

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

М. А. Філінюк, Й. Й. Білинський, В. П. Стахов

**МЕТОД СИНТЕЗУ МОНОІМІТАНСНИХ
ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ
ТА СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПРИСТРОЇ
НА ЇХ ОСНОВІ**

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2019

УДК 004.312.222;621.396

Ф57

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 7 від 31.01.2019 р.)

Рецензенти:

В. С. Глухов, доктор технічних наук, професор

В. С. Ситніков, доктор технічних наук, професор

Філінюк, М. А.

Ф57 Метод синтезу моноімітансних логічних елементів та спеціалізовані пристрої на їх основі : монографія [Електронний ресурс] / М. А. Філінюк, Й. Й. Білинський, В. П. Стахов. – Вінниця : ВНТУ, 2019. – 139 с.

ISBN 978-966-641-767-4

В монографії розглядаються моноімітансні логічні елементи і пристрої на їх основі. Обґрунтовано ефективність використання моноімітансної логіки, проведено порівняння моноімітансного і мультиімітансного методів побудови логічних елементів, на основі моноімітансного методу розроблено моноімітансні логічні елементи і комбінаційні схеми, а також розглянуто їх використання в радіочастотних пасивних транспондерах.

Книга розрахована на студентів, аспірантів, наукових співробітників та спеціалістів, які займаються проектуванням і розробкою обчислювальної техніки, радіоелектроніки і систем керування.

УДК 004.312.222;621.396

ISBN 978-966-641-767-4

© М. Філінюк, Й. Білинський, В. Стахов, 2019

ЗМІСТ

ВСТУП	5
Розділ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ДОСЯГНЕНЬ У ГАЛУЗІ РОЗРОБКИ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	7
1.1 Класифікація та основні параметри логічних елементів і схем ..	7
1.2 Критеріальне оцінювання ефективності логічних елементів	18
1.2.1 Обґрунтування критеріїв ефективності	18
1.2.2 Порівняльне критеріальне оцінювання ефективності логічних елементів	20
Перелік літератури до розділу 1	24
Розділ 2 МЕТОД СИНТЕЗУ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	27
2.1 Порівняння методів мультиімітансної та моноімітансної логік	27
2.2 Вибір інформативного параметра моноімітансних логічних елементів	30
2.3 Вибір фізичної основи для реалізації моноімітансних логічних елементів	32
2.4 Розробка математичних моделей моноімітансних логічних елементів	38
Перелік літератури до розділу 2	39
Розділ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	42
3.1 Моноімітансний логічний елемент «НЕ»	42
3.2 Моноімітансний логічний елемент «І»	45
3.2.1 Моноімітансний логічний R-елемент «І»	45
3.2.2 Моноімітансний логічний L-елемент «І»	49
3.2.3 Моноімітансний логічний C-елемент «І»	53
3.3 Моноімітансний логічний елемент «АБО»	57
Перелік літератури до розділу 3	60

Розділ 4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ КОМБІНОВАНИХ ЛОГІЧНИХ СХЕМ НА ОСНОВІ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	62
4.1 Розробка і дослідження моноімітансного суматора за модулем 2.....	62
4.2 Розробка та дослідження моноімітансного півсуматора	77
4.3 Розробка та дослідження моноімітансного суматора.....	81
Перелік літератури до розділу 4	88
Розділ 5 АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ	89
5.1 Основи конструювання моноімітансних логічних схем	89
5.2 Апаратна реалізація моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І» на мікросмугових лініях.....	99
Перелік літератури до розділу 5	110
Розділ 6 РОЗРОБКА ПАСИВНИХ РАДІОЧАСТОТНИХ ТРАНСПОНДЕРІВ, СУМІСНИХ З МОНОІМІТАНСНОЮ ЛОГІКОЮ	111
6.1 Розробка радіочастотного передавача, сумісного з моноімітансною логікою, на принципі помноження частоти	113
6.2 Розробка радіочастотного передавача, сумісного з моноімітансною логікою, на принципі зворотного відбиття	117
6.3 Розробка пасивних радіочастотних транспондерів з використанням моноімітансних логічних схем	120
6.4 Аналіз існуючих радіочастотних транспондерів і аналіз їх параметрів	132
Перелік літератури до розділу 6	136

ВСТУП

Основними компонентами обчислювальних систем є логічні елементи, які реалізують найпростіші логічні функції і є базисом для побудови більш складних логічних схем. На сьогодні широке застосування отримали логічні елементи, побудовані на напівпровідникових структурах. Однак постійний розвиток інформаційного суспільства потребує безупинного покращення параметрів вже існуючих електронних компонентів, особливо в напрямку підвищення швидкодії елементів і та їх енергоефективності. Незважаючи на великий обсяг досліджень, завдяки яким параметри напівпровідникових елементів постійно покращуються, технологія наближається до своєї теоретичної межі. Для збільшення швидкодії та зменшення енергоспоживання напівпровідникових елементів необхідно зменшувати їх розміри. На сьогодні вже опановано 14-нм технологічний процес, однак подальший розвиток напівпровідникових логічних елементів стикається зі значними труднощами. Причинами сповільнення стали надзвичайно складні технологічні умови виготовлення та обмеження через закони квантової фізики [1]. Тому актуальним є питання про пошук альтернативного базису логічних елементів, завдяки якому було б можливо досягнути нового рівня покращення параметрів обчислювальної техніки. Крім того, сьогодні існують обмеження для деяких галузей застосування, які унеможливають використання класичних логічних елементів, що потребує використання спеціалізованих логічних елементів, які б були стійкі до завад та шкідливих факторів.

Це обумовлює актуальність пошуку нових фізичних явищ, на основі яких було б можливим побудувати принципово нові логічні елементи. На сьогодні існує вже достатня кількість логічних елементів, які використовують як інформативні параметри світло [2], тиск рідини або пари [3], магнітні поля [4] та інші фізичні явища. Вибір виду інформативного параметра логічного елемента найчастіше зумовлюється їхньою фізичною природою або потребою у покращенні певного параметра. Наприклад, поліпшення завадостійкості або підвищення швидкодії досягається за рахунок використання оптичних сигналів. Хоча такі логічні елементи програють за багатьма показниками напівпровідниковим логічним елементам, вони знаходять застосування в спеціалізованих системах, які, наприклад, вирішують завдання оброб-

ки інформації на частоті сигналу, без перетворення її на сигнали відеоімпульсної форми.

Такі завдання можуть бути вирішені з використанням радіочастотних моноімітансних логічних елементів [5]. Як інформативний параметр в моноімітансних логічних елементах використовується один із видів імітансу – активний, індуктивний або ємнісний. За умови використання імітансу стає можливим підвищити завадостійкість логічних елементів завдяки тому, що вихідний інформативний параметр моноімітансних логічних елементів не залежить від електромагнітних завад, стрибків напруги та струму. Це дозволяє використовувати моноімітансну логіку у промислових, бортових, спеціальних обчислювальних системах, які працюють в умовах високих завад та для яких важлива не мінімізація, а висока завадостійкість [6]. Також моноімітансна логіка забезпечує високу швидкодію, оскільки у її складі не використовуються транзистори і тому відсутні перехідні процеси, що забезпечує робочу частоту порядку сотні гігагерц та час перемикання, який дорівнює десяткам і навіть одиницям пікосекунд, що значно перевищує показники сучасної напівпровідникової логіки. Крім того, моноімітансна логіка практично не має обмежень за мінімальною потужністю вхідного сигналу, що дозволяє працювати з напругами, значно меншими за порогову напругу живлення напівпровідникових елементів, та підвищує енергетичну ефективність логічних елементів [7].

Моноімітансні логічні елементи є галуззю імітансних логічних елементів, які також відносять до радіочастотних логічних елементів. Такі елементи характеризуються тим, що обробляють інформацію на частоті сигналу без перетворення її на відеоімпульсний сигнал [8]. Радіочастотні логічні елементи досліджували вчені Довгий І. Д., Кувалькін А. Г., Кичак В. М., Семенова О. О. та інші. Однак виділення імітансних логічних елементів як окремого логічного базису було зроблено нещодавно. Значний вклад в розвиток таких логічних елементів зробили вчені Філінюк М. А., Ліщинська Л. Б., Лазарєв О. О.

Монографія розрахована на наукових і інженерно-технічних працівників, що займаються дослідженням і проектуванням елементів, пристроїв і систем обчислювальної техніки, радіоелектроніки і систем керування, а також на аспірантів, магістрів і студентів вищих навчальних закладів.

Розділ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ДОСЯГНЕНЬ У ГАЛУЗІ РОЗРОБКИ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Для підтвердження доцільності розробки і дослідження моноімітансних логічних елементів та компонентів обчислювальних радіосистем на їх основі у розділі проведено аналіз і критеріальне оцінювання параметрів сучасних логічних елементів, що працюють на різних фізичних ефектах, порівняння моноімітансного та мультиімітансного методу побудови логічних елементів, а також аналіз і порівняння сучасних радіочастотних транспондерних систем.

1.1 Класифікація та основні параметри логічних елементів і схем

Незважаючи на різні галузі використання та фізичні основи для реалізації, всі логічні елементи працюють за одними і тими самими принципами булевої логіки: подання інформації у вигляді логічного «0» і логічної «1» [9]–[11].

Однією з головних класифікацій логічних елементів, є класифікація за логічною функцією, яку виконує логічний елемент (ЛЕ). До основних логічних функцій належать функції «НЕ», «АБО» та «І» [12], на їх основі будуються всі інші логічні функції.

Крім класифікації ЛЕ за логічною функцією, варто також навести класифікацію ЛЕ за видом фізичних ефектів, що застосовуються в елементах:

- напівпровідникові логічні елементи;
- оптичні логічні елементи;
- гідравлічні логічні елементи;
- пневматичні логічні елементи;
- біохімічні логічні елементи;
- магнітні логічні елементи;
- радіочастотні логічні елементи;
- імітансні логічні елементи.

Існують також класифікації логічних елементів за іншими параметрами [13]. Класифікація логічних елементів за видом фізичних ефектів,

за інформативним параметром і реалізацією основних логічних елементів, комбінованих та тригерних схем наведена на рис. 1.1 [14]–[19].

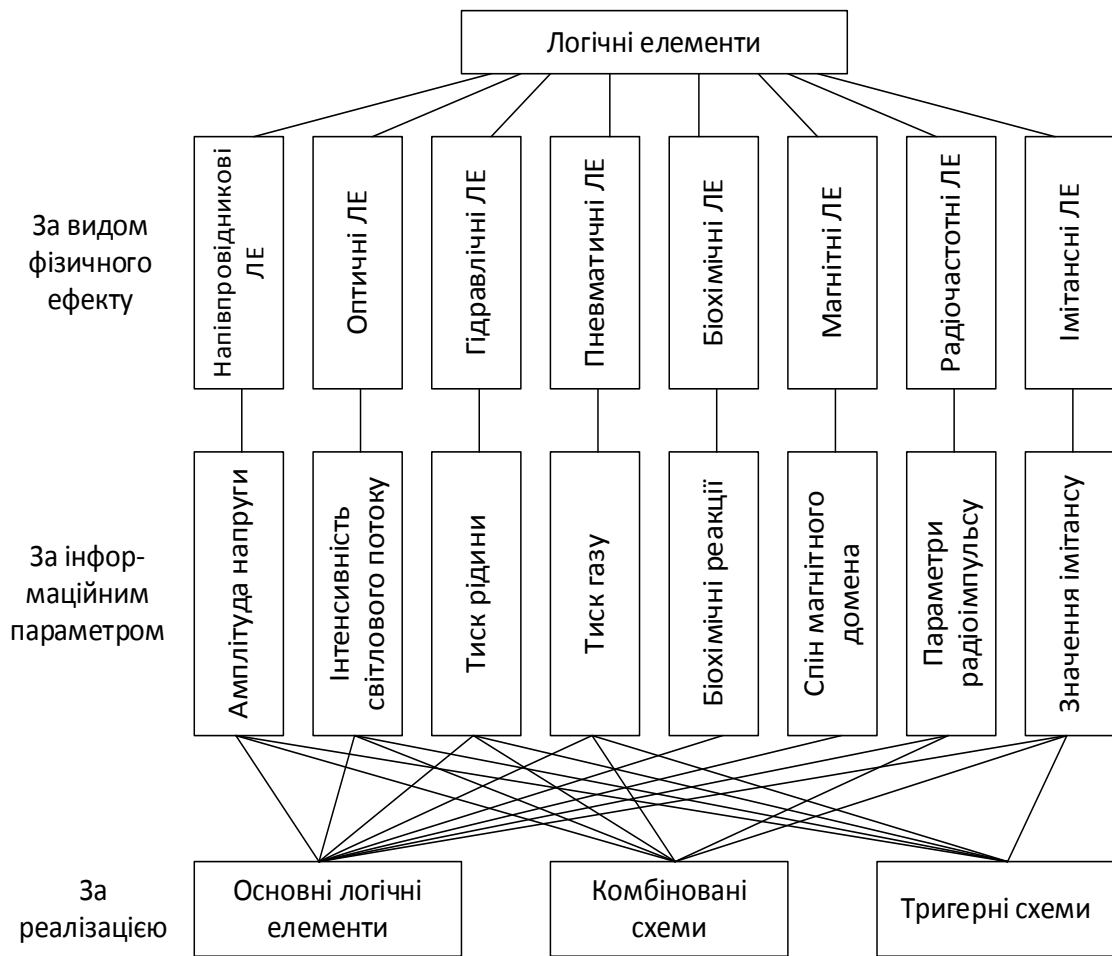


Рисунок 1.1 – Класифікації логічних елементів

Для логічних елементів виділяють такі групи характеристик [20]:

- статичні характеристики;
- динамічні характеристики;
- функціональні характеристики;
- загальні характеристики.

Статичні характеристики логічних елементів описують вимоги до рівнів інформаційних параметрів (напруги, тиску, опору та інше), які позначають логічні рівні «0» і «1». Логіка називається позитивною, якщо високий рівень інформативного параметра визначається як логічна одиниця, а низький рівень – як логічний нуль. Інакше це негативна логіка.

До статичних характеристик логічних елементів також відноситься потужність споживання ЛЕ, яка характеризується середньою потужністю споживання при станах, коли ЛЕ знаходиться в «одиночному» стані і «нульовому» стані,

$$P_{cp} = \frac{P_{(1)} + P_{(0)}}{2}.$$

Динамічні характеристики ЛЕ характеризують часом затримки вихідного сигналу відносно вхідного сигналу [21]:

t_{zm}^{10} – час затримки переходу елемента з одиночного стану в нульовий;

t_{zm}^{01} – час затримки переходу елемента з нульового стану в одиночний;

t_{zmsp} – середній час затримки, який дорівнює $(t_{zm}^{10} + t_{zm}^{01})/2$;

f_{max} – максимальна частота перемикання логічного елемента без збоїв.

Функціональні характеристики ЛЕ характеризуються такими параметрами:

1. Коефіцієнт об'єднання за входом (n) – це кількість однотипних входів логічного елемента.

2. Коефіцієнт розгалуження за виходом (m) – показує кількість логічних елементів того ж самого типу, яких можна під'єднати до виходу цього логічного елемента.

3. Завадостійкість – характеризується максимальною амплітудою завади, яка не викликає помилкового спрацювання схеми (U_{zmax}).

До загальних характеристик логічних елементів відносяться ті характеристики, які характеризують умови їх експлуатації: температурний діапазон, габарити, вага, ціна і т. д.

Розглянуто логічні елементи, які використовують різні фізичні ефекти, та визначено їхні технічні характеристики.

Напівпровідникові логічні елементи. Напівпровідниковими логічними елементами називаються логічні елементи, побудовані на основі напівпровідникових пристроїв, таких як діоди і транзистори. На сьогодні існують такі типи напівпровідникових логічних елементів, розділені за принципом побудови базової схеми [13]:

1. Транзисторна логіка (ТЛ).
2. Резистивно-транзисторна логіка (РТЛ).
3. Діодно-транзисторна логіка (ДТЛ).

4. Транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ).

5. Емітерно-зв'язана логіка (ЕЗЛ).

Крім цього, в останній час набули поширення й інші типи логічних схем, такі як транзисторно-транзисторна логіка з діодом Шотткі (ТТЛШ), а також інтегральна інжекційна логіка (I^2L) і комплементарна логіка, побудована на МОН транзисторах (КМОН). Параметри найбільш широко використовуваних типів напівпровідникових схем наведено в табл. 1.1 [13], [22], [23]:

Таблиця 1.1 – Параметри найпоширеніших типів логічних схем

Параметр	Тип логічної схеми					
	ДТЛ	ТТЛ	ЕЗЛ	ТТЛ Ш	I^2L	КМОН
Коефіцієнт об'єднання за входом	12	2–8	2–25	10–12	3	2–8
Коефіцієнт розгалуження за виходом	5–10	8–25	10–70	10	3–5	10–20
Тривалість затримки сигналу, нс	10–30	5–30	1–4	1–10	10–50	2–12
Завадостійкість, В	0,5–0,6	0,7–1,0	0,3–0,4	2–7	0,02–0,05	2–3
Напруга живлення, В	5–15	5	5,2 ±20 %	5	1–15	0,8–3,3
Потужність споживання, мВт	8–12	1–22	20–50	20	0,01–0,1	0,01–0,1

Потрібно зауважити, що логічні схеми КМОН практично не споживають струму при статичному стані, тому потужність споживання схем КМОН залежить від частоти перемикавання.

Сучасні технології виготовлення напівпровідникових елементів дозволяють зменшити їхні габаритні розміри до десятків нанометрів.

Для подальшого критеріального оцінювання оберемо КМОН-логіку, оскільки на сьогодні вона є однією з найбільш поширених і ефективних серед інших видів напівпровідникових логік.

Незважаючи на значне поширення, на сьогодні все більш помітними стають недоліки напівпровідникових логічних елементів, зокрема обмеження їх швидкодії, зумовлене перехідними процесами у транзисторних структурах [1]. Ще одним недоліком є високий вплив електромагнітних завад на роботу напівпровідникових схем, які можуть

спричинити їх неправильну роботу або вихід з ладу. Це значно обмежує можливість використання напівпровідникової логіки у промисловій та військовій галузях [24], [25].

Оптичні логічні елементи. Використовують як основний фізичний інформативний параметр інтенсивність світлового потоку, логічні операції здійснюються завдяки властивості нелінійного пропускання світла деякими речовинами [2].

Одним з оптичних елементів, на основі якого можна побудувати оптичні логічні елементи, може слугувати трансфазор, який є оптичним аналогом електронного транзистора. Трансфазор переключастся при невеликій зміні інтенсивності лазерного променя, що падає на нього. Час перемикання трансфазора становить декілька пікосекунд, що в сотні-тисячі разів швидше, ніж перемикання електронного транзистора. Найпростіший трансфазор складається з двох плоских дзеркал, які розташовані паралельно одне до одного та розділені певним простором, який називають резонатором і який заповнюється речовиною, що пропускає світло тільки певної довжини хвилі [26].

Швидкодія трансфазора обмежується часом встановлення поля всередині резонатора $t' = 2Ln/c$. Для оптичної довжини резонатора $L = 10$ мкм $t' = 10^{-13}$ с (0,1 пс). Частота перемикання трансфазора залежить від частоти модуляції керівного сигналу, що становить близько 1 ГГц. Трансфазор може бути таким самим мініатюрним, як і електронний транзистор. Його поперечні розміри визначаються перерізом вхідного лазерного пучка, який обмежений довжиною хвилі і можливістю фокусувальної системи. Довжина резонатора становить близько 10 мкм. Для підтримки бістабільного стану в трансфазорі потрібна потужність близько 10 мВт, а енергія перемикання становить приблизно 10^{-15} Дж. Таким чином, енергетична добротність трансфазора практично може досягати значення 10^{-14} , що на 2–3 порядки краще, ніж у електронного транзистора [27].

Трансфазор відноситься до потенційної системи елементів, оскільки він реалізує потенційний спосіб подання цифрової інформації: двійкові змінні «1» і «0» кодуються відповідно високим і низьким рівнем пропускання або інтенсивністю вихідного світлового сигналу [27].

Недоліком оптичних логічних елементів, побудованих на трансформаторі, є те, що для їх нормальної роботи потрібні низькі температури. Нині ведуться дослідження на предмет пошуку елементів, які б могли реалізувати оптичне перемикання при кімнатних температурах [27].

Гідравлічні та пневматичні логічні елементи. Працюють за рахунок зміни тиску рідини. Також пневматичні логічні елементи характеризуються тим, що використовують різницю тиску газів для своєї роботи. Гідравлічні та пневматичні логічні елементи за своєю суттю дуже схожі [28], тому розглядаються як один і той самий тип логічних елементів. На основі гідравлики або пневматики можна побудувати повне сімейство логічних елементів, що реалізують усі базові логічні функції [29].

Гідравлічні та пневматичні логічні елементи мають низькі технічні характеристики. Частота переключання станів складає десятки герц, а затримка вимірюється у мікросекундах [30], що є дуже низьким результатом порівняно з іншими типами логічних елементів. Також гідравлічні та пневматичні елементи мають значні габаритні показники і порівняно невеликий ресурс – до 10^7 циклів.

