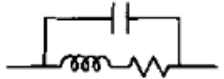
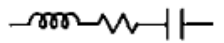
Опір паралельного з'єднання  $L_1, R_2$

$$z_2 = \frac{z_{L1}z_{R2}}{z_{L1} + z_{R2}}. \quad (4.34)$$

У наведених вище виразах індекси C, L, R відносяться до схем відповідних реальних елементів в табл.4.1.

Таблиця 4.1.

Реальні моделі елементів фільтра кіл живлення

	Опір	Індуктивність	Ємність	Модель елемента
$L_1$	0,1 Ом	1,0 мкГн	100,0 пФ	
$R_2$	2,2 Ом	1,0 нГн	1,0 пФ	
$C_3, C_4$	0,1 Ом	0,5 нГн	0,047 мкФ	

Як видно з виду АЧХ (рис.4.15) на частотах в області вище 1 ГГц реалізація зосереджених фільтрів стає проблематичною через сумірності довжини хвилі з геометричними розмірами елементів фільтра [1]. В результаті паразитні паралельні ємності дроселя  $L_1$  фактично починають перетворювати його в конденсатор. А паразитні індуктивності виводів конденсаторів через зростання послідовних індуктивних опорів послаблюють ефективність конденсаторів. Дані обставини перешкоджають розробці високоефективних перешкодоподавляючих ФНЧ для високошвидкісних цифрових систем. На досить високих частотах традиційні ФНЧ стають непрацездатними: в смузі загородження з'являються широкосмугові ділянки з високим коефіцієнтом передачі. Через ці смуги проникають додаткові шуми, що призводить до зменшення відношення сигнал/шум і до зростання ймовірності помилки при прийомі цифрових сигналів.

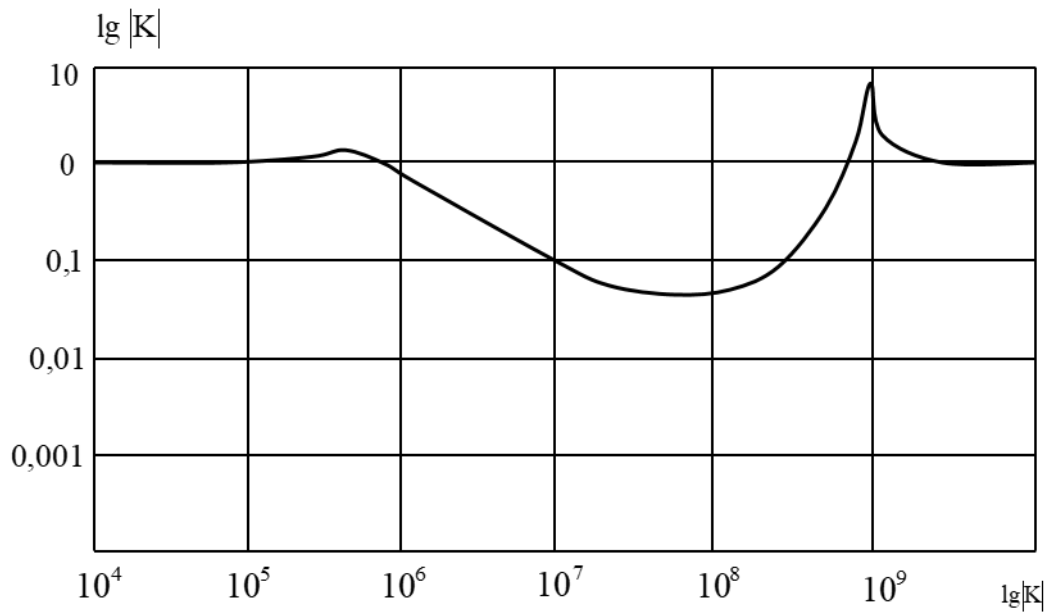


Рисунок 4.15 - Частотна характеристика реального ФНЧ (рис.4.14)

З рис.4.15 видно, що починаючи з частот в області 1 ГГц ФНЧ повністю втрачає свої виборчі властивості: коефіцієнт передачі фільтра на всіх частотах дорівнює одиниці. Тобто при деструктивному впливі на джерело живлення різко зростає ймовірність бітової помилки.

Оцінимо степiнь руйнування iнформацiї при порушеннi синхронiзацiї через зовнiшнiй шумовий вплив за умови, що на виходi джерела живлення використовується двоступiнчастий ФНЧ з паралельною ємністю, паралельним розiмкненим шлейфом з хвильовим опором  $W$  на однорiднiй лiнiї передачi i активною провiднiстю  $G$  (рис.4.16).