Біохімічні логічні елементи. У біохімічних логічних елементах логічні функції реалізуються на основі простих біологічних організмів, зокрема бактерій. Прикладом цього може бути використання бактерії *E. Coli* зі штучно зміненою ДНК, на основі якої створили базові логічні елементи, що в майбутньому мають перспективу стати основою біологічних процесорів [31]. Створені логічні елементи поведуться, як їх електронні аналоги. Крім цього, нові бактеріальні логічні елементи мають спеціальну структуру, яка дозволить їх використовувати як модулі для побудови більш складних елементів, що виконують складні логічні операції.

Характеристики таких біохімічних логічних елементів поки що не можуть конкурувати з характеристиками інших типів логічних елементів. Наприклад, час перемикання біохімічного логічного елемента може становити декілька годин [31]. На сьогодні можливості для реалізації складних логічних обчислень функції в живих клітинах досить обмежені, оскільки доступні лише деякі добре охарактеризовані й універсальні генетичні будівельні блоки [32].

Магнітні логічні елементи. Галузь науки, що вивчає магнітні логічні елементи, називають спінтронікою, оскільки для реалізації логічних функцій в такому випадку використовуються магнітні домени, де стан логічного «0» або «1» визначається спіном цих доменів [4].

На основі явища магнітного спіну доменів можна побудувати більшість базових і комплексних логічних елементів та схем [33]. Цей напрямок є досить перспективним, тому що отримані на поточний момент магнітні логічні елементи мають високі технічні характеристики:

- малі розміри (приблизно 10–100 нм);
- низьке споживання потужності (приблизно 1 нВ на одне перемикування);
- енергонезалежність (не потребують джерела живлення для підтримки логічного стану);
- висока швидкодія (100 МГц, теоретично може бути збільшена до 10 ГГц).
- малий час перемикування, що дорівнює 0,1–2 нс.
- висока щільність упаковки.

Однак основним недоліком магнітних логічних елементів є їхня залежність від температури. Більшість магнітних логічних елементів не можуть працювати при кімнатній температурі, що на сьогодні є основним гальмівним чинником [34].

Радіочастотні логічні елементи. Радіочастотними логічними елементами називаються такі елементи, у яких як інформаційні параметри використовуються радіочастотні сигнали. Це дозволяє обробляти сигнали безпосередньо на несучій частоті [8]. При радіочастотному поданні інформації її носієм є радіоімпульси та у випадку двійкового подання одиниці і нулю відповідають наявність і відсутність радіоімпульсу [35].

Основними характеристиками таких імпульсів є амплітуда, частота і фаза сигналу. Відповідно всі ці характеристики можуть використовуватись як інформаційні параметри для амплітудного, частотоімпульсного і фазо-імпульсного подання інформації. Дослідження показали, що найбільш ефективним методом є частото-імпульсне подання інформації [35], тому для радіочастотних логічних елементів основним інформативним параметром обрано несучу частоту радіосигна-

лу. У цьому випадку одиниці та нулю відповідають радіоімпульси, що відрізняються частотами заповнення, тобто логічній одиниці відповідає радіоімпульс з відповідною частотою заповнення, а логічному нулю – відсутність радіоімпульсу [35].

Основні технічні характеристики радіочастотних логічних елементів:

1. Завадостійкість

Частотна модуляція має значно кращу завадостійкість, ніж амплітудна, фазова або часова модуляції сигналів [36], [37], тому радіочастотні логічні елементи більш стійкі до завад, ніж напівпровідникові логічні елементи.

2. Споживання потужності

Радіочастотні ЛЕ споживають менше потужності, ніж напівпровідникові, тому що для напівпровідникових ЛЕ використовуються два логічні рівні – відсутність сигналу і високий рівень, при якому споживається значний струм, в той час як радіочастотні елементи не потребують великої амплітуди сигналу [35]. Середня потужність, що затрачається на переключання радіочастотних логічних елементів, становить 10^{-6} Вт [38].

3. Швидкодія

Застосування частотного методу подання інформації дає можливість виключити із схем значну кількість перемикальних елементів, перехідні процеси в яких є основними джерелами зниження швидкодії. Крім того, поріг спрацювання частотних елементів може бути значно нижчим, ніж напівпровідникових. Тому радіочастотні ЛЕ потенційно мають значно більшу швидкодію, ніж напівпровідникові ЛЕ [35]. Експериментальні зразки працювали на частотах, що дорівнювали одиницям гігагерц, причому час перемикання елементів становив 10 нс [38].

4. Простота технічної реалізації

Відносно зменшення обсягу обладнання в радіоімпульсній системі порівняно з напівпровідниковою визначається за виразом [39]:

$$\frac{Q_p}{Q_B} = \frac{2}{N} + \frac{1}{n}, \quad (1.1)$$

де N – кількість пристроїв в обчислювальному комплексі; n – кількість розрядів числа; Q_p, Q_b – загальний обсяг обладнання в радіоімпульсній та напівпровідниковій системах [35].

Однак через використання у складі радіочастотних логічних елементів транзисторів, можливість підвищення швидкодії у таких елементах є обмеженою. Також такі елементи є активними, що знижує їхню енергетичну ефективність. Крім того, використання напівпровідникових структур, що працюють в нелінійному режимі, зумовлює зниження завадостійкості до електромагнітних завад.

Мультиімітансні логічні елементи. Як мультиімітансні логічні елементи розглядаються активні елементи, побудовані на біполярному транзисторі. Експериментальні дослідження [7] показали, що при реалізації імітансних ЛЕ на біполярних транзисторах з граничною частотою, що дорівнює 10 ГГц, час переключення не перевищує 0,25 періоду, що становить менше 30 пс, і може бути зменшено за рахунок використання більш високочастотних транзисторів та оптимізації діапазону зміни перетворюваних імітансів. Коефіцієнт об'єднання за входом залежить від величини перетворюваного імітансу та розкиду параметрів компонентів. За 5 % розкиду величина $K_{об} \approx (20-40)$ од. Величина коефіцієнта розгалуження за виходом обмежена коефіцієнтом шуму УПІ і шумовою смугою частот. Споживана потужність імітансних ЛЕ знаходиться на рівні споживання сучасних напівпровідникових логічних елементів, але потужність, яка витрачається на переключення з одного логічного стану в інший, значно менша (менше 10^{-4} Вт). Оскільки мультиімітансні логічні елементи використовують ту саму елементну базу, що і напівпровідникові елементи, вони мають подібні габаритні розміри, але також і ті самі недоліки, пов'язані з обмеженням швидкодії та енергоспоживання.

Моноімітансні пасивні логічні елементи. Як моноімітансні пасивні логічні елементи розглядаються елементи, побудовані на відрізках лінії передачі. Швидкодія будь-якого моноімітансного пасивного логічного елемента, побудованого на відрізку лінії передачі, визначається затримкою встановлення імітансу виходу логічного елемента при зміні значення імітансу кола, підключеного до його входу. Для моноімітансного логічного R-елемента «НЕ» ця затримка визначає-

ться часом проходження електромагнітної хвилі від входу до виходу елемента та залежить від довжини відрізка лінії передачі l і швидкості \mathcal{V} електромагнітної хвилі в лінії передачі.

$$\tau = l/\mathcal{V} = \frac{l\sqrt{\epsilon\mu}}{c}, \quad (1.2)$$

де $\mathcal{V} = c/\sqrt{\epsilon\mu}$ – швидкість електромагнітної хвилі в лінії передачі; c – швидкість світла у вільному просторі, ϵ і μ – відповідно відносні діелектрична і магнітна проникності діелектричного матеріалу, що заповнює лінію передач між провідниками.

Для моноімітансного логічного R-елемента «HE», що реалізується на основі мікрополоскової лінії з діелектричним заповненням, при $l = \lambda/4$, $\mu = 1$ маємо

$$\tau(\text{HE}) = \sqrt{\epsilon}/4f. \quad (1.3)$$

Наприклад, при використанні в ролі діелектричної підкладки кераміки з $\epsilon = 9$, на частоті 10 ГГц, маємо потенційне значення часу затримки $\tau_1(HI) = 75$ пс. При використанні повітряного діелектрика маємо $\epsilon = 1$; $\tau_2(HI) = 25$ пс. Збільшення несучої частоти до 100 ГГц веде до зростання швидкодії моноімітансного логічного елемента відповідно до $\tau'_1(HI) = 7,5$ пс і $\tau'_2(HI) = 2,5$ пс. Ще більшої швидкодії можна досягти в моноімітансного логічного елемента «I», у якого довжина відрізків лінії передачі $l_1 \ll \lambda$, $l_2 \ll \lambda$. Потенційна швидкодія моноімітансного логічного елемента «АБО», у якого довжина відрізка лінії передачі між входом і виходом дорівнює $l = l_1 + l_2$, коли $l_1 = l_2$, становить $\tau(\text{АБО}) = \sqrt{\epsilon}/2f$, оскільки спостерігається дворазова затримка сигналу порівняно з моноімітансним логічним елементом «HE» [40].

Одним з найважливіших параметрів моноімітансного логічного елемента є величина споживаної потужності. З огляду на те, що моноімітансні логічні елементи, побудовані на відрізках лінії передачі, працюють без використання постійного джерела живлення ($P_0 = 0$), основні витрати енергії пов'язані з енергетичними втратами в відрізках лінії передачі P_L або розсіюванням сигналу P_R на омичному опорі

R_{ex} кола, який підключається до входу моноімітансного логічного елемента. Внаслідок малої довжини використовуваних відрізків лінії передачі і низького значення $tg\delta \leq 10^{-4}$, використовуваного діелектрика підкладки, втратами P_L в лінії передачі можна знехтувати [40].

Потужність P_R сигналу, яка розсіюється на опорі R_{ex} , залежить від потужності сигналу P_{\sim} несучої частоти. Її мінімальне значення $P_{\sim min}$ має бути більшим потужності шумів, створюваних омичним опором R_{ex} [41],

$$P_{ш} = 4kT\Delta f, \quad (1.4)$$

де k – стала Больцмана; Δf – смуга робочих частот; T – абсолютна температура.

Мінімальна смуга робочих частот визначається стабільністю частоти опорного генератора. Наприклад, при відносній стабільності частоти генератора $\Delta f/f = 10^{-6}$ і несучій частоті 1 ГГц, робоча смуга частот логічного елемента дорівнює 1 кГц. В цьому випадку $P_{ш} = 4 \cdot 290 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 10^3 = 1,6 \cdot 10^{-17}$ Вт. Звідки $P_{ex\sim} > 1,6 \cdot 10^{-17}$ Вт. З урахуванням необхідності забезпечення коефіцієнта розгалуження за виходом $K_{роз}$ потужність сигналу, споживана моноімітансним логічним елементом, буде дорівнювати $P_{\sim min} = 4kT\Delta f K_{роз}$ [40].

Габаритні розміри моноімітансних логічних елементів залежать від довжини відрізків лінії передачі, які визначаються робочою частотою.

Завдяки використанню імітансу як інформативного параметра моноімітансна логіка є стійкою до електромагнітних завад, оскільки шуми, стрибки напруги та струму у схемі не впливають на значення імітансу на виході схеми.

Таким чином, можемо зробити висновок, що на фоні існуючих логічних елементів розробка моноімітансних логічних елементів є перспективною завдяки можливості підвищення швидкодії, зменшення впливу електромагнітних завад на інформативний сигнал та зменшення енергоспоживання завдяки зниженню порогу мінімальної напруги.

1.2 Критеріальне оцінювання ефективності логічних елементів

На основі параметрів логічних елементів, отриманих в результаті вищенаведеного аналізу, проведемо обґрунтування критеріїв ефективності за основними параметрами і розрахуємо інтегральний критерій ефективності для кожного виду логічних елементів.

1.2.1 Обґрунтування критеріїв ефективності

Для порівняння ефективності логічних елементів різних типів скористаємось критеріальною оцінкою ефективності. На первинному етапі критеріального оцінювання вирішується задача обґрунтування основних критеріїв, за якими буде визначатись ефективність логічних елементів. Загалом під критерієм ефективності розуміють аналітичний вираз, який використовується для порівняння затрат різних інформаційних пристроїв для виконання своїх функціональних призначень [42]–[44].

На роботу ЛЕ впливають багато параметрів, але для спрощення розрахунків вибрано декілька найважливіших параметрів ЛЕ для формулювання відповідних критеріїв ефективності:

1. Швидкодія – характеризує максимально можливу частоту переключення станів ЛЕ за одну секунду, (Гц).
2. Тривалість затримки сигналу – тривалість перемикавання ЛЕ з одного стану в інший, (с);
3. Споживана потужність – споживання потужності для підтримки робочого стану логічного елемента, (Вт).
4. Потужність перемикавання – потужність, що затрачається для перемикавання логічного елемента з одного логічного стану в інший, (Вт).
5. Габаритні розміри – розмір ЛЕ за однією віссю, (м).

На основі наведених параметрів аналітичним шляхом сформулюємо відповідні критерії ефективності для логічних елементів:

1. Коефіцієнт швидкодії

$$\eta_{Ш} = \frac{F_{\max}}{F'_{\max}}; \quad (1.5)$$

де F'_{\max} – максимальна частота роботи логічного елемента, що має найбільше значення цього параметра порівняно з іншими видами логічних елементів; F_{\max} – максимальна частота роботи логічного елемента, для якого обраховується коефіцієнт.

2. Коефіцієнт затримки сигналу

$$\eta_{ЗС} = \frac{t'}{t}; \quad (1.6)$$

де t' – тривалість затримки сигналу логічного елемента, що має найменше значення логічних елементів; t – тривалість затримки сигналу логічного елемента, для якого розраховується коефіцієнт.

3. Коефіцієнт споживаної потужності

$$\eta_{СП} = \frac{P'}{P}; \quad (1.7)$$

де P' – споживання потужності логічного елемента, що має найменше значення логічних елементів; P – споживання потужності логічного елемента, для якого розраховується критерій ефективності. У випадку, якщо найменша споживана потужність буде дорівнювати 0, замість неї береться значення наступного найменшого значення споживаної потужності, поділене на 100.

4. Коефіцієнт потужності перемикання

$$\eta_{ПП} = \frac{P'_{П}}{P_{П}}; \quad (1.8)$$

де P' – потужність перемикання логічного елемента з найменшим значенням цього параметра порівняно з іншими видами логічних елементів; P – потужність перемикання логічного елемента, для якого розраховується критерій ефективності.

5. Коефіцієнт габаритних розмірів

$$\eta_{ГР} = \frac{L'}{L}; \quad (1.9)$$

де L' – розмір по одній осі логічного елемента, що має найменше значення цього параметра порівняно з іншими видами логічних елементів; L – розмір по одній осі логічного елемента, для якого розраховується коефіцієнт.

Для розрахунку інтегрального критерію ефективності використано таку формулу:

$$E = \sqrt[n]{\prod_{i=1}^n \eta_i} = \sqrt[5]{\eta_{Ш} \cdot \eta_{ЗС} \cdot \eta_{СП} \cdot \eta_{ПП} \cdot \eta_{ГР}}. \quad (1.10)$$

Часткові критерії ефективності та інтегральний критерій ефективності є нормованими і можуть набувати значень від 0 до 1 [43].

1.2.2 Порівняльне критеріальне оцінювання ефективності логічних елементів

На основі отриманих відомостей у попередніх пунктах наведемо коефіцієнти критеріїв ефективності для кожного типу логічних елементів (табл. 1.2):

Таблиця 1.2 – Коефіцієнти критеріїв ефективності для різних типів логічних елементів

Тип ЛЕ	Швидкодія, (Гц)	Тривалість затримки сигналу, (с)	Споживання потужності, (Вт)	Потужність перемикання, (Вт)	Габаритні розміри, (м)
Напівпровідникові	10^9	10^{-9}	≈ 0	10^{-4}	10^{-8}
Оптичні	10^9	10^{-12}	10^{-2}	10^{-15}	10^{-5}
Гідравлічні і пневматичні	10	10^{-3}	0	–	10^{-2}
Біохімічні	–	10^3	–	–	10^{-5}
Магнітні	10^8	10^{-10}	0	10^{-9}	10^{-8}
Радіочастотні	10^9	10^{-8}	0	10^{-6}	10^{-6}
Мультимітансні	10^{10}	10^{-11}	10^{-2}	10^{-4}	10^{-7}
Моноімітансні	10^{11}	10^{-12}	0	10^{-17}	10^{-3}

Як бачимо з порівняльної табл. 1.2, гідравлічні, пневматичні і біохімічні логічні елементи мають значно гірші показники роботи за всіма параметрами, тому немає сенсу проводити для них критеріальне оцінювання ефективності. Розрахуємо часткові критерії ефективності та інтегральний критерій ефективності для всіх інших видів логічних елементів за допомогою формул (1.5)–(1.10):

1. Напівпровідникові логічні елементи:

$$\eta_{\text{Ш}} = \frac{F_{\text{max}}}{F'_{\text{max}}} = \frac{10^9}{10^{11}} = 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{ЗС}} = \frac{t'}{t} = \frac{10^{-12}}{10^{-9}} = 10^{-3};$$

$$\eta_{\text{СП}} = \frac{P'}{P} = \frac{0}{0} - \text{будемо вважати за 1};$$

$$\eta_{\text{III}} = \frac{P'_{\text{II}}}{P_{\text{II}}} = \frac{10^{-17}}{10^{-4}} = 10^{-13};$$

$$\eta_{\text{ГР}} = \frac{L'}{L} = \frac{10^{-8}}{10^{-8}} = 1;$$

$$E = \sqrt[5]{\eta_{\text{Ш}} \cdot \eta_{\text{ЗС}} \cdot \eta_{\text{СП}} \cdot \eta_{\text{III}} \cdot \eta_{\text{ГР}}} = \sqrt[5]{10^{-2} \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-13} \cdot 1} = 2,5 \cdot 10^{-4}.$$

2. Оптичні логічні елементи:

$$\eta_{\text{Ш}} = \frac{F_{\text{max}}}{F'_{\text{max}}} = \frac{10^9}{10^{11}} = 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{ЗС}} = \frac{t'}{t} = \frac{10^{-12}}{10^{-12}} = 1;$$

$$\eta_{\text{СП}} = \frac{P'}{P} = \frac{0}{10^{-2}} - \text{будемо вважати за } 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{III}} = \frac{P'_{\text{II}}}{P_{\text{II}}} = \frac{10^{-17}}{10^{-15}} = 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{ГР}} = \frac{L'}{L} = \frac{10^{-8}}{10^{-5}} = 10^{-3};$$

$$E = \sqrt[5]{\eta_{\text{Ш}} \cdot \eta_{\text{ЗС}} \cdot \eta_{\text{СП}} \cdot \eta_{\text{III}} \cdot \eta_{\text{ГР}}} = \sqrt[5]{10^{-2} \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-3}} = 1,6 \cdot 10^{-2}.$$

Магнітні логічні елементи:

$$\eta_{\text{Ш}} = \frac{F_{\text{max}}}{F'_{\text{max}}} = \frac{10^8}{10^{11}} = 10^{-3};$$

$$\eta_{\text{ЗС}} = \frac{t'}{t} = \frac{10^{-12}}{10^{-10}} = 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{СП}} = \frac{P'}{P} = \frac{0}{0} - \text{будемо вважати за } 1;$$

$$\eta_{\text{III}} = \frac{P'_{\text{II}}}{P_{\text{II}}} = \frac{10^{-17}}{10^{-9}} = 10^{-8};$$

$$\eta_{\text{ГР}} = \frac{L'}{L} = \frac{10^{-8}}{10^{-8}} = 1;$$

$$E = \sqrt[5]{\eta_{\text{Ш}} \cdot \eta_{\text{ЗС}} \cdot \eta_{\text{СП}} \cdot \eta_{\text{III}} \cdot \eta_{\text{ГР}}} = \sqrt[5]{10^{-3} \cdot 10^{-2} \cdot 1 \cdot 10^{-8} \cdot 1} = 2,5 \cdot 10^{-3}.$$

3. Радіочастотні логічні елементи:

$$\eta_{\text{Ш}} = \frac{F_{\text{max}}'}{F_{\text{max}}} = \frac{10^9}{10^{11}} = 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{ЗС}} = \frac{t'}{t} = \frac{10^{-12}}{10^{-8}} = 10^{-4};$$

$$\eta_{\text{СП}} = \frac{P'}{P} = \frac{0}{0} \text{ - будемо вважати за } 1;$$

$$\eta_{\text{ПП}} = \frac{P'_{\text{П}}}{P_{\text{П}}} = \frac{10^{-17}}{10^{-6}} = 10^{-11};$$

$$\eta_{\text{ГР}} = \frac{L'}{L} = \frac{10^{-8}}{10^{-6}} = 10^{-2};$$

$$E = \sqrt[5]{\eta_{\text{Ш}} \cdot \eta_{\text{ЗС}} \cdot \eta_{\text{СП}} \cdot \eta_{\text{ПП}} \cdot \eta_{\text{ГР}}} = \sqrt[5]{10^{-2} \cdot 10^{-4} \cdot 1 \cdot 10^{-11} \cdot 10^{-2}} = 1,58 \cdot 10^{-4}.$$

4. Мультимітансні логічні елементи:

$$\eta_{\text{Ш}} = \frac{F_{\text{max}}'}{F_{\text{max}}} = \frac{10^{10}}{10^{11}} = 10^{-1};$$

$$\eta_{\text{ЗС}} = \frac{t'}{t} = \frac{10^{-12}}{10^{-11}} = 10^{-1};$$

$$\eta_{\text{СП}} = \frac{P'}{P} = \frac{0}{10^{-2}} \text{ - будемо вважати за } 10^{-2};$$

$$\eta_{\text{ПП}} = \frac{P'_{\text{П}}}{P_{\text{П}}} = \frac{10^{-17}}{10^{-4}} = 10^{-13};$$

$$\eta_{\text{ГР}} = \frac{L'}{L} = \frac{10^{-8}}{10^{-7}} = 10^{-1};$$

$$E = \sqrt[5]{\eta_{\text{Ш}} \cdot \eta_{\text{ЗС}} \cdot \eta_{\text{СП}} \cdot \eta_{\text{ПП}} \cdot \eta_{\text{ГР}}} = \sqrt[5]{10^{-1} \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-2} \cdot 10^{-13} \cdot 10^{-1}} = 2,5 \cdot 10^{-4}.$$

5. Моноімітансні логічні елементи:

$$\eta_{\text{Ш}} = \frac{F_{\text{max}}'}{F_{\text{max}}} = \frac{10^{11}}{10^{11}} = 1;$$

$$\eta_{ЗС} = \frac{t'}{t} = \frac{10^{-12}}{10^{-12}} = 1;$$

$$\eta_{СП} = \frac{P'}{P} = \frac{0}{0} \text{ – будемо вважати за 1};$$

$$\eta_{ПШ} = \frac{P'_{П}}{P_{П}} = \frac{10^{-17}}{10^{-17}} = 1;$$

$$\eta_{ГР} = \frac{L'}{L} = \frac{10^{-8}}{10^{-3}} = 10^{-5};$$

$$E = \sqrt[5]{\eta_{ПШ} \cdot \eta_{ЗС} \cdot \eta_{СП} \cdot \eta_{ПШ} \cdot \eta_{ГР}} = \sqrt[5]{1 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 10^{-5}} = 10^{-1}.$$

Зведемо отримані результати в табл. 1.3.

Таблиця 1.3 – Критеріальна оцінка ефективності різних типів ЛЕ

Тип ЛЕ	Напівпровідникові	Радіочастотні	Оптичні	Магнітні	Мультимітансні	Моноімітансні
Інтегральний критерій ефективності	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	10^{-1}

З табл. 1.3 бачимо, що найбільш ефективним за вищенаведеними критеріями може бути використання моноімітансних логічних елементів. Порівняно високу ефективність мають також і оптичні, і магнітні логічні елементи, але їхнім недоліком є те, що вони не можуть працювати при кімнатній температурі. Також в результаті аналізу виявлено, що моноімітансні логічні елементи порівняно з іншими видами логічних елементів мають високу швидкодію, яка може сягати значення десятків пікосекунд, високу завадостійкість завдяки відсутності впливу на інформативний параметр електромагнітних завад, низьке енергоспоживання та малий поріг мінімальної робочої напруги завдяки відсутності активних елементів.

Перелік літератури до розділу 1

1. Тарас Саламанюк, «У присмерках Мура: про причини та наслідки сповільнення цифрового поступу,» Спільне, 2017. [Електронний ресурс]. Режим доступу: commons.com.ua/uk/u-prismerkah-mura. Дата звернення: Груд. 12, 2017.
2. H. Arsenault, *Optical processing and computing*. Cambridge, USA: Academic Press, 2012.
3. А. В. Шейпак, А. А. Лепешкин, и А. А. Михайлин, *Гидравлика и гидронневмопривод*. Москва, Россия: МГИУ, 2007.
4. D. A. Allwood, G. Xiong, C. Faulkner, and R. Cowburn, “Magnetic domain wall logic,” *Science (New York)*, vol. 309, pp. 1668–1692, 2005.
5. Л. Б. Ліщинська та М. А. Філінюк, «Імітансна логіка», *Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія*. № 2, с. 25–31, 2010.
6. В. С. Глухов, і М. В. Ногаль «Спеціалізований однорозрядний процесор для захисту інформації в гарантоздатних системах,» *Радіоелектронні і комп’ютерні системи*. № 5, с. 104–108, 2008.
7. Л. Б. Ліщинська, «Оцінка основних параметрів імітансних логічних елементів,» *Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія*. № 3, с. 45–52, 2011.
8. В. М. Кичак, та О. О. Семенова, *Радіочастотні та широтно-імпульсні елементи цифрової техніки*, Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008.
9. Н. Г. Захаров, и Р. А. Сайфутдинов, *Вычислительная техника*. Ульяновск, Россия: УлГТУ, 2007.
10. П. Хоровиц, и В. Хилл, *Искусство схемотехники*. Москва, Россия: БИНОМ, 2004.
11. Н. П. Бабич, и И. А. Жуков, *Компьютерная схемотехника: методы построения и проектирования*. Москва, Россия: МК-Пресс, 2004.
12. О. М. Воробйова, и В. Д. Іванченко, *Основи схемотехніки*. Одеса, Україна: Фенікс, 2009.
13. И. М. Николаев, и Н. А. Филинюк, *Микроэлектронные устройства и основы их проектирования*. Москва, Россия: Энергия, 1979.
14. Г. Л. Лысенко, и Д. С. Костюченко, «Построение элементов оптоэлектронной памяти с использованием электроабсорбционных модуляторов света,» *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, № 1 (23), с. 88–92, 2012.
15. Mohamed Nady, Khalid F. A. Hussein, and Abd-El-hadi A. Ammar, “Ultrafast all-optical full adder using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based mach-zehnder interferometer,” *Progress In Electromagnetics Research B.*, vol. 54, pp. 69–88, 2013.

16. Пневматический и электропневматический триггеры. Пневмо-ЭлектроСервис [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://pes-rus.ru/catalog/pnevmaticheskiy-i-elektropnevmaticheskiy-triggery>. Дата звернення: Берез. 24, 2015.
17. А. И. Бирман, А. П. Бененсон, и Г. И. Зальцберг, «Пневматический сумматор,» Пат. 951325 СССР, опубл. 15.08.82.
18. Ю. А. Тупчий, «Імітансний суматор по модулю два,» на XVI науково-технічній конференції підрозділів ВНТУ, Вінниця, 2017. [Електронний доступ]. Режим доступа: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-frtzip/all-frtzip-2017/paper/view/3086>. Дата звернення: Жовт. 3, 2017.
19. Л. Б. Ліщинська, С. Є. Фурса, та М. А. Філінюк, «Імітансний RS-тригер», МПК Р03К 3/01, № u201110894, опубл. 10.04.2012.
20. А. Шестеркин, *Система моделирования и исследования радиоэлектронных устройств Multisim 10*, Москва, Россия: Litres, 2014.
21. С. Н. Лехин, *Схемотехника ЭВМ*, Санкт-Петербург, Россия: БХВ-Петербург, 2010.
22. Н. М. Соломатин, *Логические элементы ЭВМ*, Москва, Россия: Высшая школа, 1990.
23. Vibha Soni, and Nitin Naiyar, “Comparison of logic families using nand gate,” *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology*, vol. 2, Issue 10, pp. 573–576, 2013. [Online] Available: http://www.academia.edu/5227774/COMPARISON_OF_LOGIC_FAMILIES_USING_NAND_GATE. Accessed on: May 18, 2015.
24. В. Д. Попов, «Проблемы и возможности применения коммерческих интегральных схем в военной и космической технике,» *Инженерная микроэлектроника*, № 5, с. 28–32, 1999.
25. R. P. Clayton, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2006.
26. E. Abraham, C. T. Seaton, and S. D. Smith, “The optical computer,” *Scientific American*, vol. 248, pp. 85–93, 1983.
27. А. А. Акаев, и С. А. Майоров, *Оптические методы обработки информации*, Москва, Россия: Высшая школа, 1988.
28. В. Н. Гудинов, *Устройства гидропневмоавтоматики*, Омск, Россия: ОмГТУ, 2008.
29. В. А. Федорец, *Гидроприводы и гидропневмоавтоматика станков*, Москва, Россия: Рипол Классик, 1987.
30. М. Ю. Рачков, *Пневматические средства автоматизации*, Москва, Россия: МГИУ, 2007.
31. В. Wang, and M. Buck, “Rapid engineering of versatile molecular logic gates using heterologous genetic transcriptional modules,” *Chem. Commun.*, vol. 50, no. 79, pp. 11642–11644, 2014.

32. B. Wang, and M. Buck, "Customizing cell signaling using engineered genetic logic circuits," *Trends in Microbiology*, vol. 20, no. 8, pp. 376–384, 2012.
33. M. A. Sakhbetdinov, and P. F. Kartsev "Schemes of effective magnetic and and xor logic elements," *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*, vol. 71, no. 8, pp. 1115–1117, 2007.
34. Dietl et al., "Zener model description of ferromagnetism in zinc-blende magnetic semiconductors," *Science (New York)*, vol. 287, no. 5455, pp. 1019–1022, 2000.
35. В. М. Кичак, *Синтез частотно-імпульсних елементів цифрової техніки*, Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005.
36. А. А. Волков «Сравнительная оценка помехоустойчивости систем с однополосной и балансной модуляцией,» *Радиотехника*, № 1, 2, с. 27–34, 1995.
37. И. В. Кузьмін, та В. А. Кедрус, *Основы теории информации и кодирования*, Київ, Україна: Вища школа, 1977.
38. Ф. Д. Касимов, Ф. Г. Агаев, и Н. А. Филиньюк, *Физико-технические особенности проектирования кремниевых микроэлектронных преобразователей на основе негетероструктур*, Баку, Азербайджан: ЭЛМ, 1999.
39. К. Г. Кнорре, В. М. Тузов, и Г. И. Шур, *Фазовые и частотные информационные СВЧ элементы*, Москва, Россия: Советское радио, 1975.
40. М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансные логические RLC-элементы,» *Вісник Хмельницького національного університету*, № 3 (225), с. 117–121, 2015.
41. В. И. Борисов, *Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации*, Москва, Россия: Наука, 2009.
42. Н. А. Филиньюк, А. А. Лазарев, Л. Б. Лищинская, и В. П. Стахов, «Критериальная оценка эффективности токовых конвейеров,» *Восточно-Европейский Журнал Передовых Технологий*, т. 4, № 8 (64), с. 17–21, 2013.
43. Ле Туан Ту, Р. А. Анфилов, и Н. А. Филиньюк, «Аналитические требования к критериям эффективности информационных устройств,» *УНІВЕРСУМ-Вінниця*, т. 3, с. 56–62, 1997.
44. М. А. Філінюк, О. О. Лазарев, Л. Б. Ліщинська, та В. П. Стахов, «Критериальная оценка эффективности токовых конвейеров,» на *3 міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія»*, Вінниця, ВНТУ, 2012, с. 264–265.

Розділ 2

МЕТОД СИНТЕЗУ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

2.1 Порівняння методів мультиімітансної та моноімітансної логік

На сьогодні найбільш поширеним методом реалізації логічних функцій є використання властивостей напівпровідникових структур для керування рівнями напруги, що позначають логічні стани «0» і «1». Однак існують і інші фізичні основи для реалізації логічних функцій, однією з яких є використання імітансу як інформативного параметра цифрових схем. Імітансні логічні елементи відносяться до радіочастотних логічних елементів, але використовують як інформативний параметр активну, ємнісну та індуктивну складові імітансу [1]. На сьогодні існують два методи побудови таких елементів – на основі принципів моноімітансної та мультиімітансної логік.

У разі використання методу моноімітансної логіки логічний елемент використовує як інформативний параметр один вид імітансу. У випадку використання методу мультиімітансної логіки – комбінацію декількох видів імітансу. Відповідно такі елементи називають моноімітансними та мультиімітансними [2]. Повну класифікацію імітансних логічних елементів наведено на рис. 2.1 [3].

У мультиімітансному методі під імітансом, що використовується як інформативний параметр, розуміється повний опір (імпеданс) $Z = \text{Re}Z + j\text{Im}Z$ або повна провідність (адмітанс) $Y = \text{Re}Y + j\text{Im}Y$. У загальному випадку це комплексні величини, що мають дійсну $\text{Re}Z$ та уявну $\text{Im}Z$ частото-залежні частини. Дійсна частина є диференціальним параметром: опором $R = \text{Re}Z = \partial u / \partial i$ або провідністю $G = \text{Re}Y = \partial i / \partial u$, які можуть бути як позитивними $R^{(+)}(G^{(+)}) > 0$, так і негативними $R^{(-)}(G^{(-)}) < 0$. Уявна частина також є диференціальним параметром і характеризується диференціальною ємністю $C = 1 / \omega \text{Im}Z = \text{Im}Y / \omega$ або диференціальною індуктивністю $L = 1 / \omega \text{Im}Y = \text{Im}Z / \omega$, які можуть бути як позитивними $C^{(+)}(L^{(+)}) > 0$,

так і негативними $C^{(-)}(L^{(-)}) < 0$. Тобто, у загальному випадку мультиімітансна логіка може характеризуватись такими видами імітансу: $R^{(+)}$, $R^{(-)}$, $G^{(+)}$, $G^{(-)}$, $C^{(+)}$, $C^{(-)}$, $L^{(+)}$, $L^{(-)}$ [4].

Таким чином, можливі комбінації імітансів, що використовуються як інформативні параметри у мультиімітансних логічних елементах, подано у табл. 2.1 [5].

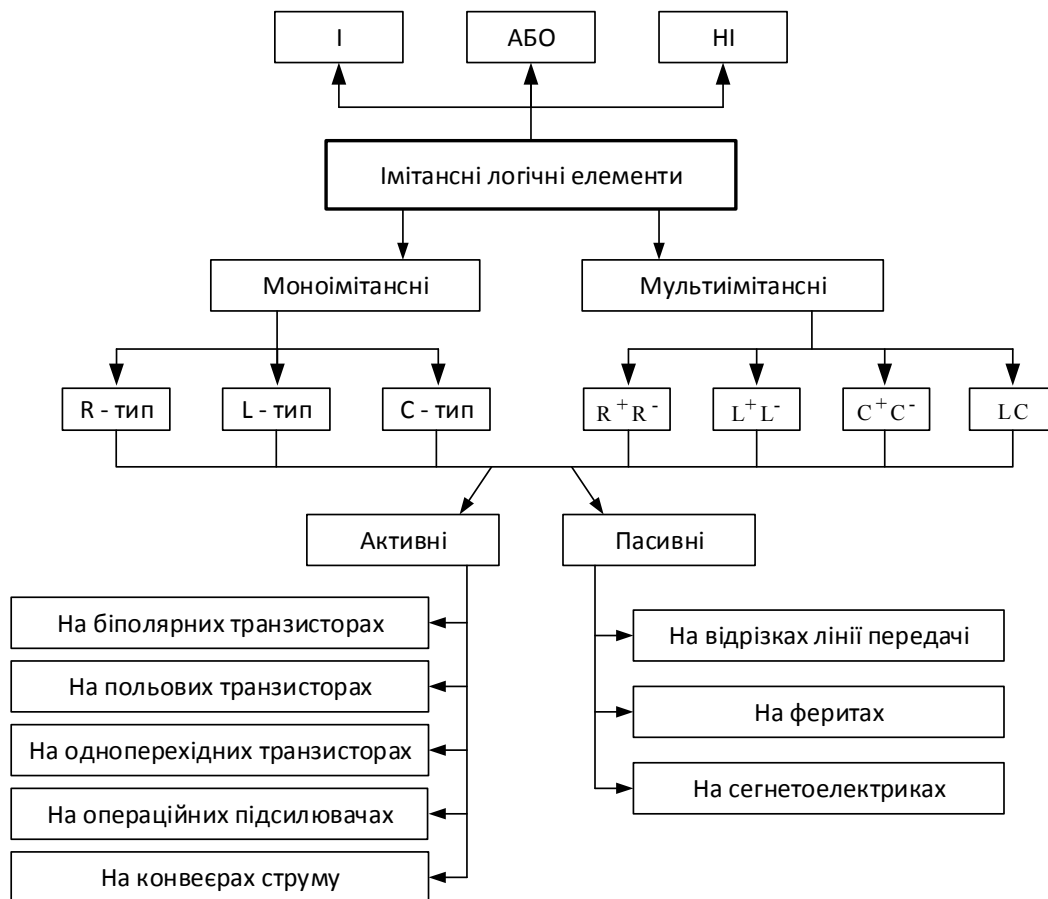


Рисунок 2.1 – Класифікація імітансних логічних елементів

Також й імітансні логічні елементи, побудовані за моноімітансним методом, на сьогодні ще майже не досліджені. Такий метод передбачає використання тільки одного виду імітансу з постійним знаком, де, на відміну від мультиімітансного методу, виділення логічних станів реалізується за допомогою кількісної, а не якісної зміни імітансу. Детальніше можливі варіанти подання імітансу як інформативного параметра за допомогою моноімітансного методу описано у наступних пунктах цього розділу.

Одним з варіантів фізичної основи для реалізації таких елементів є використання властивостей відрізків лінії передачі у НВЧ діапазоні, що дозволяє зробити їх пасивними. Дослідження показали, що у цьому випадку доцільним буде використання додатного активного опору як інформативного параметра.

Таблиця 2.1 – Варіанти мультиімітансного подання логічних «0» і «1»

Варіант 1		Варіант 2		Варіант 3		Варіант 4	
Логічний рівень	Імітансний рівень	Логічний рівень	Імітансний рівень	Логічний рівень	Імітансний рівень	Логічний рівень	Імітансний рівень
Позитивна логіка							
0	$R^{(-)}$	0	$C^{(-)}$	0	$C^{(+)}$	0	$C^{(+)}$
1	$R^{(+)}$	1	$C^{(+)}$	1	$L^{(+)}$	1	$L^{(-)}$
Негативна логіка							
0	$R^{(+)}$	0	$C^{(+)}$	0	$L^{(+)}$	0	$L^{(-)}$
1	$R^{(-)}$	1	$C^{(-)}$	1	$C^{(+)}$	1	$C^{(+)}$
Варіант 5		Варіант 6		Варіант 7		Варіант 8	
Логічний рівень	Імітансний рівень	Логічний рівень	Імітансний рівень	Логічний рівень	Імітансний рівень	Логічний рівень	Імітансний рівень
Позитивна логіка							
0	$L^{(-)}$	0	$C^{(-)}$	0	$C^{(-)}$	0	$C^{(-)}$
1	$L^{(+)}$	1	$C^{(+)}$	1	$L^{(-)}$	1	$L^{(+)}$
Негативна логіка							
0	$L^{(+)}$	0	$C^{(+)}$	0	$L^{(-)}$	0	$L^{(+)}$
1	$L^{(-)}$	1	$C^{(-)}$	1	$C^{(-)}$	1	$C^{(-)}$

При використанні мультиімітансного методу логічні рівні визначаються типом імітансу, що забезпечує значну заводо захищеність. Однак з практичної точки зору в низці випадків доцільно використовувати моноімітансну логіку, оскільки реалізація індуктивностей та ємностей, а також від'ємних імітансів у багатьох випадках значно ускладнює конструкцію цифрових схем. Поступаючись мультиімітансним елементам за заводо захищеністю, моноімітансні елементи мають більшу швидкодію та енергоефективність завдяки відсутності активних елементів у їх складі [6].

2.2 Вибір інформативного параметра моноімітансних логічних елементів

Стан електричного кола на змінному струмі крім напруги і струму можна охарактеризувати диференційним активним R , ємнісним X_C і індуктивним X_L опорами. Це означає, що логічні стани схеми можна характеризувати діапазоном значень цих параметрів. Наприклад, логічній одиниці «1» відповідає діапазон зміни $R^{(1)} > R_0$, а логічному нулю «0» відповідає діапазон зміни $R^{(0)} < R_0$ (моноімітансний логічний R-елемент), де R_0 – резистивна границя логічного рівня. Аналогічно для ємнісного опору: «1» $\equiv X_C^{(1)} > X_{C0}$; «0» $\equiv X_C^{(0)} < X_{C0}$ (моноімітансний логічний C-елемент); для індуктивного опору: «1» $\equiv X_L^{(1)} > X_{L0}$; «0» $\equiv X_L^{(0)} < X_{L0}$ (моноімітансний логічний L-елемент) [7].