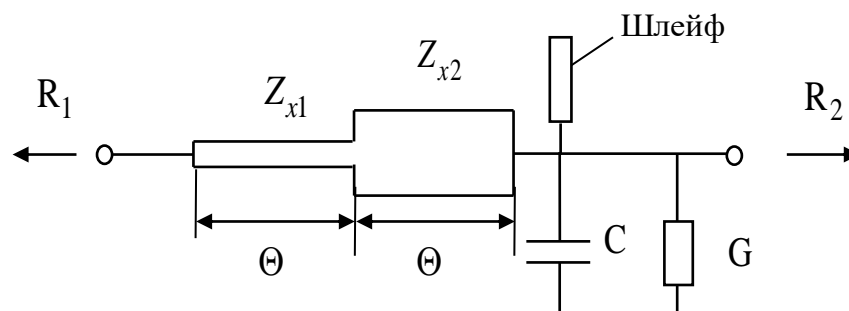


Рисунок 4.16 - ФНЧ з додатковими включеннями

Матриця передачі відповідно до схеми фільтра може бути представлена у вигляді

$$A = \begin{bmatrix} \cos^2 \Theta - Z_{x1} \frac{\sin^2 \Theta}{Z_{x2}} & j \cos \Theta \cdot Z_{x2} \sin \Theta + j Z_{x1} \cos \Theta \cdot \sin \Theta \\ j \frac{\sin \Theta}{Z_{x1}} \cos \Theta + j \frac{\sin \Theta \cdot \cos \Theta}{Z_{x2}} & -\frac{\sin^2 \Theta}{Z_{x1}} Z_{x2} + \cos^2 \Theta \end{bmatrix} \times \quad (4.35)$$

$$\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C + G & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}, \quad j\omega C = j\Theta \frac{C}{t_c}.$$

Слід зазначити, що в даному випадку використовувати колишні формули для визначення загасання не можна, тому що схема фільтра містить резистивний елемент (застосовувалися раніше формули справедливі тільки для кіл без втрат). У нашому випадку загасання фільтра можна виразити через елементи матриці (4.35). Тоді, коефіцієнт передачі фільтра можна представити у вигляді [2]:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{AR_2 + B + CR_1R_2 + DR_1}{R_2}. \quad (4.36)$$

Далі, скориставшись зв'язком між максимально можливою потужністю джерела і потужністю на навантаженні [4-5] знаходимо загасання:

$$L_{A, \partial B} = 10 \lg \frac{R_2}{4R_1} |K|^2 = 10 \lg \frac{R_2}{4R_1} \left| \frac{AR_2 + B + CR_1R_2 + DR_1}{R_2} \right|^2. \quad (4.37)$$

Результати розрахунків (рис. 4.17) показують, що підключення додаткової резистивної провідності, ємності і шлейфу дозволяє підвищити загасання в області загородження фільтра.

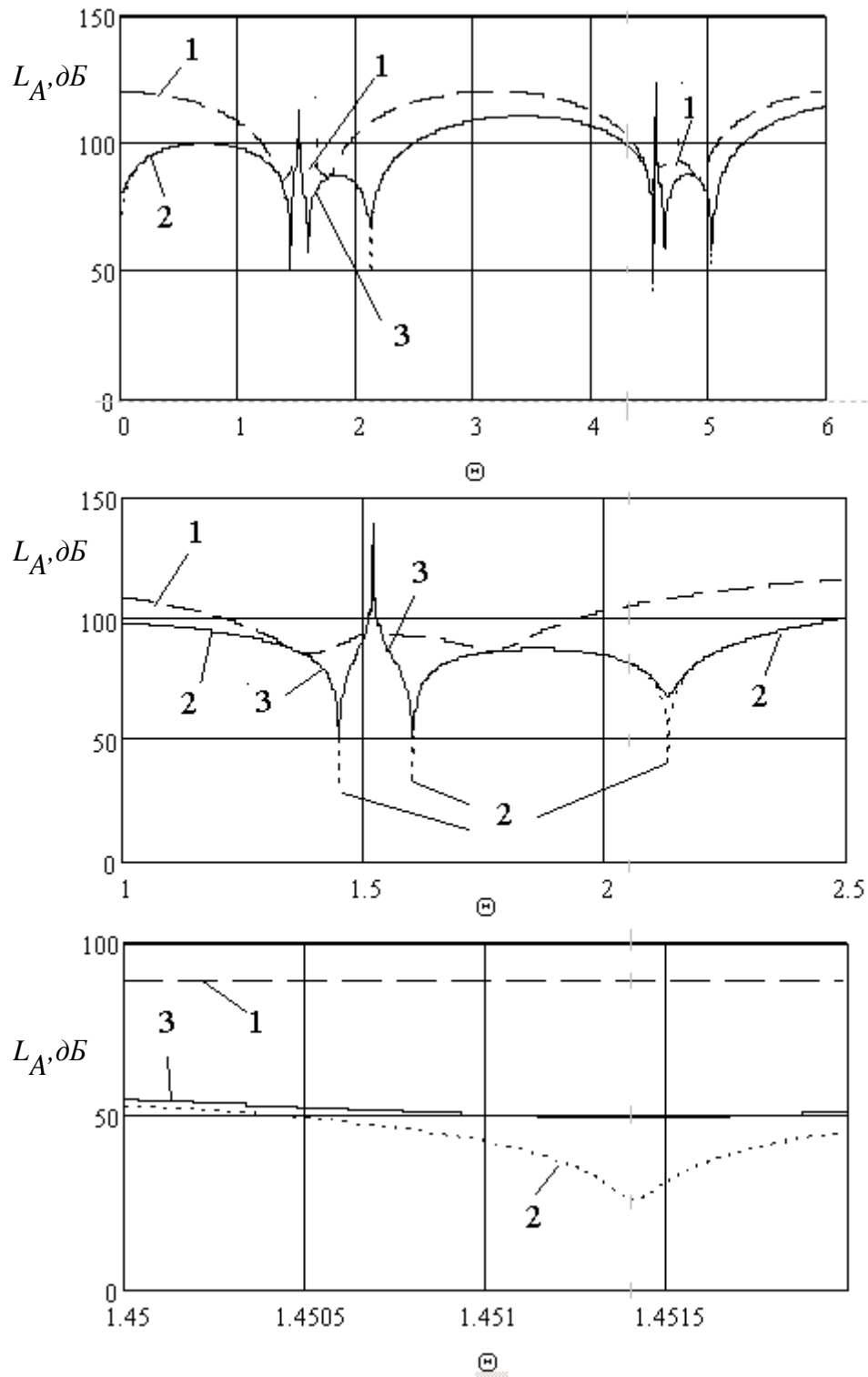


Рисунок 4.17 - АЧХ фільтра з додатковим резистором

( $Z_{x1} = 115 \text{ Ом}$ ,  $Z_{x2} = 5 \text{ Ом}$ ,  $R_1 = R_2 = 1 \text{ мОм}$ ,  $t_c = 2 \cdot 10^{-11} \text{ с}$ ,  $W = 24 \text{ Ом}$ ,  $C = 4 \text{ пФ}$ ):

$$1 - G = 2 \frac{1}{\text{Ом}}; 2 - G = 2 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\text{Ом}}; 3 - G = 2 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\text{Ом}}$$

За формулою (4.28) була розрахована ймовірність бітової помилки (рис.4.18). З представлених залежностей випливає, що використання при

побудові фільтрів багатоступневих ліній і додаткових включень дозволяє зменшити ймовірність бітової помилки.

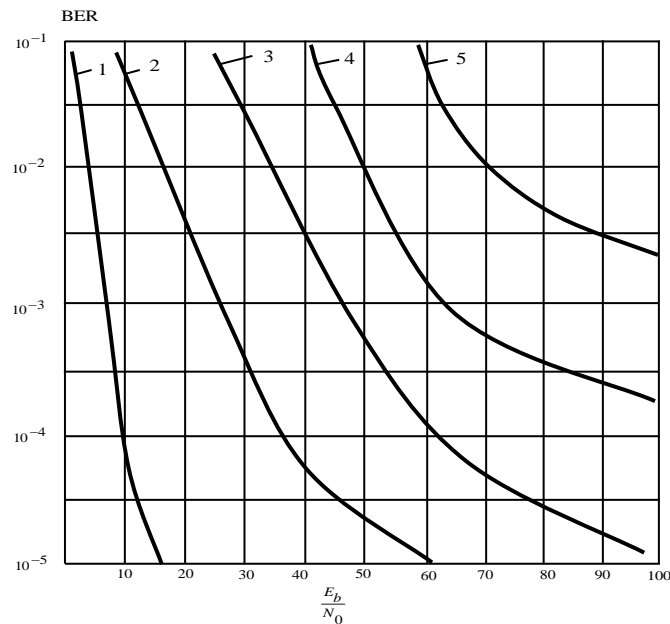


Рисунок 4.18 - Залежність ймовірності бітової помилки в разі неідеальної синхронізації для модуляції BPSK:

средньоквадратичне відхилення по фазі  $\sigma_{\hat{\theta}} = 0,3$ ,

$$Z_{x1} = 115 \text{ Ом}, Z_{x2} = 5 \text{ Ом}$$

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ МОм}, t_c = 2 \cdot 10^{-11} \text{ с}, W = 24 \text{ Ом},$$

$$C = 4 \text{ пФ}, G = 2 \frac{1}{\text{Ом}}, t_c W_N = 3 (W_N - \text{шумова смуга});$$

1 – ідеальний ФНЧ в контурі спостереження ФАПЧ;

2 – ФНЧ зі шлейфом, ємністю і провідністю;

3 – ФНЧ без провідності;

4 – ФНЧ без шлейфу і провідності;

5 – ФНЧ на однорідній секції з  $Z_x = 114 \text{ Ом}$  і загальним часом затримки  $2t_c$

#### 4.4. Висновки до четвертого розділу

1. За критерієм ймовірності помилки здійснено оцінку дії деструктивного впливу на вході розподіленого фільтра на якість прийому



інформації пасивною системою. Встановлено, що застосування фільтрів з широкими смугами загородження дозволяє значно зменшити ймовірність помилкового прийому. Наприклад, фільтри з широкими смугами загородження, в яких реалізується рознос резонансних частот (нулів і полюсів вхідного опору)  $\Delta = 7$ , дозволяють зменшити  $P_{ном}$  відповідно в 11,6 і 9,3 рази в порівнянні з фільтрами-аналогами на регулярних лініях передачі. При використанні фільтрів з розносом резонансних частот  $\Delta > 10$  ймовірність помилки можна зменшити в сотні разів. Аналогічним чином можна врахувати вплив на ймовірність помилкового прийому резонансів вищого порядку. Слід мати на увазі, що з ростом порядку резонансу коефіцієнт передачі фільтра по паразитного каналу, через обмежену смугу пропускання антени може бути дуже малим. У цьому випадку основний внесок в зростання ймовірності помилкового прийому дає перший паразитний резонанс.

2. Здійснено оцінку деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр цифрових каналів зв'язку з багатопозиційною квадратурною амплітудною модуляцією (M-QAM модуляцією). Критерієм оцінки руйнування інформації є ймовірність помилки на символ (BER). Показано, що порізанисть амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) розподіленого фільтра призводить до зростання шумової смуги і, як наслідок, до збільшення ймовірності помилки. Синтезовані розподілені фільтри з меншим рівнем порізанисті АЧХ в порівнянні з фільтрами на відрізках однорідних ліній. Це дозволило в порівнянні з існуючими аналогами зменшити рівень вхідного шуму на виході фільтра і тим самим зменшити ймовірність помилки цифрового каналу.