З урахуванням таких визначень, таблиці істинності моноімітансних логічних елементів можна подати у вигляді таблиць істинності (рис. 2.2–2.4):

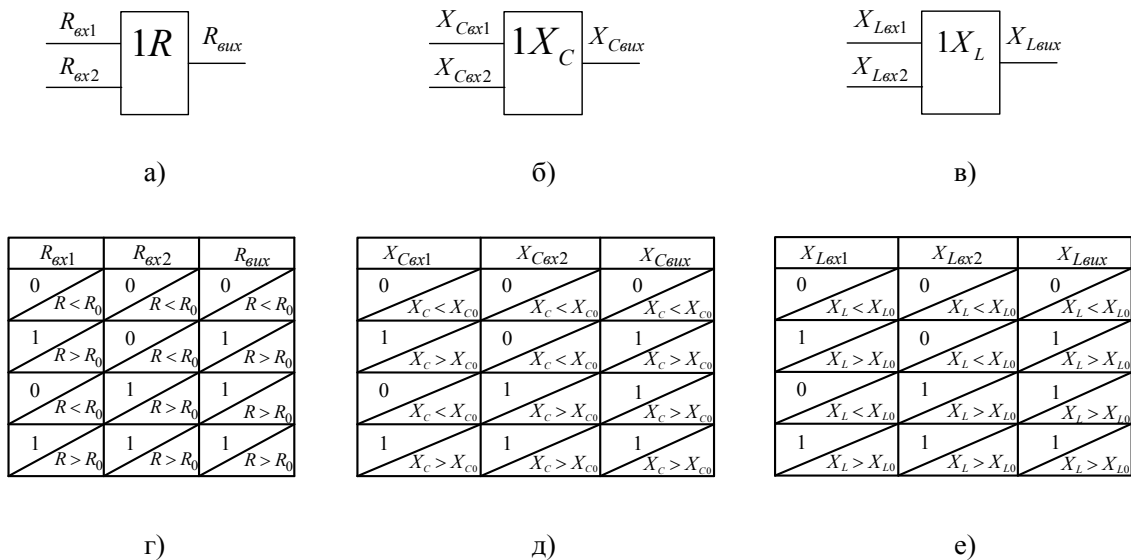
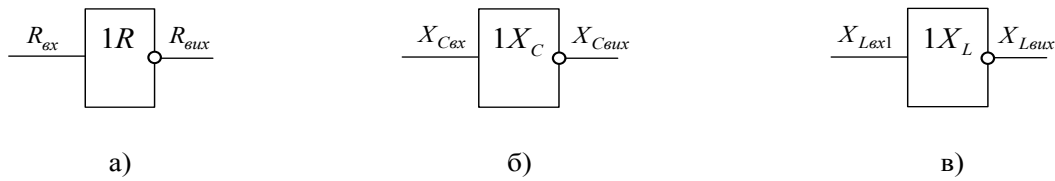


Рисунок 2.2 – Позначення (а, б, в) і таблиці істинності (г, д, е) моноімітансних логічних елементів «АБО»

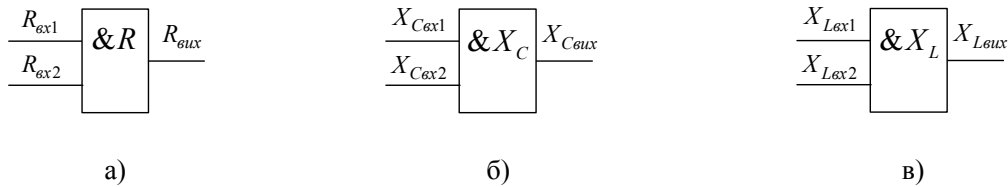


R_{ex}	R_{eux}
0	1
1	0

X_{Cex}	X_{Ceux}
0	1
1	0

X_{Lex1}	X_{Leux}
0	1
1	0

Рисунок 2.3 – Позначення (а, б, в) і таблиці істинності (г, д, е) моноімітансних логічних елементів «НЕ»



R_{ex1}	R_{ex2}	R_{eux}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

X_{Cex1}	X_{Cex2}	X_{Ceux}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

X_{Lex1}	X_{Lex2}	X_{Leux}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Рисунок 2.4 – Позначення (а, б, в) і таблиці істинності (г, д, е) моноімітансних логічних елементів «І»

Крім цього, можливий синтез моноімітансних логічних R-, L-, C-елементів, які реалізують «негативну логіку»: «1» $\equiv R^{(1)} < R_0$, «0» $\equiv R^{(0)} > R_0$, «1» $\equiv X_C^{(1)} < X_{C0}$, «0» $\equiv X_C^{(0)} > X_{C0}$, «1» $\equiv X_L^{(1)} < X_{L0}$, «0» $\equiv X_L^{(0)} > X_{L0}$ [7]. Однак, на відміну від мультиімітансного методу, у моноімітансних логічних елементах за умови їх реалізації на відрізках мікросмушкової лінії використовуються тільки додатні значення імітансу.

2.3 Вибір фізичної основи для реалізації моноімітансних логічних елементів

Фізичною основою для реалізації моноімітансних логічних елементів запропоновано обрати чвертьхвильові і півхвильові відрізки лінії передачі у НВЧ діапазоні, які за відповідних умов можуть виконувати функцію прямого і зворотного перетворення імітансу.

Для реалізації логічної функції «НЕ», що описується таблицею (див. рис. 2.3), запропоновано використовувати властивості чвертьхвильового відрізка лінії передачі, що реалізує «чвертьхвильовий трансформатор» (рис. 2.5) [2], [7], [8]. Така схема реалізації працює тільки в тому випадку, якщо як інформативний параметр використовується активний опір, оскільки властивості чвертьхвильового трансформатора не поширюються на ємнісний і індуктивний опори.

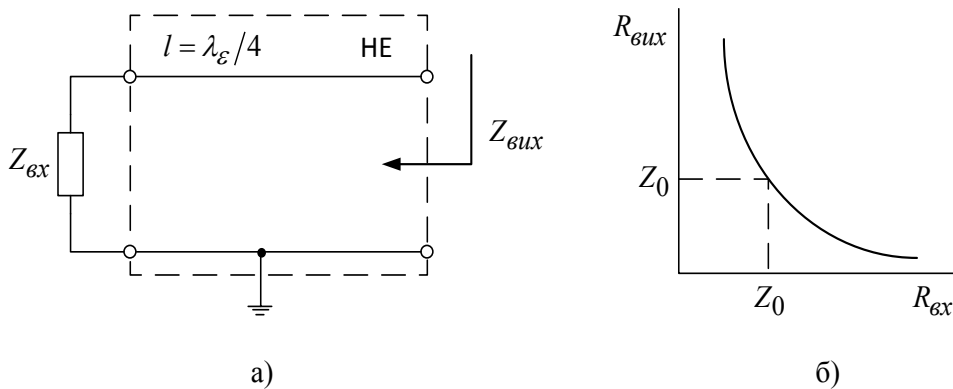


Рисунок 2.5 – «Чвертьхвильовий трансформатор» (а), який реалізує моноімітансний логічний R-елемент «НЕ», і його передавальна характеристика (б)

Вихідний опір такого відрізка лінії передачі залежить від опору $Z_{\text{вх}}$, який підключається на його вході:

$$Z_{\text{вих}} = Z_0^2 / Z_{\text{вх}}, \quad (2.1)$$

де Z_0 – хвильовий опір лінії передачі.

Якщо $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$, тоді $Z_{\text{вих}} = R_{\text{вих}} = Z_0^2 / R_{\text{вх}}$. Вважаючи, що Z_0 має дійсне фіксоване значення, передавальна характеристика такого елемента має вигляд, поданий на рис. 2.5б. З графіка видно, що при $R_{\text{вх}} > Z_0$, $R_{\text{вих}} < Z_0$ і навпаки, що відповідає сформульованим вище умовам побудови моноімітансного логічного R-елемента «НЕ».

Електрична схема реалізації моноімітансного R-логічного елемента «АБО» подана на рис. 2.6а. Оскільки схема побудована на чвертьхвильовому трансформаторі, як інформативний параметр може використовуватись тільки активний опір [8], [9].

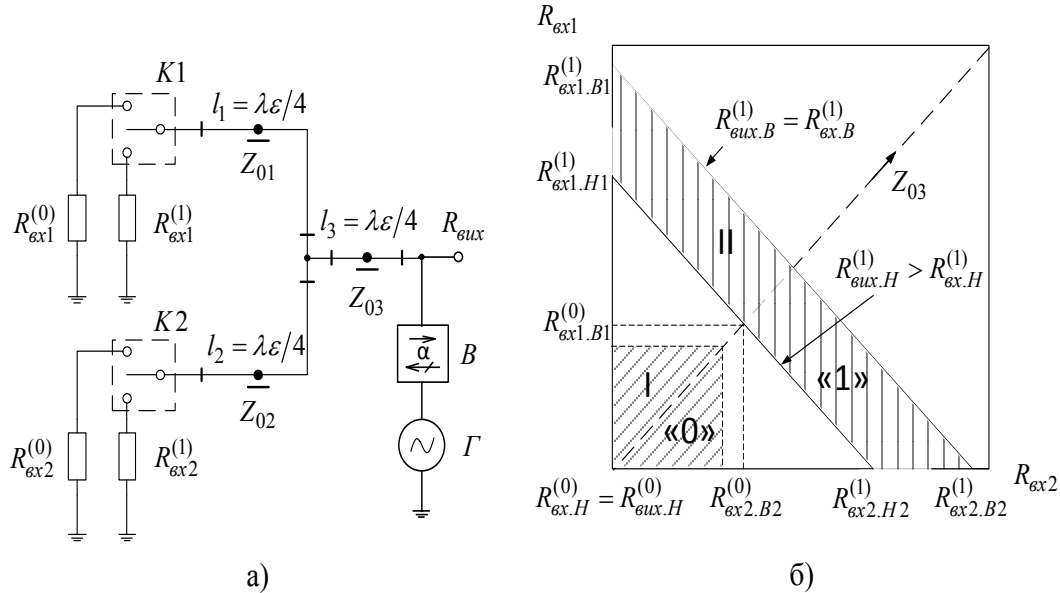


Рисунок 2.6 – Електрична схема (а) й імітансна передавальна характеристика моноімітансного логічного R-елемента «АБО» (б) (на схемі K1 і K2 – умовні перемикачі, Г – опорний генератор, В – вентиль)

З огляду на трансформувальні властивості чвертьхвильових відрізків лінії передачі $l_1 - l_3$, які мають відповідно хвильові опори $Z_{01} - Z_{03}$, розраховано імітансну передавальну характеристику елемента

$$R_{\text{вих}} = \frac{Z_{03}^2 (Z_{01}^2 R_{\text{вх}2} + Z_{02}^2 R_{\text{вх}1})}{Z_{01}^2 Z_{02}^2}, \quad (2.2)$$

де Z_{01}, Z_{02}, Z_{03} – хвильові опори відрізків лінії передачі l_1, l_2, l_3 , відповідно.

Вважаючи, що входні канали логічного елемента ідентичні, тобто $Z_{01} = Z_{02}$, з (2.2) отримано

$$R_{\text{вих}} = \frac{Z_{03}^2 (R_{\text{вх}1} + R_{\text{вх}2})}{Z_{01}^2}. \quad (2.3)$$

З (2.3) випливає, що імітансна передавальна характеристика логічного елемента на площині в координатах $R_{\text{вх}1}$ і $R_{\text{вх}2}$ являє собою пря-

му лінію (див. рис. 2.5б), положення якої може регулюватися шляхом задання значень хвильових опорів Z_{01} і Z_{03} відрізків лінії передачі.

Визначено можливий діапазон зміни вхідних імітансів, відповідних логічним «нулю» і «одиниці»: як впливає з рис. 2.6б, якщо при $R_{\text{вх1}} = 0$, $R_{\text{вих}} = R_{\text{вх2}}$, то області, де забезпечується виконання умов таблиці істинності, будуть: для логічного нуля на виході область «I», а для логічної одиниці – область «II». Для забезпечення запасу схеми за завадостійкістю, необхідно обмежити діапазон зміни вхідних активних імітансів умовами: $R_{\text{вих.Н}}^{(1)} > R_{\text{вх.Н}}^{(1)}$, $R_{\text{вих.В}}^{(1)} = R_{\text{вх.В}}^{(1)}$, $R_{\text{вих.В}}^{(0)} > R_{\text{вх.В}}^{(0)}$, $R_{\text{вих.Н}}^{(0)} = R_{\text{вх.Н}}^{(0)}$. Одним з можливих варіантів виконання цих умов є вибір значень хвильових опорів Z_{01} і Z_{02} [2], [9], [10], [11].

Реалізацією моноімітансного логічного R-елемента «I» є схема, подана на рис. 2.7 [12], [13].

Вихідний активний опір схеми за умови, що довжина всіх з'єднувальних відрізків лінії передачі $l \ll \lambda$, де λ – довжина електромагнітної хвилі в лінії передачі,

$$R_{\text{вих}} = R_3 + \frac{R_{\text{вх1}} R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}} + R_{\text{вх2}}}. \quad (2.4)$$

Рівняння (2.4) описує імітансну передавальну характеристику схеми, що являє собою в координатах $R_{\text{вх1}}$ і $R_{\text{вх2}}$ сімейство рівнобічних гіпербол, положення яких може регулюватися величиною резистора R_3 .

Нульовий логічний рівень обмежено діапазоном вимірювання вхідного опору $(0 \div R_{\text{вх}}^{(0)})$, а одиничний рівень – діапазоном $(R_{\text{вх.Н}}^{(1)} \div R_{\text{вх.В}}^{(1)})$. Для забезпечення запасу схеми за завадостійкістю, задано верхню межу нульового логічного рівня на виході схеми з умови $R_{\text{вих.В}}^{(0)} < R_{\text{вх.В}}^{(0)}$. При цьому нижня межа цього рівня $R_{\text{вих.Н}}^{(0)} = 0$. Виходячи з вимог завадостійкості, границі одиничного логічного рівня на виході схеми визначено з умов: $R_{\text{вих.Н}}^{(1)} > R_{\text{вх.Н}}^{(1)}$, $R_{\text{вих.В}}^{(1)} > R_{\text{вх.В}}^{(1)}$. З урахуванням введених обмежень, області роботи моноімітансного логічного R-елемента «I» визначаються заштрихованими квадратами «0» і

«1» на рис. 2.7б, що відповідає таблиці істинності, поданій на рис. 2.4г [2], [13].

Електричні схеми реалізації моноімітансних логічних L- і С-елементів «І» практично ідентичні зі схемою реалізації моноімітансного логічного R-елемента.

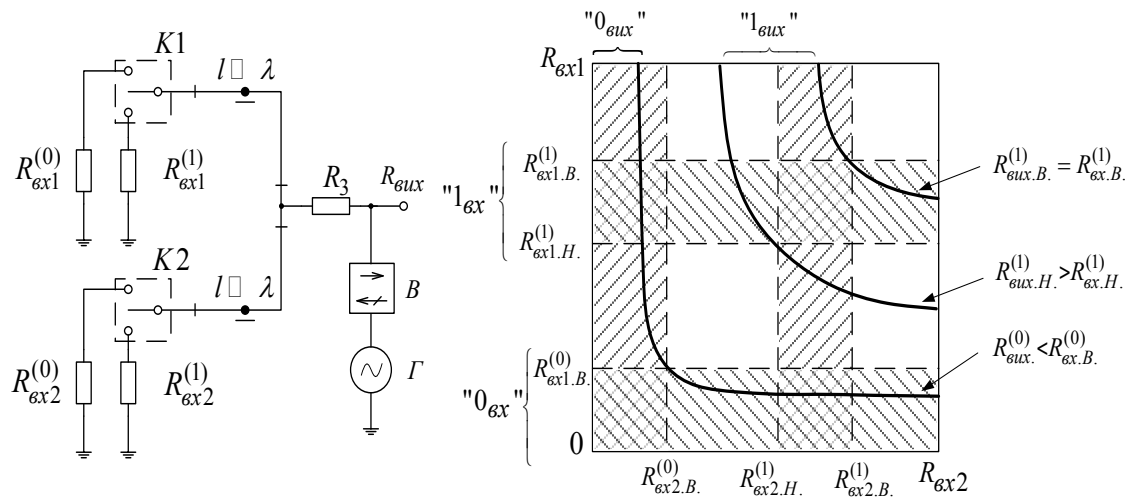


Рисунок 2.7 – Електрична схема (а) і передавальна характеристика моноімітансного логічного R-елемента «І» (б)

(на схемі K1 і K2 – умовні перемикачі, Г – опорний генератор, В – вентиль)

Електричну схему реалізації моноімітансного логічного С-елемента «І» на відрізках лінії передачі подано на рис. 2.8а [14].

Вихідний ємнісний опір схеми за умови, що довжини всіх з'єднувальних відрізків лінії передачі $l = n \cdot \lambda / 2$, де $n = 1, 2, 3, \dots$; λ – довжина електромагнітної хвилі в лінії передачі,

$$X_{\text{Свих}} = X_{\text{С3}} + \frac{X_{\text{Свх1}} \cdot X_{\text{Свх2}}}{X_{\text{Свх1}} + X_{\text{Свх2}}} \quad (2.5)$$

Рівняння (2.5) описує ідеальну імітансну передавальну характеристику схеми, яка являє собою в координатах $X_{\text{Свх1}}$ і $X_{\text{Свх2}}$ сімейство рівносторонніх гіпербол, положення яких може регулюватися величиною ємності конденсатора $X_{\text{С3}}$ (див. рис. 2.8б).

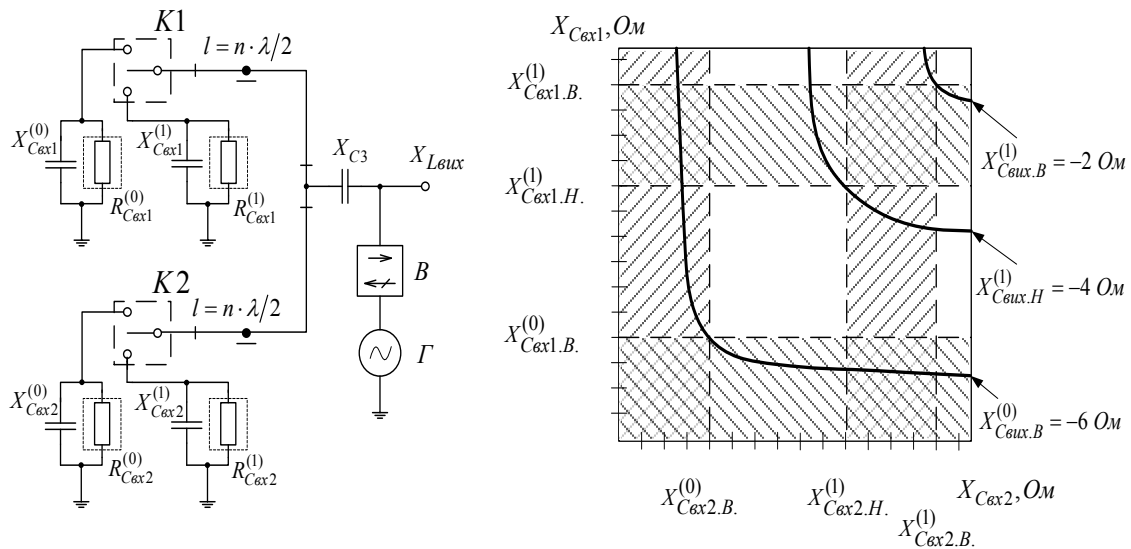


Рисунок 2.8 – Електрична схема (а) й імпдансна передавальна характеристика моноімпдансного логічного С-елемента «І» (б) (на схемі K1 і K2 – умовні перемикачі, Г – опорний генератор, В – вентиль)

Нульовий логічний рівень обмежено діапазоном зміни вхідного опору ($-\infty \div X_{C_{ВХ}}^{(0)}$), а одиничний рівень – діапазоном ($X_{C_{ВХ.Н}}^{(1)} \div X_{C_{ВХ.В}}^{(1)}$). Для забезпечення запасу схеми за завадостійкістю, задано верхню межу нульового логічного рівня на виході схеми з умови $X_{C_{Вих.В}}^{(0)} < X_{C_{ВХ.В}}^{(0)}$. При цьому нижня межа цього рівня $X_{C_{Вих.Н}}^{(0)} = -\infty$. З урахуванням введених обмежень, області роботи моноімпдансного логічного С-елемента «І» визначаються заштрихованими квадратами «0» і «1» на рис. 2.8б (за умови $X_{C3} = 0 \text{ Ом}$), згідно з таблицею істинності, яка подана на рис. 2.4д [15], [16].

Електрична схема моноімпдансного логічного L-елемента «І» подана на рис. 2.9 [17].

Вихідний індуктивний опір схеми за умови, що довжини всіх з'єднувальних відрізків лінії передачі $l = n \cdot \lambda/2$, де $n = 1, 2, 3, \dots$; λ – довжина електромагнітної хвилі в лінії передачі,

$$X_{L_{Вих}} = X_{L3} + \frac{X_{L_{ВХ1}} \cdot X_{L_{ВХ2}}}{X_{L_{ВХ1}} + X_{L_{ВХ2}}} \quad (2.6)$$

Рівняння (2.6) описує ідеальну імітансну передавальну характеристику схеми, яка являє собою в координатах X_{LBX1} і X_{LBX2} сімейство рівносторонніх гіпербол, положення яких може регулюватися величиною котушки індуктивності X_{L3} (див. рис. 2.9б).

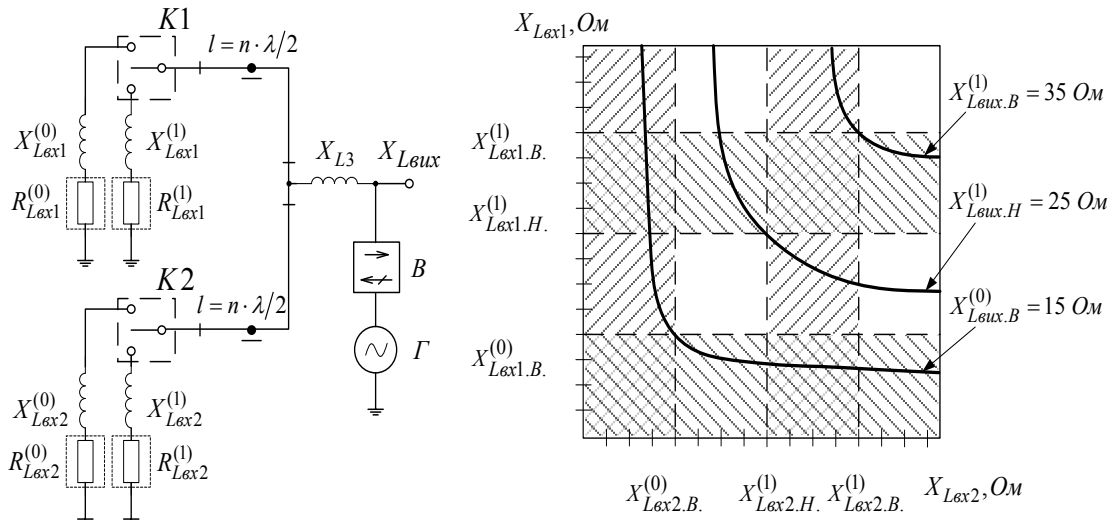


Рисунок 2.9 – Електрична схема (а) й імітансна передавальна характеристика моноімітансного логічного L-елемента «І» (б) (на схемі K1 і K2 – умовні перемикачі, Г – опорний генератор, В – вентиль)

Нульовий логічний рівень обмежений діапазоном зміни вхідного опору ($0 \div X_{LBX}^{(0)}$), а одиничний рівень – діапазоном ($X_{LBX.H}^{(1)} \div X_{LBX.B}^{(1)}$). Для забезпечення запасу схеми за завадостійкістю, задано верхню межу нульового логічного рівня на виході схеми з умови $X_{LBX.H}^{(0)} < X_{LBX.B}^{(0)}$. При цьому нижня межа цього рівня $X_{LBX.H}^{(0)} = 0$. З урахуванням введених обмежень, області роботи моноімітансного логічного L-елемента «І» визначаються заштрихованими квадратами «0» і «1» на рис. 2.9б (за умови $X_{L3} \rightarrow 0$ Ом), згідно з таблицею істинності, яка подана на рис. 2.4е [18], [19].

Таким чином, використання відрізків лінії передачі у НВЧ діапазоні дозволяє синтезувати моноімітансні логічні елементи «НЕ», «АБО» та «І» з використанням активного опору як інформативного параметра, а також елементи «І» з використанням індуктивного та ємнісного опорів як інформативних параметрів.

2.4 Розробка математичних моделей моноітансних логічних елементів

Для оптимізації параметрів моноітансних логічних елементів необхідно розробити їхні математичні моделі. Рівняння, отримані у попередньому пункті, описують передавальні характеристики моноітансних логічних елементів в ідеальних умовах, тому не враховують багатьох факторів і не можуть бути використані для оптимізації. В реальних моноітансних логічних елементах вихідний імітанс $Z_{\text{вих}}$ пов'язаний з параметрами відрізків ліній передачі і вхідних імітансів. У загальному вигляді зведений вихідний імпеданс відрізка лінії передачі [20]

$$\bar{Z}_{\text{вих}} = \frac{\bar{Z}_{\text{вх}} + j \cdot \text{tg}\beta}{1 + j \cdot \bar{Z}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta} = \text{Re} \bar{Z}_{\text{вих}} + j \cdot \text{Im} \bar{Z}_{\text{вих}}, \quad (2.7)$$

$$\text{де } \text{Re} \bar{Z}_{\text{вих}} = \bar{R}_{\text{вих}} = \frac{\bar{R}_{\text{вх}} \cdot (1 - \bar{X}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta) + \bar{R}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta \cdot (\bar{X}_{\text{вх}} + \text{tg}\beta)}{(1 - \bar{X}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta)^2 + (\bar{R}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta)^2}; \quad (2.8)$$

$$\text{Im} \bar{Z}_{\text{вих}} = \bar{X}_{\text{вих}} = \frac{(1 - \bar{X}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta) \cdot (\bar{X}_{\text{вх}} + \text{tg}\beta) - \bar{R}_{\text{вх}}^2 \cdot \text{tg}\beta}{(1 - \bar{X}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta)^2 + (\bar{R}_{\text{вх}} \cdot \text{tg}\beta)^2}; \quad (2.9)$$

$$\bar{R}_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих}}}{Z_0}; \quad \bar{X}_{\text{вих}} = \frac{X_{\text{вих}}}{Z_0}; \quad \bar{R}_{\text{вх}} = \frac{\text{Re} Z_{\text{вх}}}{Z_0}; \quad \bar{X}_{\text{вх}} = \frac{\text{Im} Z_{\text{вх}}}{Z_0}; \quad \beta = 2\pi l / \lambda -$$

фазова стала; Z_0 – хвильовий опір відрізків лінії передачі.

Якщо інформативним параметром моноітансного логічного елемента є активний опір, розраховувалися активні складові імпедансу. Для випадку моноітансного логічного елемента «НЕ», зображеного на рис. 2.5а, вихідний імпеданс схеми

$$R_{\text{вих}} = Z_0 \cdot \frac{R_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot (1 - X_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta) + R_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta \cdot (X_{\text{вх1}}/Z_0 + \text{tg}\beta)}{(1 - X_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2 + (R_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2}. \quad (2.10)$$

У випадку моноітансних логічних елементів «І» і «АБО» активні складові імпедансу:

$$R_{\text{вх1}} = Z_0 \cdot \frac{R_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot (1 - X_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta) + R_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta \cdot (X_{\text{вх1}}/Z_0 + \text{tg}\beta)}{(1 - X_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2 + (R_{\text{вх1}}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2}; \quad (2.11)$$

$$R_{\text{вих}2} = Z_0 \cdot \frac{R_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot (1 - X_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta) + R_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta \cdot (X_{\text{вх}2}/Z_0 + \text{tg}\beta)}{(1 - X_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2 + (R_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2}. \quad (2.12)$$

З урахуванням (2.11) і (2.12) вихідна активна складова імпедансу описується виразом (2.13) для логічного R-елемента «І» та виразом (2.14) для логічного R-елемента «АБО»:

$$R_{\text{вих}} = R_3 + \frac{(R_{\text{вих}1})^2 \cdot R_{\text{вих}2} + R_{\text{вих}1} \cdot (R_{\text{вих}2})^2 + R_{\text{вих}1} \cdot (X_{\text{вих}2})^2 + R_{\text{вих}2} \cdot (X_{\text{вих}1})^2}{(R_{\text{вих}1})^2 + 2 \cdot R_{\text{вих}1} \cdot R_{\text{вих}2} + (R_{\text{вих}2})^2 + (X_{\text{вих}1})^2 + 2 \cdot X_{\text{вих}1} \cdot X_{\text{вих}2} + (X_{\text{вих}2})^2}; \quad (2.13)$$

$$R_{\text{вих}} = Z_0 \cdot \frac{\frac{R_{\text{вих}1} \cdot R_{\text{вих}2}}{R_{\text{вих}1} + R_{\text{вих}2}} \cdot (1 - \frac{X_{\text{вх}2}}{Z_0} \cdot \text{tg}\beta) + \frac{R_{\text{вих}1} \cdot R_{\text{вих}2}}{R_{\text{вих}1} + R_{\text{вих}2}} \cdot \text{tg}\beta \cdot (\frac{X_{\text{вх}2}}{Z_0} + \text{tg}\beta)}{(1 - X_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2 + (\frac{R_{\text{вих}1} \cdot R_{\text{вих}2}}{R_{\text{вих}1} + R_{\text{вих}2}} / Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2}}. \quad (2.14)$$

У випадку, якщо інформативним параметром моноітансного логічного елемента «І» є реактивний опір, реактивні складові імпедансу схеми розраховуються так:

$$X_{\text{вих}1} = Z_0 \cdot \frac{(1 - X_{\text{вх}1}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta) \cdot (X_{\text{вх}1}/Z_0 + \text{tg}\beta) - (R_{\text{вх}1}/Z_0)^2 \cdot \text{tg}\beta}{(R_{\text{вх}1}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2 + (1 - X_{\text{вх}1}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2}; \quad (2.15)$$

$$X_{\text{вих}2} = Z_0 \cdot \frac{(1 - X_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta) \cdot (X_{\text{вх}2}/Z_0 + \text{tg}\beta) - (R_{\text{вх}2}/Z_0)^2 \cdot \text{tg}\beta}{(R_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2 + (1 - X_{\text{вх}2}/Z_0 \cdot \text{tg}\beta)^2}; \quad (2.16)$$

$$X_{\text{вих}} = \frac{(X_{\text{вих}1})^2 \cdot X_{\text{вих}2} + X_{\text{вих}1} \cdot (X_{\text{вих}2})^2 + (R_{\text{вих}1})^2 \cdot X_{\text{вих}2} + (R_{\text{вих}2})^2 \cdot X_{\text{вих}1}}{(R_{\text{вих}1})^2 + 2 \cdot R_{\text{вих}1} \cdot R_{\text{вих}2} + (R_{\text{вих}2})^2 + (X_{\text{вих}1})^2 + 2 \cdot X_{\text{вих}1} \cdot X_{\text{вих}2} + (X_{\text{вих}2})^2}. \quad (2.17)$$

Таким чином, за допомогою отриманих математичних моделей є можливим проведення досліджень впливу різноманітних факторів на інформативний параметр моноітансних логічних елементів, що дозволить провести оптимізацію їхніх параметрів.

Перелік літератури до розділу 2

[1] П. Т. Горчица, Н. А. Филинук, А. А. Лазарев, и Е. В. Войцеховская, «Иммитансные многозначные логические элементы на R-, L-, C-негатронах на ОПИ», *Физика, электроника и электротехника*, 2014. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://elitconf.sumdu.edu.ua>:

8080/index.php.orig/electronics/fee14/ paper/ view/1320. Дата обращения: Окт. 3, 2016.

[2] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансные логические RLC-элементы,» *Вісник Хмельницького національного університету*, № 3 (225), с. 117–121, 2015.

[3] Н. А. Филинук, Л. Б. Лищинская, Е. В. Войцеховская, и В. П. Стахов, «Сравнительный анализ радиочастотных иммитансных логических элементов,» на *XIX Всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники»*, Красноярск, 2016.

[4] Н. А. Филинук и др., *Имитансные логические элементы и устройства*. Винница, Украина: ВНТУ, 2016.

[5] В. С. Глухов, і М. В. Ногаль «Спеціалізований однорозрядний процесор для захисту інформації в гарантоздатних системах,» *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 5, с. 104–108, 2008.

[6] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний R-елемент ПІ,» *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 2, с. 71–76, 2015.

[7] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний R-елемент ПІ,» *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 2, с. 71–76, 2015.

[8] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Monoimmittance logic R-elements», на П'ятій міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія», Івано-Франківськ, 2015, с. 6–7.

[9] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний R-елемент АБО,» МПК Н03К 19/20, № u201505869, 10.12.2015.

[10] М. А. Філінюк, С. Є. Фурса, та В. П. Стахов, «Исследование моноиммитансного логического R-элемента ИЛИ,» *Вісник НТУ «ХПИ»*, № 33, с. 175–184, 2015.

[11] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Дослідження моноімітансного логічного R-елемента АБО,» на Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми інформатики та моделювання», Одеса, 2015, с. 104.

[12] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний R-елемент І,» МПК Н03К 19/00, № u201505870, 25.12.2015.

[13] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансный логический R-элемент И,» Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 1, с. 68–74, 2016.

[14] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний С-елемент І», МПК Н03К 19/00, № u201505873, 25.11.2015.

[15] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, С. Є. Фурса, та В. П. Стахов, «Оценка помехоустойчивости моноиммитансного логического С-элемента И,» Вісник Хмельницького національного університету, № 6, с. 176–184, 2016.

[16] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Анализ помехоустойчивости моноиммитансного логического С-элемента И,» на 16-й Міжнародній науково-технічній конференції «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах», Одеса, 2016, с. 86–87.

[17] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний L-елемент І», МПК Н03К 19/20, № u201505868, 10.12.2015.

[18] М. А. Filynyuk, L. B. Lishchynska, E. V. Voytsekhovskaya, and V. P. Stakhov, «Evaluation of interference stability of monoimmittance logic L-element AND,» Науковий вісник національного гірничого університету, № 1, pp. 100–107, ISSN 2071-2227.

[19] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансный логический L-элемент И,» на 17-й Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології», Одеса, 2016, с. 191–192.

[20] М. С. Нейман, Электронные радиоимпульсные вычислительные системы дискретного действия, Москва, Россия: Оборонгиз, 1962.

Розділ 3

ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Інформативним параметром моноімітансних логічних елементів є вихідний опір. З аналізу виразів (2.10) – (2.16) випливає, що для R-елементів основними дестабілізувальними факторами, які впливають на вихідний опір схеми, є:

- нестабільність хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі;
- похибка довжини відрізка лінії передачі Δl або частоти вхідного сигналу f ;
- поява у вхідних імпедансах паразитних реактивних складових $X_{вх}$.

Також основними дестабілізувальними факторами для моноімітансних логічних елементів, які використовують як основний інформативний параметр реактивний опір, є:

- нестабільність хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі;
- похибка довжини відрізка лінії передачі Δl або частоти вхідного сигналу f ;
- добротність вхідних ємнісних (індуктивних) імпедансів $Q = R_{СВХ} / X_{СВХ}$; ($Q = X_{ЛВХ} / R_{ЛВХ}$).

Завданням дослідження є оцінювання впливу перерахованих дестабілізувальних факторів і пошук шляхів для їх мінімізації.

3.1 Моноімітансний логічний елемент «НЕ»

Оцінено вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на вихідний активний опір логічного R-елемента «НЕ» за умови, що всі інші дестабілізувальні фактори відсутні [1], а діапазон зміни хвильового опору $Z_0 = 45 \div 55$ Ом. Моделювання проведено для вхідних випадків вхідних опорів $R_{вх} = 10, 20, 30, 100, 250$ Ом. Передавальна характеристика логічного елемента описується рівнянням (2.10). Також для цієї залежності і всіх наступних знайдено відносну похибку вихідного активного опору до змінного параметра, яку розраховано за формулою (3.1):

$$Y_{Z_0}^{R_{\text{вих}}} = 100 \cdot \frac{R_{\text{вих}} - R'_{\text{вих}}}{R'_{\text{вих}}} \% \quad (3.1)$$

де $R_{\text{вих}}$ – значення вихідного активного імпедансу з урахуванням впливу дестабілізуючого чинника; $R'_{\text{вих}}$ – значення вихідного активного імпедансу в ідеальному випадку. Моделювання проводилось у програмному пакеті Mathcad.

Таким чином, залежність вихідного активного опору від зміни хвильового опору зображено на рис. 3.1а, а відносну похибку вихідного активного опору від зміни хвильового опору, виражену у відсотках, зображено на рис. 3.1б.

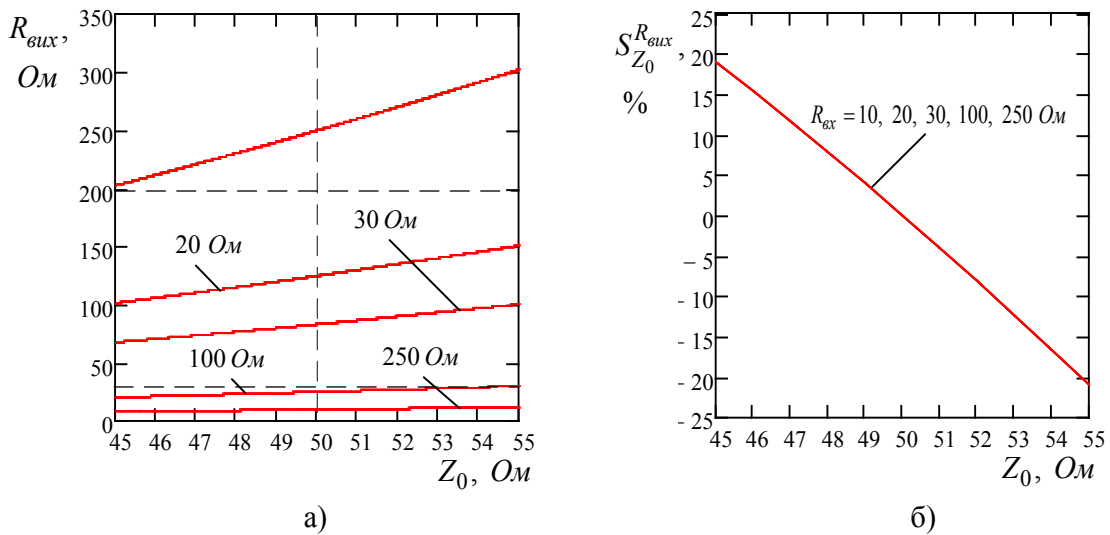


Рисунок 3.1 – Залежність (а) та відносна похибка (б) вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від зміни хвильового опору Z_0

З графіків бачимо, що за умов $R_{\text{вх}}^0 = 10 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^1 = 250 \text{ Ом}$, $R_{\text{вих}}^0 < 30 \text{ Ом}$, $R_{\text{вих}}^1 > 200 \text{ Ом}$ вихідний активний опір не виходить за межі логічних рівнів за умов зміни хвильового опору Z_0 не більше ніж на 10 % (див. рис. 3.1а). При цьому у всіх випадках вихідний активний опір змінюється не більше ніж 21 % (див. рис. 3.1б).

При оцінюванні впливу на вихідний активний опір $R_{\text{вих}}$ паразитного реактивного опору $X_{\text{вх}}$ будемо вважати, що Z_0 та f відповідають ідеальному логічному елементу. В цьому випадку за умови зміни $X_{\text{вх}} = 0 \div 15 \text{ Ом}$ отримано графіки, що на рис. 3.2.

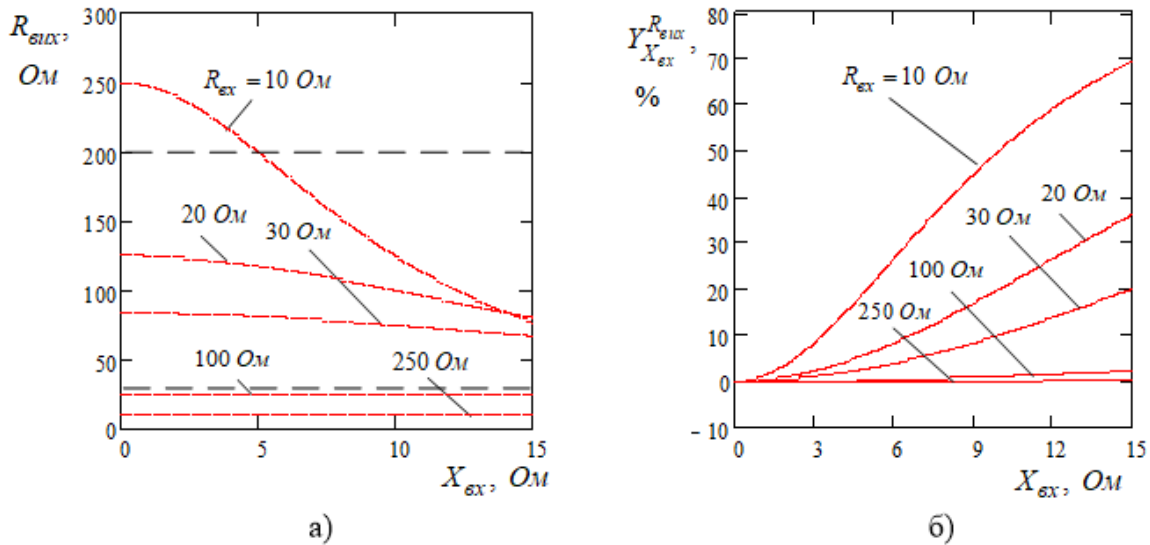


Рисунок 3.2 – Залежність (а) та відносна похибка (б) вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від зміни паразитної реактивної складової $X_{\text{вх}}$ у вхідному опорі

З графіків на рис. 3.2 бачимо, що за умов $R_{\text{вх}}^0 = 10 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^1 = 250 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^0 < 30 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^1 > 200 \text{ Ом}$ вихідний активний опір $R_{\text{вих}}$ залишається у межах логічних рівнів за умови знаходження паразитного реактивного опору $X_{\text{вх}}$ у межах $0 \div 5 \text{ Ом}$ (див. рис. 3.2а). При цьому вихідний активний опір логічної «1» змінюється не більш ніж на 20 %, а вихідний активний опір логічного «0» практично не змінюється (див. рис. 3.2б).