3. Проведено оцінку деструктивного шумового впливу на ймовірність бітової помилки в разі неідеальної синхронізації цифрових систем для двійкової фазової модуляції (BPSK) при використанні контуру фазового автопідстроювання (ФАПЧ). Показано, що використання неоднорідних багатоступеневих ліній в сукупності з додатковими зосередженими та розподіленими включеннями дозволяють в широких межах регулювати рівень

загасання в області загородження. При цьому з'являється можливість усунення окремих провалів в АЧХ фільтрів, що призводить до зменшення бітової помилки цифрових систем.

4. Встановлено загальна тенденція, що для зменшення ймовірності бітової помилки при заданій шумовій смузі необхідно нулі і полюси опору і провідності фільтрів розташовувати за межами шумовий області. Причому для усунення локальних глибоких провалів амплітудно-частотної характеристики фільтра необхідно підключати паралельний розподілений шлейф. Для збільшення рівня загасання в області частот (тобто для зниження рівня витоку інформації або для зменшення деструктивного впливу зовнішніх перешкод) слід паралельно ланкам фільтра підключати ємності а, в разі необхідності, і активні провідності.

#### **Список використаних джерел у четвертому розділі**

1. Говард Д., Мартин Г. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс чёрной магии.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1024 с.
2. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. М.: Связь, 1971.439 с.
3. Kholodnyak D. Dual-band immittance inverters on dual-composite right/left-handed transmission line (D-CRLH TL) / D. Kholodnyak // Proc. of 9th German Microwave Conference (GeMiC 2015), Nuremberg, Germany – 2015. – P. 60-63.
4. Ю.П.Бойко. Частотні перетворення для кіл з відрізків неоднорідних ліній/ Ю.П.Бойко, Т.Ю.Приходько, Д.П.Чирва //Збірник центру наукових публікацій «Велес» за матеріалами III міжнародної науково-практичної конференції: «Наука як рушійна антикризова сила», м. Київ: збірник статей (рівень стандарту, академічний рівень). – К.: Центр наукових публікацій, 2016. – С.71-76.

5. Козловский В.В., Чирва Д.П., Басюк И.А., Приходько Т.Ю. Продукційні моделі бази знань інформаційної технології автоматизованої діагностики високошвидкісних нерегулярних магістралей. Вісник інженерної академії України.-2016.- №3.- С.88-92.
6. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н., Сенин А.И., Фёдоров И.Б. Радиосистемы передачи информации. - М.: Горячая линия - Телеком, 2005. – 472.
7. Громаков Ю.А., Голяницкий И.А., Шевцов В.А. Оптимальная обработка радиосигналов большими системами. - М.: Эко - Трендз, 2004. – 260.
8. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – М.: Радиотехника, 2003. – 246.
9. Т.Ю.Приходько. Добротность резонатора на основе нерегулярной линии передачи / Т.Ю.Приходько, А.В.Мищенко, Н.А.Лициновская // Вестник Инженерной академии Украины. – 2018 – С.97-102.
10. Т.Ю.Приходько. Модели фильтров утечки и защиты информации (обзор) / Т.Ю.Приходько, А.В.Мищенко, Н.А.Лициновская// Вестник Инженерной академии Украины. – 2018.– С.200-208.
11. Volodymyr Shulha, Dmytro Volokitin, Tetiana Prykhodko, Ivan Basiuk, Denys Nevynskyi. Chain Model Of Knowledge Base Of Telecommunication Systems Dielectric Structures // Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology (JMEST) ISSN: 2458-9403 Vol. 4 Issue 5, May - 2017, P-7352-7354 p.
12. V. Shulha, V. Kozlovskyi, T. Prykhodko, R. Korzh, D. Nevynskyi. Model of interference suppressor dielectric distributed filter //Procedia Computer Science 120(2017) 939-944.
13. Рижов С.И., Приходько Т.Ю., Ліциновська Н.О. Проблеми проектування перешкодопридушуючих фільтрів швидкісних цифрових

телекомунікаційних систем військової техніки зв'язку// НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ СУХОПУТНИХ ВІЙСЬК ІМЕНІ ГЕТЬМАНА ПЕТРА САГАЙДАЧНОГО. МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ "ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ОЗБРОЄННЯ ТА ВІЙСЬКОВОЇ ТЕХНІКИ СУХОПУТНИХ ВІЙСЬК" 17-18 травня 2018 року. ЛЬВІВ – 2018.

14. Козловський В.В. Приходько Т.Ю. Оцінка руйнування інформації при дії шумових перешкод на розподілений фільтр високошвидкісних систем зв'язку// Межд. конф.

15. Фурманова Н. И. Проектирование фильтров СВЧ на отрезке нерегулярной линии с помощью квазистатического анализа / Н. И. Фурманова, Ю. А. Сицилицин, Н. И. Швагер / 18-й Междунар. молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Сб.материалов форума. – Т. 1. – Харьков : ХНУРЭ, 2014. – С. 157–158.

16. Фарафонов О. Ю. Проектування фільтрів на основі фракталів / О. Ю. Фарафонов, Н. І. Фурманова / Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: Тези доп. VII Міжнар. наук.-практ. конф. (17–19 вересня 2014 р., м. Запоріжжя). – Запоріжжя : ЗНТУ, 2014. – С. 313-314.

17. Mishchenko M. Synthesis and electrodynamical analysis of microstrip hairpin filters with slots in the ground plane / M. Mishchenko, N. Furmanova, A. Farafonov, K. Petrova, S. Romanenko / Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії TCSET'2012: матеріали XI Міжнар. конф., присвяченої 60-річчю заснування радіотехнічного факультету у Львівській політехніці, 21-24 лютого 2012 р., Львів, Славське. – Львів : Вид-во Львівської політехніки, 2012. – С. 140.

18. Фарафонов А. Ю. Оптимизация шпилечных микрополосковых фильтров с отверстиями в экранирующем слое / А. Ю. Фарафонов, Н. И. Фурманова, С. Н. Романенко / 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012):

материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 9–14 сент. 2012 г.). □ Севастополь : Вебер, 2012. – С. 553–554.

19. Фурманова Н. И. Оптимизация шпилечных микрополосковых фильтров путем изменения угла между участками связанных линий / Н. И. Фурманова / 22-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 9–14 сент. 2012 г.). – Севастополь : Вебер, 2012. – Т. 1. – С. 555–556.

20. Фурманова Н. І. Оптимізація топології мікросмушкових фільтрів на шпилькових резонаторах з метою зменшення втрат / Н. І. Фурманова / Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій: тези доп. VI Міжнар. наук.-практ. конф. (19-21 вересня 2012 р., м. Запоріжжя). – Запоріжжя : ЗНТУ, 2012. – С. 67–68.

21. Фурманова Н. И. Проектирование микрополосковых полосно-пропускающих фильтров на треугольных резонаторах / Н. И. Фурманова / 23-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013): материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 9–14 сент. 2013 г.). – Севастополь : Вебер, 2013. – Т. 1. – С. 685–686.

22. Фурманова Н. І. Побудова мікросмушкових фільтрів на основі фракталів / Н. І. Фурманова / Фізика, електроніка, електротехніка – 2014: Матеріали та програма наук.-техн. конф. (Суми, 21-26 квітня 2014 року). – С. 167.

23. Sitsilitsin Yu. Using of parallel computing for the quasi-static analysis of microstrip filters topology / Yu. Sitsilitsin, M. Mishchenko, N. Furmanova,

24. O. Farafonov / Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: Proc. of the Intern. Conf. TCSET'2014. – Lviv-Slavske, 2014. –P. 65.

25. Петрова Е. В. Разработка упрощённого алгоритма проектирования микрополосковых ППФ на шпилечных резонаторах с отверстиями в экранирующем слое на основе электродинамического анализа в программе

Ansoft HFSS / Е. В. Петрова, Н. И. Фурманова, А. Ю. Фарафонов // Радиоэлектроника, Информатика, Управление. – 2012. – № 1. – С. 14–18.

26. Многослойные интегральные СВЧ-устройства на основе LTCC / И. Б. Вендик, Холодник Д.В, Замешаева Е.Ю, Капитанова П.В., Мунина И.В., Симин А.В., Туральчук П.А., Тургалиев В.М.; . – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ"ЛЭТИ", 2013.- – 206 с.

27. Miniature microwave filters using multilayer technologies / I. Vendik, D. Kholodnyak, V. Turgaliev [et. al.] // Advances in multi-band microstrip filters.– 2015, Cambridge University Press.– P. 265 -314.

28. Turgaliev, V. Miniaturized low-loss LTCC bandpass filters on capacitively-loaded cavities / V. Turgaliev and D. Kholodnyak // ACTA Universitatis Ouluensis, Ser. C Technica.- 2009.- Vol. 323.- P. 85-92.

29. Kholodnyak D. Dual-band immittance inverters on dual-composite right/left-handed transmission line (D-CRLH TL) / D. Kholodnyak // Proc. of 9th German Microwave Conference (GeMiC 2015), Nuremberg, Germany – 2015. – P. 60-63. 18

30. В. А. Belyaev, А. М. Serzhantov, V. V. Tyurnev, Y.F. Bal'va, А. А. Leksikov Planar bandpass filter with 100-dB suppression up to tenfold passband frequency// Progress in Electromagnetics Research C – 2014. – №48. – P. 37-44.

31. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.: Пер. с англ. — М. : Вильямс, 2007. — 1104 с.

32. Песков С.Н., Ищенко А.Е. Расчёт вероятности ошибки в цифровых каналах связи. Теория и практика. Проекеты. "Теле-Спутник", ноябрь 2010. – С.70 -75.

33. Лыков Ю.В., Сягаева О.А. Системы технической защиты информации //Радиотехника. 2013. Вып. 173. – С. 208 – 215.

34. Белоглазов Е.Г. Моделирование технических каналов защиты информации с целью улучшения их защищённости //Fractal Simulation.2015. №1.- С.1-7.