Похибка довжини відрізка лінії передачі спричинює той самий ефект, що і нестабільність опорної частоти сигналу f . Тому розраховано залежність вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від зміни опорної частоти сигналу в межах 10 %, що також відповідає зміні довжини відрізка лінії передачі на 10 %. При цьому будемо вважати, що Z_0 та $X_{\text{вх}}$ відповідають ідеальному логічному елементу.

Як бачимо з графіків, що за умов $R_{\text{вх}}^0 = 10 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^1 = 250 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^0 < 30 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}}^1 > 200 \text{ Ом}$ вихідний активний опір $R_{\text{вих}}$ залишається у межах логічних рівнів за умови зміни опорної частоти сигналу f не більш ніж на 6,5 % (рис. 3.3а). При цьому вихідний активний опір логічної «1» змінюється не більш ніж 20 %, а вихідний активний опір логічного «0» змінюється не більш ніж на 1 % (рис. 3.3б) [1].

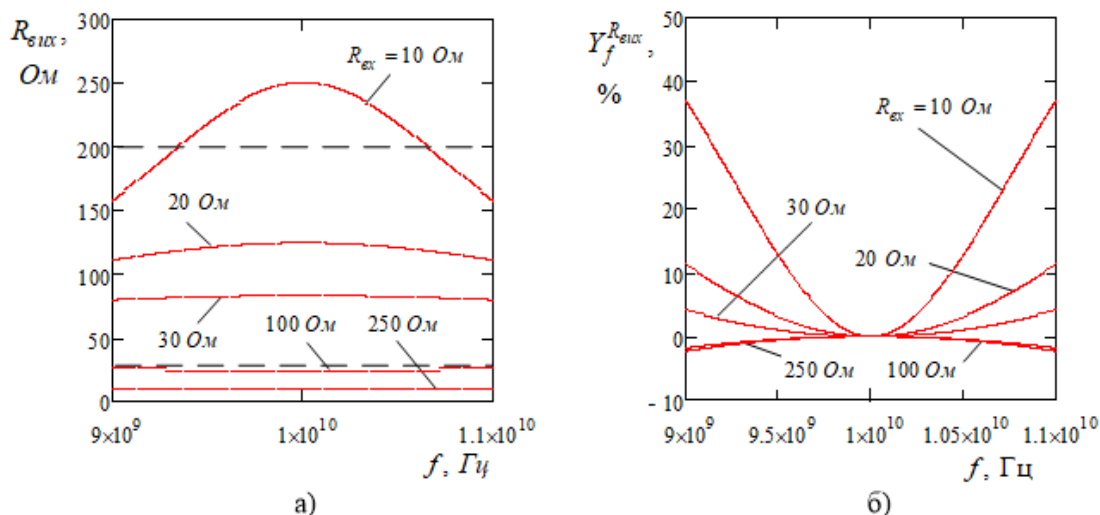


Рисунок 3.3 – Залежність (а) та відносна похибка (б) вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від зміни опорної частоти сигналу

3.2 Моноімітансний логічний елемент «І»

У моноімітансному логічному елементі «І» завдяки використанню півхвильового відрізка лінії передачі інформативним параметром може бути як активний імітанс, так і індуктивний, і ємнісний.

3.2.1 Моноімітансний логічний R-елемент «І»

Для моделювання роботи схеми в умовах, наближених до реальних, задано значеннями параметрів хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі, довжини відрізка лінії передачі l і паразитних реактивних складових $X_{\text{вх}1}$ і $X_{\text{вх}2}$ з врахуванням похибки технологічного процесу. Таким чином, хвильовий опір відрізків лінії передачі $Z_0 = 50 \pm 5$ Ом, похибка довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = 0 \dots 1,0$ мм і паразитна реактивна складова $X_{\text{вх}} = 10$ Ом. Моделювання будемо проводити для всіх можливих станів логічного елемента – для вхідних логічних рівнів (0;0), (0;1), (1;0) і (1;1), де згідно з рис. 2.6б вхідний логічний рівень «0» відповідає вхідному імпедансу $R_{\text{вх}} = 10$ Ом, а вхідний логічний рівень «1» – вхідному імпедансу $R_{\text{вх}} = 70$ Ом. Частота сигналу генератора $f = 10$ ГГц. Моделювання проводилось у програмному пакеті Mathcad.

Розраховано вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на вихідний активний і вихідний реактивний імпеданси логіч-

ного елемента [2], [3]. Оскільки однією з умов побудови моноімітансного логічного R-елемента «1» є умова $l = n \cdot \lambda / 2$, тоді $\operatorname{tg} \beta = \operatorname{tg}(2\pi l / \lambda) = 0$. В цьому випадку з рівнянь (2.11)–(2.13) випливає, що $R_{\text{вих}1} = R_{\text{вх}1}$, а з рівнянь (2.14)–(2.16) випливає, що $X_{\text{вих}1} = X_{\text{вх}1}$. Таким чином, в цьому випадку вихідні активний і реактивний імпеданси не залежать від хвильового опору Z_0 відрізка лінії передачі.

Для оцінювання чутливості вихідного активного імпедансу $R_{\text{вих}}$ логічного елемента від впливу паразитного реактивного імпедансу $X_{\text{вх}}$ вважаємо, що $Z_0 = 50$ Ом, довжина відрізка лінії передачі l відповідає ідеальному логічному елементу. Тоді залежність відносної чутливості величини вихідного логічного рівня $R_{\text{вих}}$ від величини паразитної реактивної складової $X_{\text{вх}}$ у вхідному імпедансі

$$S_{X_{\text{вх}}}^{R_{\text{вих}}} = \frac{\partial R_{\text{вих}}}{\partial X_{\text{вх}}} \bigg/ \frac{R_{\text{вих}}}{X_{\text{вх}}}. \quad (3.2)$$

З огляду на те, що для порівняльного оцінювання завадостійкості моноімітансного логічного елемента доцільно використовувати нормований параметр, введено коефіцієнт завадостійкості $\Upsilon_{X_{\text{вх}}} = 1 / (1 + |S_{X_{\text{вх}}}^{R_{\text{вих}}}|)$, діапазон зміни якого $0 \leq \Upsilon_{X_{\text{вх}}} \leq 1$.

На рис. 3.4 наведено залежності вихідного активного $R_{\text{вих}}$ і реактивного $X_{\text{вих}}$ імпедансів, чутливості вихідного активного імпедансу $S_{X_{\text{вх}}}^{R_{\text{вих}}}$ і завадостійкості $\Upsilon_{X_{\text{вх}}}$ від зміни вхідного реактивного імпедансу $X_{\text{вх}}$ при вхідних логічних рівнях (0;0), (0;1), (1;0) і (1;1).

З графіка на рис. 3.4а видно, що при зміні вхідного реактивного імпедансу $X_{\text{вх}}$ в межах 0–10 Ом вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ не виходить за межі логічних рівнів «0» і «1», причому з графіка чутливості вихідного активного імпедансу на рис. 3.4в можна зробити висновок, що вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ змінюється не більше ніж на 2%. Зміна вхідного реактивного імпедансу $X_{\text{вх}}$ лінійно впливає на вихідний реактивний імпеданс $X_{\text{вих}}$ (див. рис. 3.4б). Завадостійкість в цьому випадку має значення не менше, ніж 0,98 (див. рис. 3.4г), і погіршується зі зростанням вхідного реактивного імпедансу $X_{\text{вх}}$.

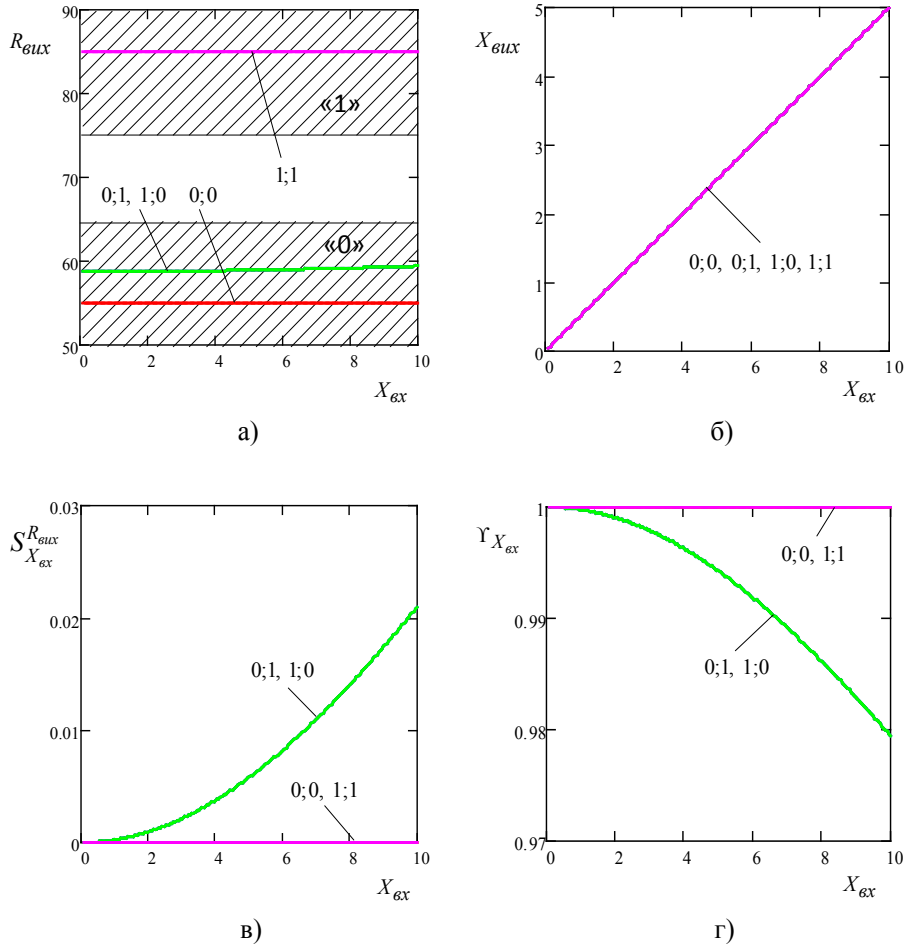


Рисунок 3.4 – Розрахункові залежності вихідного активного $R_{\text{вих}}$ (а) і реактивного $X_{\text{вих}}$ (б) імпедансів, чутливості вихідного активного імпедансу $S_{X_{\text{вх}}}^{R_{\text{вих}}}$ (в) і завадостійкості $\gamma_{X_{\text{вх}}}$ (г) від зміни вхідного реактивного імпедансу $X_{\text{вх}}$

На рис. 3.5 подано розрахункові залежності активної та реактивної складових вихідного імпедансу від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl при $X_{\text{вх}} = 0,1 \text{ Ом}$ і $Z_0 = 50 \text{ Ом}$, а також чутливості вихідного активного імпедансу $S_{\Delta l}^{R_{\text{вих}}}$ і завадостійкості $\gamma_{\Delta l} = 1 / (1 + |S_{\Delta l}^{R_{\text{вих}}}|)$ від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl при вхідних логічних рівнях (0; 0), (0; 1), (1; 0) і (1; 1).

З графіка на рис. 3.5а видно, що при похибці довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = 0 \dots 1,0 \text{ мм}$ вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ не виходить за межі логічних рівнів «0» і «1», причому з графіка чутливості вихідного активного імпедансу $S_{\Delta l}^{R_{\text{вих}}}$ на рис. 3.5в можна зробити ви-

сновок, що вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ змінюється не більше ніж на $\pm 2\%$. З графіка на рис. 3.5б видно, що зі зростанням похибки довжини відрізка лінії передачі Δl при вхідних логічних рівнях (0;0), (0;1) і (1;0) значення вихідного реактивного імпедансу $X_{\text{вих}}$ лінійно зростає, а при вхідному логічному рівні (1;1) значення $X_{\text{вих}}$ лінійно спадає. Завадостійкість в цьому випадку має значення, не менше 0,98 (див. рис. 3.5г) і погіршується з ростом похибки реалізації довжини відрізка лінії передачі Δl .

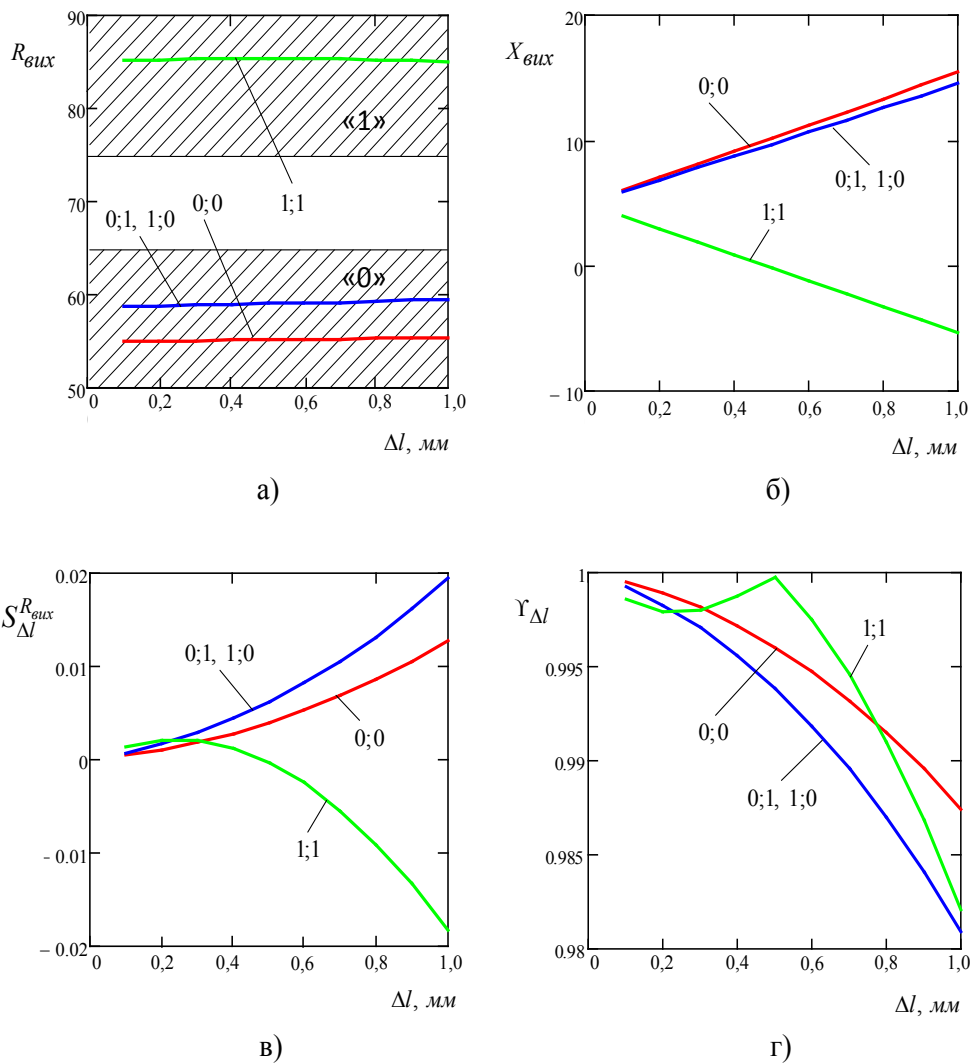


Рисунок 3.5 – Розрахункові залежності активної $R_{\text{вих}}$ (а) і реактивної $X_{\text{вих}}$ (б) складових вихідного імпедансу, чутливості вихідного активного імпедансу $S_{\Delta l}^{R_{\text{вих}}}$ (в) і завадозахищеності $Y_{\Delta l}$ (г) від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl

3.2.2 Моноімітансний логічний L-елемент «I»

Для порівняльного оцінювання завадостійкості моноімітансного логічного L-елемента «I» [4], [5] використано нормовані параметри – коефіцієнти завадостійкості вихідного реактивного імпедансу $X_{L_{\text{вих}}}$: від нестабільності хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі $\Upsilon_{Z_0} = 1 / \left(1 + \left| S_{Z_0}^{X_{L_{\text{вих}}}} \right| \right)$; від добротності вхідних індуктивних імпедансів $\Upsilon_Q = 1 / \left(1 + \left| S_Q^{X_{L_{\text{вих}}}} \right| \right)$; від нестабільності довжини відрізка лінії передачі $\Upsilon_{\Delta l} = 1 / \left(1 + \left| S_{\Delta l}^{X_{L_{\text{вих}}}} \right| \right)$, де $S_{Z_0}^{X_{L_{\text{вих}}}} = \frac{\partial X_{L_{\text{вих}}}}{\partial Z_0} \cdot \frac{Z_0}{X_{L_{\text{вих}}}}$; $S_Q^{X_{L_{\text{вих}}}} = \frac{\partial X_{L_{\text{вих}}}}{\partial Q} \cdot \frac{Q}{X_{L_{\text{вих}}}}$; $S_{\Delta l}^{X_{L_{\text{вих}}}} = \frac{\partial X_{L_{\text{вих}}}}{\partial \Delta l} \cdot \frac{\Delta l}{X_{L_{\text{вих}}}}$ – чутливість вихідного реактивного імпедансу від перерахованих вище параметрів. Діапазон зміни коефіцієнтів дорівнює $0 \leq \Upsilon \leq 1$.

Для моделювання роботи схеми в умовах, наближених до реальних, задано значення параметрів хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі, довжини відрізка лінії передачі l і добротності вхідних індуктивних імпедансів Q з урахуванням похибки технологічного процесу. Вважаємо, що хвильовий опір відрізків лінії передачі $Z_0 = 50 \pm 0,5$ Ом, нестабільність довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = \pm 0,1$ мм (що є аналогічним похибці за рахунок нестабільності частоти сигналу опорного генератора на 0,033 %) і добротність вхідних індуктивних імпедансів $Q = 5 \div 100$. Моделювання проведено для можливих станів логічного елемента – для вхідних логічних рівнів (0; 0), (0; 1), (1; 0) і (1; 1), де згідно з рис. 2.8б вхідний логічний рівень «0» визначається вхідним реактивним імпедансом $X_{\text{вх}} = 20$ Ом, а вхідний логічний рівень «1» – вхідним реактивним імпедансом $X_{\text{вх}} = 60$ Ом. Частота несучого сигналу $f = 10$ ГГц.

Результати чисельного моделювання подано на рис. 3.6–3.8.

Оцінено вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на: вихідний реактивний $X_{L_{\text{вих}}}$ імпеданс логічного елемента (див. рис. 3.6а); чутливість вихідного реактивного імпедансу $S_{Z_0}^{X_{L_{\text{вих}}}}$ (див. рис. 3.6б); коефіцієнт завадостійкості Υ_{Z_0} (див. рис. 3.6в), для випадків відсутності нестабільності довжини відрізка лінії передачі ($\Delta l = 0$) і при нестабільності довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = \pm 0,1$ мм.