35. Цветнов В.В. Радиоэлектронная борьба: радиомаскировка и помехозащита / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов. – М.: МАИ, 2003. – 240 с.
36. Цветнов В.В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов. – М.: МАИ, 2005. – 248 с.
37. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. – М.: Вузовская книга, 2003. – 528 с.
38. Вакин С.А., Шустов Л.Н., Основы радиоэлектронной борьбы. – М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского 1998. – 324 с.
39. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н., Сенин А.И., Фёдоров И.Б. Радиосистемы передачи информации. - М.: Горячая линия - Телеком, 2005. – 472 с.
40. Громаков Ю.А., Голяницкий И.А., Шевцов В.А. Оптимальная обработка радиосигналов большими системами. - М.: Эко - Трендз, 2004. – 260 с.
41. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. – М.: МАИ, 2005. – 248 с.

## ВИСНОВКИ

Результатом виконаної дисертаційної роботи є розв'язання актуальної та важливої науково-технічної задачі підвищення рівня захисту інформації в високошвидкісних системах передачі інформації.

У процесі виконання дисертаційної роботи отримані такі наукові та практичні результати:

1. Здійснено аналітичний огляд методів побудови перешкодоподавляючих фільтрів технічних каналів витоку інформації і розкриті причини появи нових каналів витоку інформації в високошвидкісних технічних системах передачі інформації (ТСП). За результатами проведеного аналізу каналів витоку і засобів захисту інформації встановлено, що існуючі методи побудови перешкодоподавляючих фільтрів технічних систем передачі інформації (ТСП) з ростом швидкості передачі даних мають ряд недоліків. Зокрема, використовувані методи синтезу фільтрів орієнтовані переважно на усунення каналів витоку області порівняно низьких частот (не більше одиниць гігагерц). При цьому під час аналізу амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) фільтрів використовуються найпростіші еквівалентні схеми зосереджених резисторів, індуктивностей і конденсаторів, які справедливі для низькошвидкісних ТСП. Внаслідок цього із зростанням частоти використовувані еквівалентні схеми стають несправедливими, що призводить до помилок при побудові перешкодоподавляючих фільтрів. Встановлено, що з ростом швидкості передачі інформації елементи використовуваних зосереджених фільтрів стають розподіленими колами: довгими лініями. Тому для проектування фільтрів високошвидкісних систем необхідно враховувати хвильовий характер процесів, що відбуваються. Показано, що неврахування хвильового характеру процесів в фільтрах призводить до появи несанкціонованих частотних каналів витоку інформації. Дані паразитні частотні області можуть також служити каналами деструктивного зовнішнього впливу на оброблювану інформацію аж до її часткового або



повного руйнування. Для усунення цих недоліків запропоновано в якості елементів перешкодоподавляючих фільтрів використовувати лінії передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідні лінії передачі).

2. Визначено особливості та причини існування каналів витоку інформації в екранованих колах живлення. За результатами проведеного дослідження встановлено, що фізичною причиною утворення каналів витоку інформації в високошвидкісних системах є сумірність довжин хвиль короткохвильової частини спектра оброблюваної інформації з геометричними розмірами окремих елементів (індуктивностей, ємностей, активних опорів, різних кіл на їх основі). Отже, через періодичність частотних характеристик відрізків ліній передачі, частотні характеристики фільтрів також є періодичними. Дане явище призводить до появи крім робочої смуги пропускання додаткових неробочих (паразитних) частотних смуг пропускання, які утворюють канали витоку інформації. Наявність таких каналів призводить не тільки до зростання помилок при обробці інформації, але і до втрати працездатності ТСП. Доведено існування додаткового (фантомного) каналу витоку інформації по екранованим колам живлення: при цьому фантомний канал утворюється за рахунок поширення хвиль при парному (синфазному збудженні) лінії живлення. Розроблено та проаналізовано модель фільтра з урахуванням каналу витоку інформації. Показано, що рівень сумарного інформаційного сигналу, що поширюється по лінії передачі, буде визначатися рівнем сигналу в парному і непарному каналі. Отже, при розробці фільтрів, що запобігають витоку інформаційного сигналу по колах живлення, слід додатково оцінювати рівень сигналу в другому каналі.

3. Встановлено зв'язок між частотним розташуванням каналів витоку інформації і хвильовим опором розподіленого фільтра на основі неоднорідної лінії передачі. Канали витоку інформації визначаються розташуванням нулів і полюсів вхідного опору лінії, на основі якої будується фільтр. При цьому можливі дві ситуації: при побудові фільтра можна змінювати нулі і полюси як вхідного опору розімкнутої, так і замкнутої лінії. Розроблено метод

визначення хвильового опору фільтрів центральними частотам каналів витоку інформації. Отримано аналітичні вирази для визначення хвильових опорів багатоступеневих ліній, що дозволяє безпосередньо по заданих областях каналів витоку інформації визначати хвильові опори ступенів фільтра.

4. Розроблено метод синтезу фільтрів з розширеною смугою захисту інформації від зовнішніх деструктивних впливів. Синтезовані секції фільтрів, забезпечують мінімальний перепад хвильових опорів при заданій частотній області захисту від зовнішніх деструктивних впливів та визначено обмеження на протяжність смуги захисту від зовнішнього деструктивного впливу. Даний метод доцільно використовувати при побудові фільтрів кіл живлення систем передачі інформації. До розроблених фільтруючих секцій можуть бути підключені додаткові як зосереджені, так і розподілені елементи (шлейфи). Це дозволяє додатково підвищити стійкість і перешкодозахищеність технічних засобів передачі інформації.

5. Розроблено модель оцінки деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр високошвидкісних цифрових каналів з багатопозиційною квадратурною амплітудною модуляцією (M-QAM модуляцією), яка за рахунок нових методів синтезу розподілених фільтрів на основі ліній передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідних ліній), дозволяє зменшити вплив порізаності та провалів АЧХ розподіленого фільтра на рівень зростання шумової смуги а відповідно і рівень ймовірності помилки прийому сигналів, в порівнянні з фільтрами, що побудовані на відрізках однорідних ліній. Оцінку впливу деструктивної дії на вході розподіленого фільтра на якість прийому інформації пасивною системою здійснено за критерієм ймовірності помилки. Показано, що застосування фільтрів з широкими смугами загородження дозволяє значно зменшити ймовірність помилкового прийому. Наприклад, фільтри з широкими смугами загородження, в яких реалізується рознос резонансних частот (нулів і полюсів вхідного опору)  $\Delta = 7$  дозволяють зменшити ймовірність помилки відповідно в 11,6 рази в порівнянні з фільтрами-аналогами на регулярних лініях передачі.

б. Розроблено модель оцінки деструктивного шумового впливу на розподілений фільтр високошвидкісних цифрових каналів в разі неідеальної синхронізації високошвидкісних цифрових систем для двійкової фазової модуляції (BPSK) при використанні контуру фазового автопідстроювання, яка за рахунок нових методів синтезу розподілених фільтрів на основі ліній передачі зі змінним по довжині хвильовим опором (неоднорідних ліній) в сукупності з додатковими зосередженими та розподіленими включеннями, дозволяє в широких межах регулювати рівень загасання в області загородження, а відповідно і ступінь руйнування оброблюваної інформації, в порівнянні з фільтрами, що побудовані на відрізках однорідних ліній. Показано, що для зменшення зовнішнього деструктивного впливу на ТСПІ необхідно нулі і полюси опору і провідності фільтрів розташовувати за межами шумовий області. Причому для усунення локальних глибоких провалів амплітудно-частотної характеристики фільтра необхідно підключати паралельний розподілений шлейф. Для зниження рівня витоку інформації і зменшення деструктивного впливу зовнішніх перешкод слід паралельно ланкам фільтра підключати ємності і активні провідності.

Достовірність отриманих результатів підтверджується загальноприйнятими фізичними припущеннями, коректність яких підтверджена практикою, збігом окремих результатів з раніше відомими. Експериментальна перевірка на підприємствах ТОВ «Інтернет Інвест», ТОВ «ПЕРША УКРАЇНСЬКА ЛІЗИНГОВА КОМПАНІЯ» та ТОВ «Українські Магістральні Мережі» підтвердила адекватність розроблених моделей каналів витоку через фізичні процеси, що відбуваються в високошвидкісних реальних системах.

Запропоновані в роботі методи побудови перешкодоподавляючих фільтрів забезпечують мінімізацію паразитних генерацій і побічних випромінювань ще на етапі розробки, що дозволяє досягти зменшення деструктивної дії зовнішніх шумових впливів в середньому на 10 % - 15%.

Основні результати дисертаційних досліджень можуть бути використані при розробці технічних засобів захисту інформації.

## ДОДАТОК 1



ТОВ «Українські Магістральні Мережі»

[www.giganet.ua](http://www.giganet.ua), E- mail: info@giganet.ua  
тел. +380 44 201 31 30, +7 499 703-04-81

*Рох № 323  
Віг 27.11.18.*

## АКТ

Про впровадження результатів дисертаційного дослідження Приходько Тетяни Юріївни на тему: «Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.21– системи захисту інформації.

Даним Актом засвідчено, що результати дисертаційної роботи Приходько Тетяни Юріївни на тему: «Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних» використані ТОВ «Українські Магістральні Мережі» в своїй в практичній діяльності при розробці перешкодоподавляючих фільтрів високошвидкісних технічних систем передачі інформації.

Запропоновані методи розрахунку хвильових опорів секцій перешкодоподавляючих фільтрів, дозволяють забезпечити максимальну область загородження і тим самим знизити рівень випромінювань по каналу витоку інформації в середньому на 10-15% за рахунок мінімізації перепаду хвильових опорів фільтрів.

Розроблені автором схемотехнічні рішення побудови фільтрів дозволили створити спеціалізовану базу по мінімізації паразитних генерацій і побічних випромінювань ще на етапі розробки електронних пристроїв. Отримані оцінки деструктивного впливу дають можливість оцінити ступінь збитку в цифрових каналах технічних систем передачі інформації.

Генеральний директор



Сказко О. М.

## ДОДАТОК 2



01033, Киев, ул. Гайдара, 50  
 ООО "Интернет Инвест" • тел.: (044) 201 0 102  
 info@mirohost.net • www.mirohost.net

Вих. № 352 / 1.  
 Підп. 17.12.18.

## АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження Приходько Тетяни Юріївни на тему: «Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.21 – системи захисту інформації.

Результати дисертаційної роботи Приходько Т. Ю. впроваджені в практичну діяльність ТОВ «Інтернет Інвест».