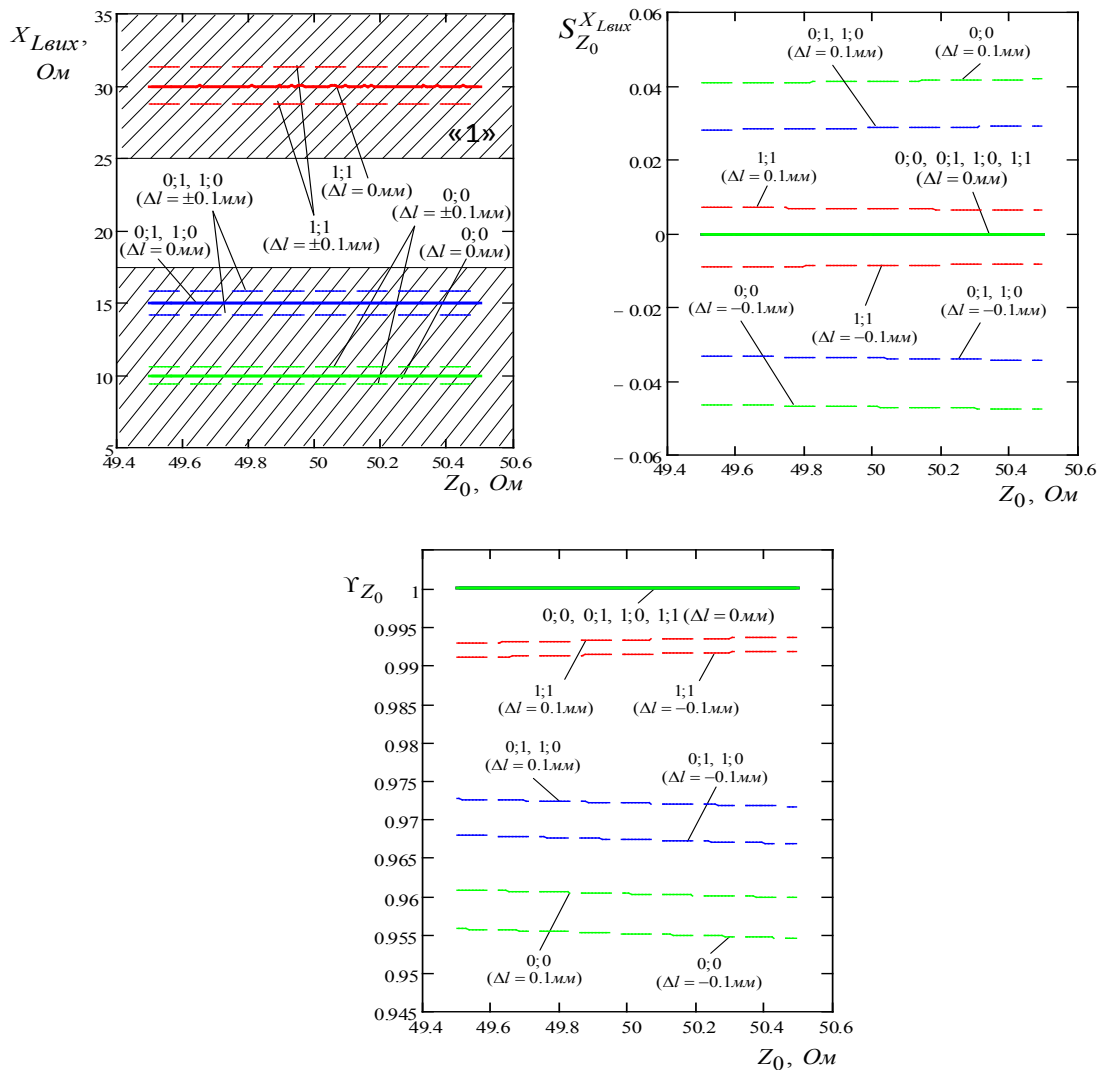


Рисунок 3.6 – Розрахункові залежності вихідного реактивного імпедансу $X_{L_{вих}}$ (а), чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_{Z_0}^{X_{L_{вих}}}$ (б) і коефіцієнта завадостійкості γ_{Z_0} (в) від нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі

З графіків на рис. 3.6а, б випливає, що вихідний реактивний імпеданс $X_{L_{вих}}$ практично не залежить від нестабільності хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі в діапазоні значень $50 \pm 0,5$ Ом для випадків як ідеальної ($\Delta l = 0$), так і неідеальної ($\Delta l = \pm 0,1$ мм) довжини відрізка лінії передачі. Коефіцієнт завадостійкості в цьому випадку дорівнює 1 при $\Delta l = 0$, а для $\Delta l = \pm 0,1$ мм значення цього коефіцієнта становить не менше 0,955.

Для оцінювання чутливості вихідного реактивного імпедансу $X_{L_{вих}}$ логічного елемента від впливу добротностей Q вхідних індук-

тивних імпедансів вважаємо, що $Z_0 = 50 \text{ Ом}$. Оцінювання проведено для двох випадків нестабільності довжини відрізка лінії передачі: $\Delta l = 0$ і $\Delta l = \pm 0,1 \text{ мм}$.

На рис. 3.7 наведено залежності вихідного реактивного $X_{L_{\text{вих}}}$ і активного $R_{L_{\text{вих}}}$ імпедансів, чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_Q^{X_{L_{\text{вих}}}}$ і коефіцієнта завадостійкості Υ_Q від зміни добротності вхідних індуктивних імпедансів Q для вхідних логічних рівнів (0; 0), (0; 1), (1; 0) і (1; 1).

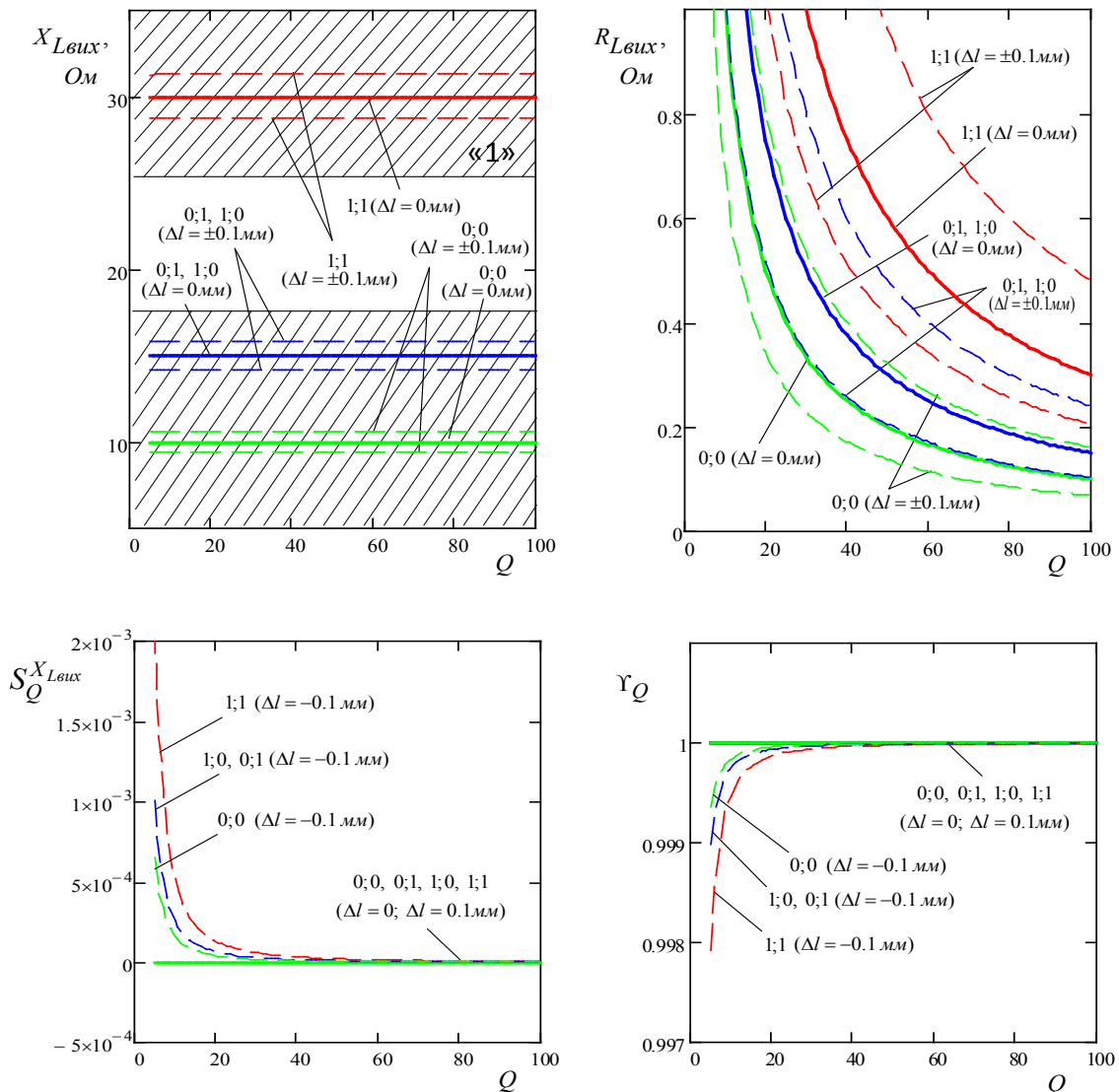


Рисунок 3.7 – Розрахункові залежності вихідного реактивного $X_{L_{\text{вих}}}$ (а) і активного $R_{L_{\text{вих}}}$ (б) імпедансів, чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_Q^{X_{L_{\text{вих}}}}$ (в) і коефіцієнта завадостійкості Υ_Q (г) від вимірювання добротності вхідних індуктивних імпедансів Q

З графіків на рис. 3.7а випливає, що вихідний реактивний імпеданс $X_{L_{\text{вих}}}$ практично не залежить від зміни добротності вхідних індуктивних імпедансів Q в діапазоні значень $5 \div 100$ для випадків як ідеальної ($\Delta l = 0$), так і неідеальної (за умови $\Delta l = \pm 0,1$ мм) довжини відрізка лінії передачі. Коефіцієнт завадостійкості в цьому випадку має значення не менше 0,998 (див. рис. 3.7г). За зростання добротності Q величина вихідного активного імпедансу $R_{L_{\text{вих}}}$ зменшується (див. рис. 3.7б) для всіх випадків нестабільності довжини відрізка лінії передачі.

На рис. 3.8 подано розрахункові залежності реактивної та активної складових вихідного імпедансу від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl , а також чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_{\Delta l}^{X_{L_{\text{вих}}}}$ і коефіцієнта завадостійкості $\Upsilon_{\Delta l}$ від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl при вхідних логічних рівнях (0; 0), (0; 1), (1; 0) і (1; 1) (за умов $Q = 100$ і $Z_0 = 50$ Ом).

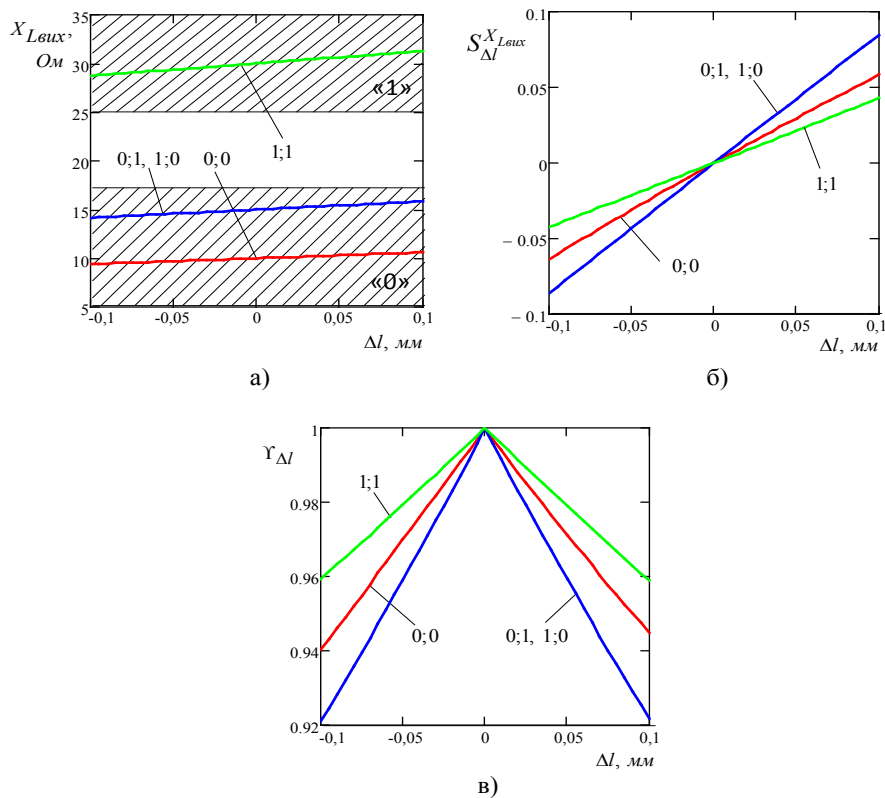


Рисунок 3.8 – Розрахункові залежності реактивної складової вихідного імпедансу $X_{L_{\text{вих}}}$ (а), чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_{\Delta l}^{X_{L_{\text{вих}}}}$ (б) і коефіцієнта завадостійкості $\Upsilon_{\Delta l}$ (в) від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl

З графіка на рис. 3.8а випливає, що при похибці реалізації довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = 0 \dots \pm 0,1$ мм вихідний реактивний імпеданс $X_{L_{\text{вих}}}$ не виходить за межі логічних рівнів «0» і «1». З графіка чутливос-

ті вихідного реактивного імпедансу $S_{\Delta l}^{X_{L_{\text{вих}}}}$ на рис. 3.8б можна зробити висновок, що вихідний реактивний імпеданс $X_{L_{\text{вих}}}$ змінюється не більше ніж на 8 %.

Коефіцієнт завадостійкості в цьому випадку має значення не менше 0,92 (див. рис. 3.8в) і лінійно зменшується зі збільшенням похибки реалізації довжини відрізка лінії передачі Δl .

3.2.3 Моноімітансний логічний С-елемент «І»

Для оцінювання завадостійкості моноімітансного логічного С-елемента «І» [6], [7] використовуємо універсальні нормовані параметри – коефіцієнти завадостійкості вихідного реактивного імпедансу $X_{\text{Свих}}$: від нестабільності хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі

$\Upsilon_{Z_0} = 1 / \left(1 + \left| S_{Z_0}^{X_{\text{Свих}}} \right| \right)$; від добротності вхідних ємнісних імпедансів

$\Upsilon_Q = 1 / \left(1 + \left| S_Q^{X_{\text{Свих}}} \right| \right)$; від нестабільності довжини відрізка лінії передачі

$\Upsilon_{\Delta l} = 1 / \left(1 + \left| S_{\Delta l}^{X_{\text{Свих}}} \right| \right)$, де $S_{Z_0}^{X_{\text{Свих}}} = \frac{\partial X_{\text{Свих}}}{\partial Z_0} \cdot \frac{Z_0}{X_{\text{Свих}}}$; $S_Q^{X_{\text{Свих}}} = \frac{\partial X_{\text{Свих}}}{\partial Q} \cdot \frac{Q}{X_{\text{Свих}}}$;

$S_{\Delta l}^{X_{\text{Свих}}} = \frac{\partial X_{\text{Свих}}}{\partial \Delta l} \cdot \frac{\Delta l}{X_{\text{Свих}}}$ – чутливості вихідного реактивного імпедансу

від перерахованих вище параметрів. Діапазон зміни цих коефіцієнтів дорівнює $0 \leq \Upsilon \leq 1$.

Для моделювання роботи схеми в умовах, наближених до реальних, задано значення можливих нестабільностей параметрів: хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі, довжини відрізка лінії передачі l і добротності вхідних ємнісних імпедансів Q з урахуванням похибки технологічного процесу. Вважаємо, що хвильовий опір $Z_0 = 50 \pm 0,5$ Ом, нестабільність довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = \pm 0,1$ мм (що аналогічно похибці за рахунок нестабільності частоти сигналу опорного генератора 0,033 %) і добротність вхідних ємнісних імпедансів $Q = 5 \div 100$. Моделювання проведено для можливих логічних станів елемента – для вхідних логічних рівнів (0; 0), (0; 1), (1; 0) і (1; 1), де згідно з рис. 2.8б вхідний логічний рівень «0» визначається вхідним реактивним імпедансом $X_{\text{вх}}^{(0)} = -14$ Ом, а вхідний логічний рівень «1» – вхідним реактивним імпедансом $X_{\text{вх}}^{(1)} = -4$ Ом на частоті несучого сигналу $f_0 = 10$ ГГц.

Результати чисельного моделювання подано на рис. 3.9–3.11.

Оцінено вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на вихідний реактивний імпеданс $X_{\text{Свих}}$ логічного елемента (див.

рис. 3.9а); чутливість вихідного реактивного імпедансу $S_{Z_0}^{X_{C_{\text{вих}}}}$ до зміни хвильового опору Z_0 (див. рис. 3.9б); коефіцієнт завадостійкості Υ_{Z_0} (див. рис. 3.9в), для випадків відсутності нестабільності довжини відрізка лінії передачі ($\Delta l = 0$) і за нестабільності довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = \pm 0,1$ мм. На рис. 3.9а заштриховані області відповідають допустимому діапазону значень вихідного ємнісного імпедансу, який відповідає логічним рівням «0» і «1».

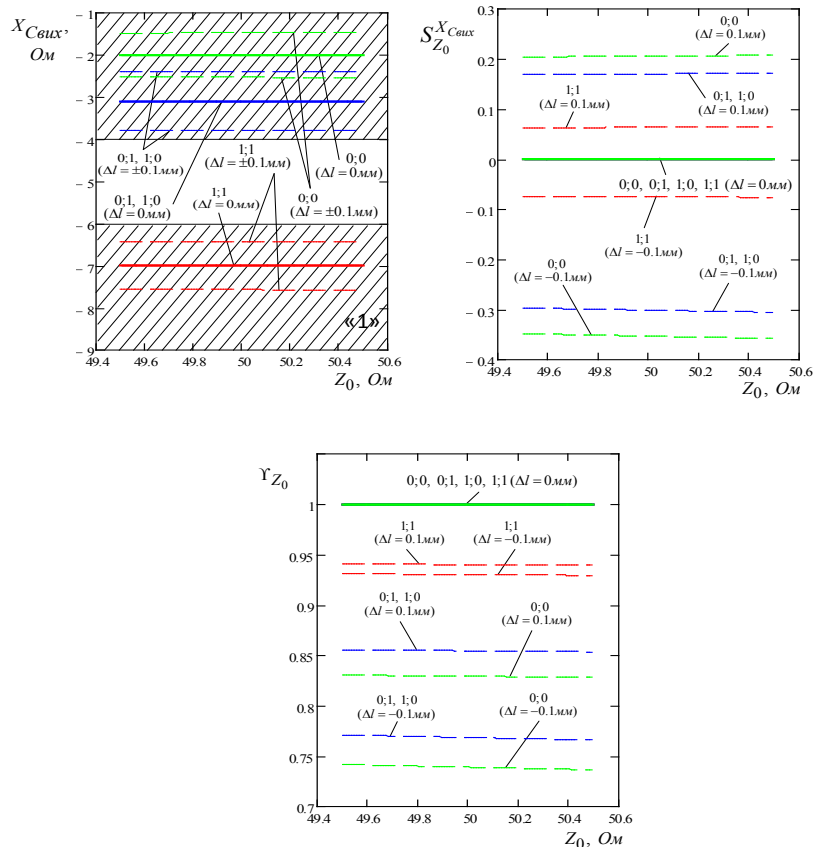


Рисунок 3.9 – Розрахункові залежності вихідного реактивного імпедансу $X_{C_{\text{вих}}}$ (а) логічного елемента, чутливості його вихідного реактивного імпедансу $S_{Z_0}^{X_{C_{\text{вих}}}}$ (б) і коефіцієнта завадостійкості Υ_{Z_0} (в) від нестабільності хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі

З графіків на рис. 3.9а, б випливає, що вихідний реактивний імпеданс $X_{C_{\text{вих}}}$ практично не залежить від нестабільності хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі в діапазоні значень $50 \pm 0,5$ Ом для випадків як ідеальної ($\Delta l = 0$), так і неідеальної ($\Delta l = \pm 0,1$ мм) довжини відрізка лінії передачі. Коефіцієнт завадостійкості в цьому випадку дорівнює 1 при $\Delta l = 0$, а для $\Delta l = \pm 0,1$ мм значення цього коефіцієнта становить не менше, ніж 0,74.

Для оцінювання чутливості вихідного реактивного імпедансу $X_{C_{\text{ВИХ}}}$ логічного елемента від впливу добротностей Q вхідних ємнісних імпедансів вважаємо, що $Z_0 = 50 \text{ Ом}$. Оцінювання проводилося для двох випадків нестабільності довжини відрізка лінії передачі: $\Delta l = 0$ і $\Delta l = \pm 0,1 \text{ мм}$.

На рис. 3.10 наведено залежності вихідного реактивного $X_{C_{\text{ВИХ}}}$ і активного $R_{C_{\text{ВИХ}}}$ імпедансів, чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_Q^{X_{C_{\text{ВИХ}}}}$ і коефіцієнта завадостійкості Υ_Q від зміни добротності вхідних імпедансів Q для логічних рівнів (0;0), (0;1), (1;0) і (1;1).