**Найменування результату науково-дослідної роботи:**

- моделі визначення каналів витоку інформації екранованих частотних фільтруючих структур, які дозволяють моделювати процес витоку інформації через неоднорідні пов'язані лінії передачі з врахування впливу екрану;
- методи розрахунку хвильових опорів секцій перешкодоподавляючих фільтрів, які реалізують мінімальний перепад хвильових опорів фільтрів, що дозволяє при технологічних обмеженнях які накладаються на конструкцію фільтра, забезпечити максимальну область загордження і тим самим знизити рівень випромінювань по каналу витоку інформації;
- вдосконалені схемотехнічні методи побудови мережевих та перешкодоподавляючих фільтрів, які застосовані до побудови фільтрів на основі неоднорідних ліній передачі, що дозволило синтезувати фільтруючі структури з мінімальною кількістю каналів витоку;

**Відомості про впровадження:**

Результати дослідження використані при розробці перешкодоподавляючих фільтрів високошвидкісних елементів КМОН логіки цифрових систем, використовуваних на підприємстві, що дозволило зменшити деструктивну дію зовнішніх шумових впливів.

**Відомості про ефективність впровадження:**

Вдосконалені схемотехнічні методи побудови мережевих та перешкодоподавляючих фільтрів забезпечують мінімізацію паразитних генерацій і побічних випромінювань ще на етапі розробки, що дозволяє досягти зменшення деструктивної дії зовнішніх шумових впливів в середньому на 10 % - 15%.

Директор ТОВ «Інтернет Інвест».



Блоцький П. А.

## ДОДАТОК 3

---

 ТОВ « ПЕРША УКРАЇНЬСЬКА ЛІЗИНГОВА КОМПАНІЯ »
 

---

Вих. N 21.  
Від 07.12.18

## АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження  
 Приходько Тетяни Юріївни на тему: «Моделі каналів витоку інформації  
 високошвидкісних систем передачі даних» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних  
 наук  
 за спеціальністю 05.13.21– системи захисту інформації.

Даним Актом засвідчено, що результати дисертаційної роботи Приходько Тетяни Юріївни на тему: «Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних» використані в практичній діяльності ТОВ «ПЕРША УКРАЇНЬСЬКА ЛІЗИНГОВА КОМПАНІЯ», а саме при розробці перешкодоподавляючих фільтрів високошвидкісних технічних систем передачі інформації.

Сукупність розроблених автором схематехнічних рішень побудови фільтрів дозволяє створити спеціалізовану базу по мінімізації паразитних генерацій і побічних випромінювань ще на етапі розробки будь-якого електронного пристрою. Отримані оцінки деструктивного впливу дають можливість оцінити ступінь збитку в цифрових каналах технічних систем передачі інформації.

Практичне застосування підтвердило наукові положення, викладені в дисертаційній роботі. Запропоновані методи розрахунку хвильових опорів секцій перешкодоподавляючих фільтрів, дозволяють, при технологічних обмеженнях, що накладаються на конструкцію фільтра, забезпечити максимальну область загородження і тим самим знизити рівень випромінювань по каналу витоку інформації в середньому на 15 % за рахунок мінімізації перепаду хвильових опорів фільтрів.

Директор  
 ТОВ «ПЕРША УКРАЇНЬСЬКА ЛІЗИНГОВА КОМПАНІЯ»  
 Тадеєва Світлана Василівна

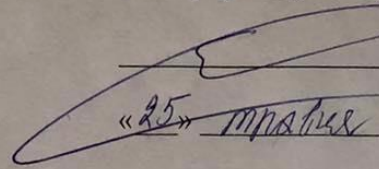




## ДОДАТОК 4

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. проректора з наукової роботи


 Є. Романенко  
 «25» травня 2024 р.



## АКТ

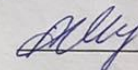
впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи Приходько Тетяни Юріївни «Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних» на здобуття кандидата технічних наук.

Ми, що нижче підписалися, завідувач кафедри засобів захисту інформації В.В.Козловський, вчений секретар кафедри засобів захисту інформації Г.В. Мартинюк склали цей акт про те, що результати наукових досліджень за темою кандидатської дисертаційної роботи Приходько Тетяни Юріївни «Моделі каналів витоку інформації високошвидкісних систем передачі даних» використовуються у навчальному процесі Факультету кібербезпеки, комп'ютерної та програмної інженерії НАУ на кафедрі засобів захисту інформації при викладанні дисципліни «Системи технічного захисту інформації».

№ з/п	Найменування впровадженого результату	Форма впровадження	Ефективність від впровадження
1	Методи побудови перешкодоподавляючих фільтрів технічних систем передачі інформації.	Лекція	Ознайомлення студентів з аналітичним оглядом методів побудови перешкодоподавляючих фільтрів технічних каналів витоку інформації та причинами появи нових каналів витоку інформації в високошвидкісних технічних системах передачі інформації (ТСП).
2	Методи розрахунку хвильових опорів секцій перешкодоподавляючих фільтрів.	Практичні завдання	Ознайомлення студентів з методами розрахунку хвильових опорів секцій перешкодоподавляючих фільтрів задля реалізації мінімального перепаду хвильових опорів фільтрів, що дозволяє при технологічних обмеженнях, що накладаються на конструкцію фільтра, забезпечити максимальну область загородження і тим самим знизити рівень випромінювань по каналу витоку інформації.
3	Моделі визначення каналів витоку інформації екранованих частотних фільтруючих структур.	Лекція	Ознайомлення студентів з методами, що дозволяють моделювати процес витоку інформації через неоднорідні пов'язані лінії передачі з врахування впливу екрану.

Завідувач кафедри  
засобів захисту інформації  
Секретар кафедри  
засобів захисту інформації


 В.В.Козловський


 Г.В. Мартинюк