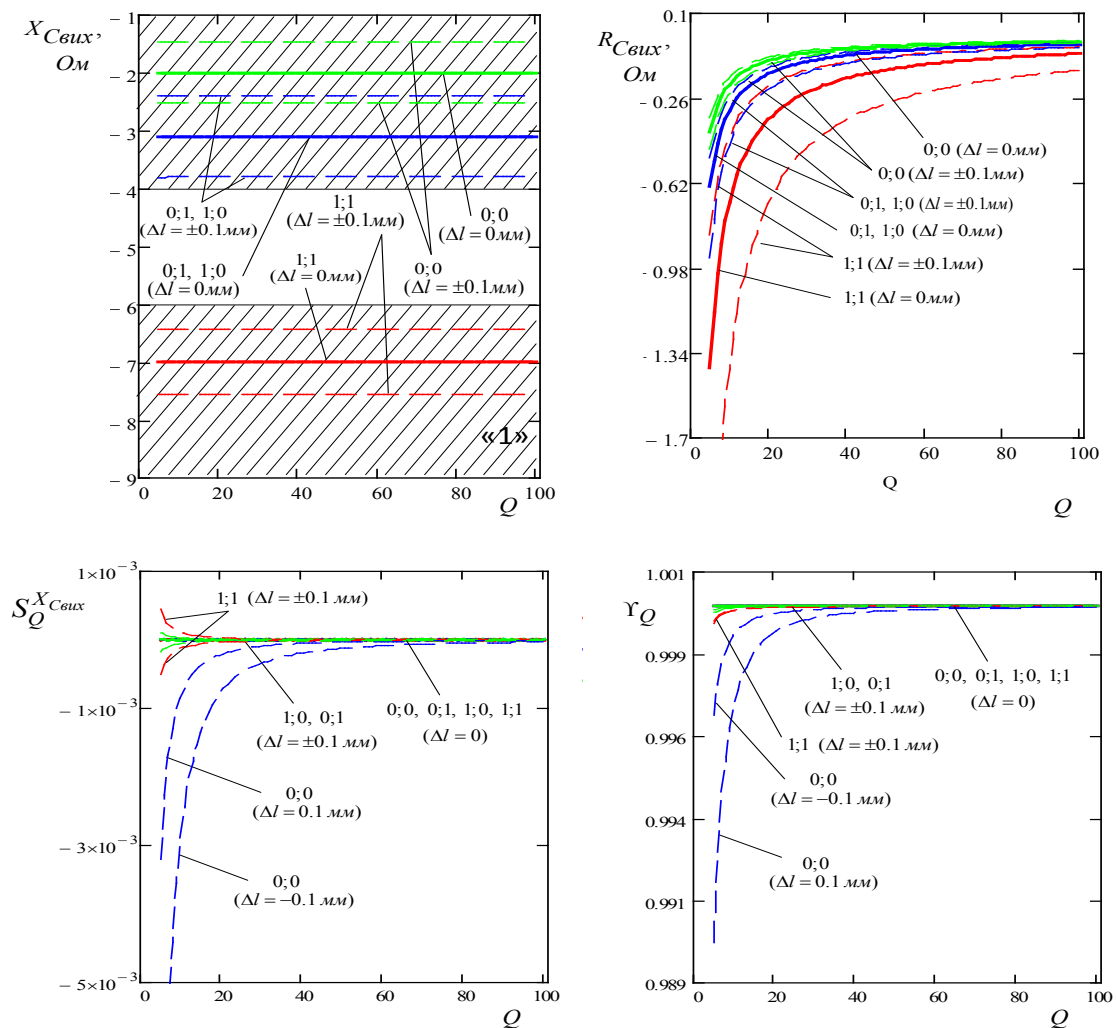


Рисунок 3.10 – Розрахункові залежності вихідного реактивного $X_{C_{\text{ВИХ}}}$ (а) і активного $R_{C_{\text{ВИХ}}}$ (б) імпедансів логічного елемента, чутливість вихідного реактивного імпедансу $S_Q^{X_{C_{\text{ВИХ}}}}$ (в) і коефіцієнта завадостійкості Υ_Q (г) від зміни добротності вхідних ємнісних імпедансів Q

З графіків на рис. 3.10а, в впливає, що вихідний реактивний імпеданс $X_{Свих}$ практично не залежить від зміни добротності вхідних ємнісних імпедансів Q в діапазоні значень $5 \div 100$ для випадків як ідеальної ($\Delta l = 0$), так і не ідеальної ($\Delta l = \pm 0,1$ мм) довжини відрізка лінії передачі. Коефіцієнт завадостійкості у цьому випадку має значення щонайменше 0,99 (див. рис. 3.10г) і зменшується за умови зниження добротності. За умови зростання значення добротності Q значення вихідного активного імпедансу $R_{Лвих}$ за модулем зменшується (див. рис. 3.10б) для всіх випадків нестабільності довжини відрізка лінії передачі.

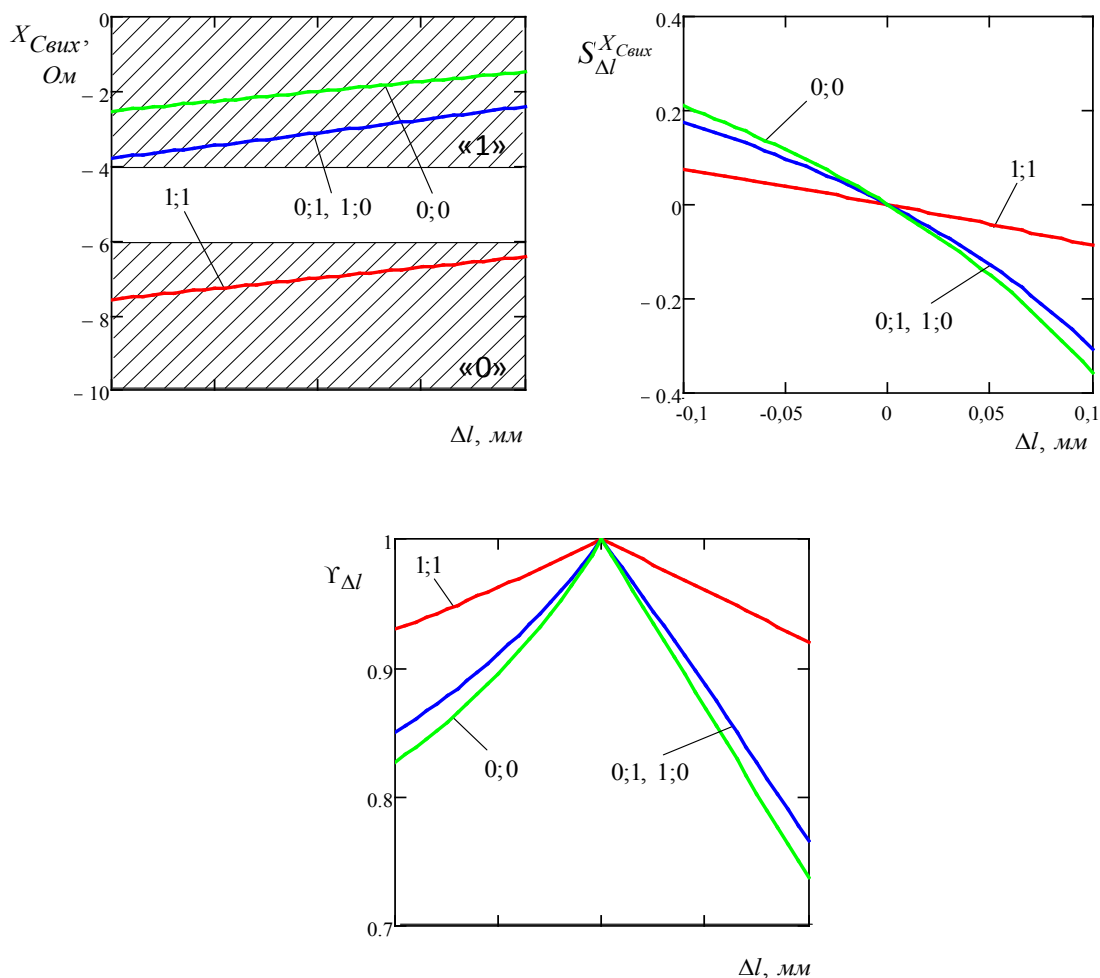


Рисунок 3.11 – Розрахункові залежності реактивної складової вихідного імпедансу $X_{Свих}$ (а) логічного елемента, чутливості його вихідного реактивного імпедансу $S_{\Delta l}^{X_{Cвых}}$ (б) і коефіцієнта завадостійкості $\gamma_{\Delta l}$ (в) від зміни довжини лінії передачі Δl

На рис. 3.11 подано розрахункові залежності реактивної складової вихідного імпедансу від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl , чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_{\Delta l}^{X_{L\text{вих}}}$ і коефіцієнта завадостійкості $\Upsilon_{\Delta l}$ від зміни довжини відрізка лінії передачі Δl для вхідних логічних рівнів (0;0), (0;1), (1;0) і (1;1) при $Q = 100$ і $Z_0 = 50$ Ом.

З графіка на рис. 3.11а видно, якщо похибка реалізації довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = 0 \dots \pm 0,1$ мм, то вихідний реактивний імпеданс $X_{C\text{вих}}$ не виходить за допустимі межі логічних рівнів «0» і «1». З графіка чутливості вихідного реактивного імпедансу $S_{\Delta l}^{X_{C\text{вих}}}$ на рис. 3.11б бачимо, що чутливість реактивного імпедансу $X_{C\text{вих}}$ від довжини відрізка лінії передачі має значення не більше 0,35. Коефіцієнт завадостійкості в цьому випадку має значення не менше 0,74 (див. рис. 3.11в), і майже лінійно зменшується зі збільшенням похибки реалізації довжини відрізка лінії передачі Δl .

3.3 Моноімітансний логічний елемент «АБО»

Для моделювання роботи схеми задамося значеннями зміни параметрів хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі, опорної частоти сигналу f і паразитних реактивних складових $X_{\text{вх}1}$ і $X_{\text{вх}2}$. Таким чином, хвильовий опір відрізків лінії передачі $Z_0 = 50 \pm 10$ Ом, похибка опорної частоти сигналу 10% і паразитна реактивна складова $X_{\text{вх}} = 0 \div 40$ Ом. Моделювання будемо проводити для всіх можливих станів логічного елемента – для вхідних логічних рівнів (0;0), (0;1), (1;0) і (1;1), де вхідний логічний рівень «0» позначає собою вхідний імпеданс $R_{\text{вх}} = 10$ Ом, а вхідний логічний рівень «1» – вхідний імпеданс $R_{\text{вх}} = 250$ Ом. Частота сигналу генератора $f = 10$ ГГц. Моделювання проводилось у програмному пакеті Mathcad.

Відносна похибка вихідного активного опору схеми від впливу хвильового опору відрізків лінії передачі описується виразом:

$$\Upsilon_{Z_0}^{R_{\text{вих}}} = 100 \cdot \frac{R_{\text{вих}} - R'_{\text{вих}}}{R'_{\text{вих}}} \%, \quad (3.3)$$

де $R_{\text{вих}}$ – значення вихідного активного імпедансу з урахуванням впливу дестабілізуючого чинника, $R'_{\text{вих}}$ – значення вихідного активного імпедансу в ідеальному випадку.

Розраховано вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на вихідний активний опір моноімітасного логічного R-елемента «АБО» [8], [9] за умови, що всі інші дестабілізуючі фактори відсутні. На основі (2.11), (2.12), (2.14) за допомогою комп'ютерного моделювання отримано розрахункові залежності вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від хвильового опору Z_0 при різних вхідних логічних станах (рис. 3.12).

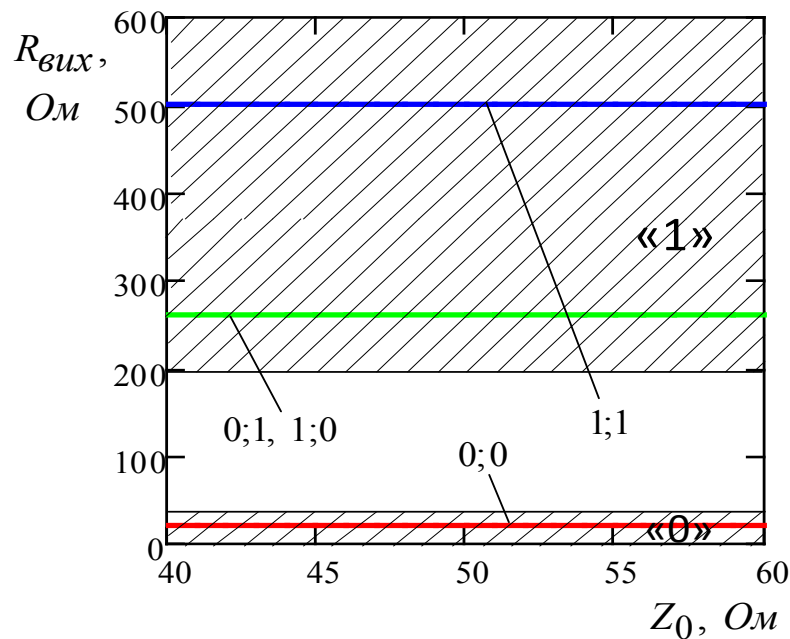


Рисунок 3.12 – Залежність вихідного активного опору від хвильового опору при різних вхідних логічних станах

З графіка на рис. 3.12 бачимо, що вихідний активний опір $R_{\text{вих}}$ не залежить від зміни хвильового опору відрізків лінії передач Z_0 у заданому діапазоні.

При оцінюванні впливу на вихідний активний опір $R_{\text{вих}}$ паразитного реактивного опору $X_{\text{вх}}$ вважаємо, що Z_0 та f відповідають ідеальному логічному елементу. В цьому випадку отримано графіки на рис. 3.13.

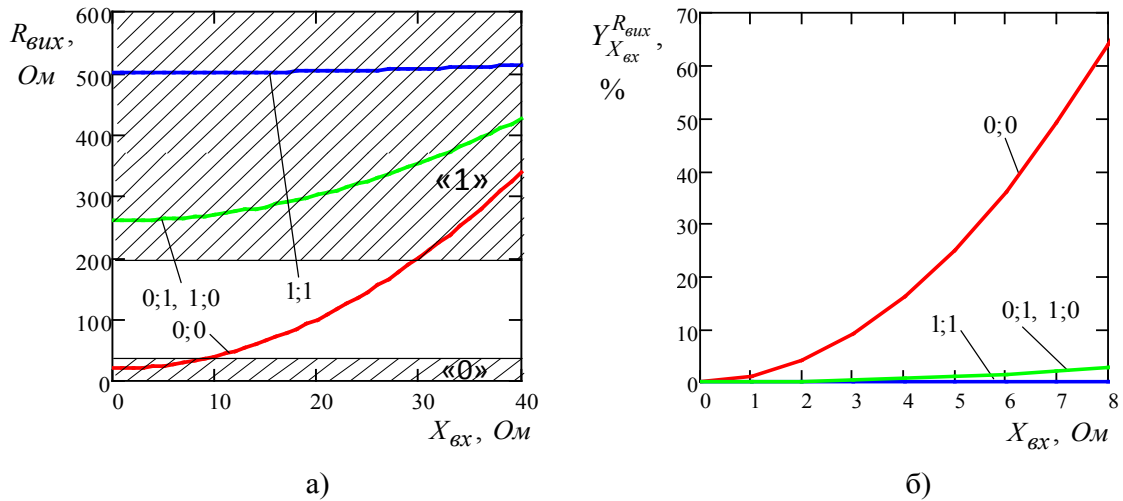


Рисунок 3.13 – Залежність (а) та відносна похибка (б) вихідного активного опору від зміни паразитної реактивної складової у вхідних опорах при різних вхідних логічних станах

З графіків бачимо, що за умов $R_{вих}^0 < 30 \text{ Ом}$, $R_{вих}^1 > 200 \text{ Ом}$ вихідний активний опір $R_{вих}$ залишається у межах логічних рівнів за умови знаходження паразитного реактивного опору $X_{вх}$ у межах $0 \div 8 \text{ Ом}$ (див. рис. 3.13а). При цьому вихідний активний опір за умови вхідного логічного стану (0;0) змінюється не більш ніж 63 %, за умови логічного стану (1;0) та (0;1) – не більш ніж на 3 %, а за умови логічного стану (1;1) практично не змінюється (див. рис. 3.13б).

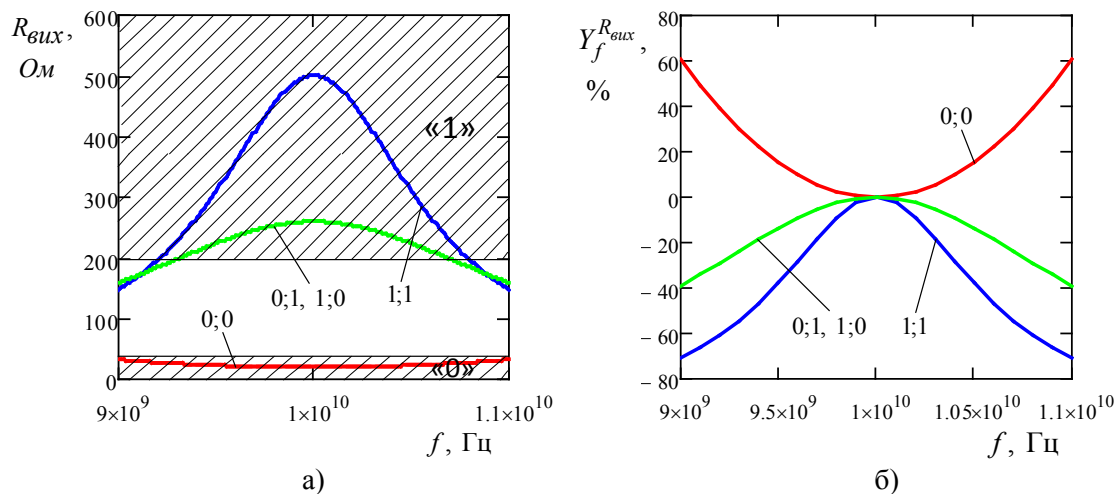


Рисунок 3.14 – Залежність (а) та відносна похибка (б) вихідного активного опору від зміни опорної частоти сигналу при різних вхідних логічних станах

Розраховано залежність вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від зміни опорної частоти сигналу в межах 10 %, що також відповідає зміні довжини відрізка лінії передачі на 10 % (рис. 3.14). При цьому вважаємо, що Z_0 та $X_{\text{вх}}$ відповідають ідеальному логічному елементу.

З графіків бачимо, що за умов $R_{\text{вих}}^0 < 30 \text{ Ом}$, $R_{\text{вих}}^1 > 200 \text{ Ом}$ вихідний активний опір $R_{\text{вих}}$ залишається у межах логічних рівнів, якщо опорна частота сигналу змінюється не більш ніж на 7 % (див. рис. 3.14а). При цьому вихідний активний опір за умови вхідного логічного стану (0;0) змінюється не більш ніж 25 %, за умови логічного стану (1;0) та (0;1) – не більш ніж на 20 %, а за умови логічного стану (1;1) – не більш ніж на 50 % (див. рис. 3.14б).

Перелік літератури до розділу 3

[1] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансний логічний R-елемент ІІ,» *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 2, с. 71–76, 2015.

[2] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансний логический R-элемент И,» *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 1, с. 68–74, 2016.

[3] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, та В. П. Стахов, «Исследование помехоустойчивости моноиммитансного логического R-элемента И,» на X Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми Телекомунікацій 2016», Київ, 2016, с. 122–124.

[4] М. А. Filynyuk, L. B. Lishchynska, E. V. Voytsekhovskaya, and V. P. Stakhov, «Evaluation of interference stability of monoimmittance logic L-element AND,» *Науковий вісник національного гірничого університету*, № 1, pp. 100–107, 2017. ISSN 2071–2227.

[5] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансний логический L-элемент И,» на 17-й Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології», Одеса, 2016, с. 191–192.

[6] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, С. Є. Фурса, та В. П. Стахов, «Оценка помехоустойчивости моноиммитансного логического С-элемента И,» *Вісник Хмельницького національного університету*, № 6, с. 176–184, 2016.

[7] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Анализ помехоустойчивости моноиммитансного логического С-элемента И,» на *16-й Міжнародній науково-технічній конф. Вимірjувальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, Одеса, 2016, с. 86–87.

[8] М. А. Філінюк, С. Є. Фурса, та В. П. Стахов, «Исследование моноиммитансного логического R-элемента ИЛИ,» *Вісник НТУ «ХПИ»*, № 33, с. 175–184, 2015.

[9] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Дослідження моноімітансного логічного R-елемента АБО,» на *Міжнародній науково-технічній конф. Проблеми інформатики та моделювання*, Одеса, 2015, с. 104.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ КОМБІНОВАНИХ ЛОГІЧНИХ СХЕМ НА ОСНОВІ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

На основі розроблених моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І», які використовують як інформативний параметр активний опір, є можливою розробка комбінаційних схем. Завдяки побудові цих схем на основі відрізків лінії передачі виникає можливість додаткової оптимізації, тобто скорочення необхідних компонентів у схемі для реалізації логічної функції. У розділі розглянуто моноімітансні півсуматор і суматор, а також моноімітансний суматор за модулем два, який є необхідним для їх побудови.

Створення більш складних логічних схем на цьому етапі розвитку моноімітансної логіки ускладнено неповною сумісністю діапазонів вхідних та вихідних імітансів у логічних елементах. Також у монографії не розглянуто моноімітансні елементи пам'яті (тригери), оскільки їх синтез потребує додаткових досліджень, направлених на використання у моноімітансній логіці мемристорів або інших пристроїв пам'яті. Тому моноімітансна логіка на цей момент може бути використана тільки для створення невеликих обчислювальних вузлів з «жорсткою логікою».

4.1 Розробка і дослідження моноімітансного суматора за модулем 2

Суматор за модулем 2 або логічний елемент «Виключне АБО» (в англійській літературі «XOR») є логічною схемою, на виході якої стан логічної «1» з'являється тільки в тому випадку, коли на вхідних клеммах схеми присутня непарна кількість логічних «1» [1], [2]. На рис. 4.1 подано умовне графічне позначення суматора за модулем 2 та його таблицю істинності.

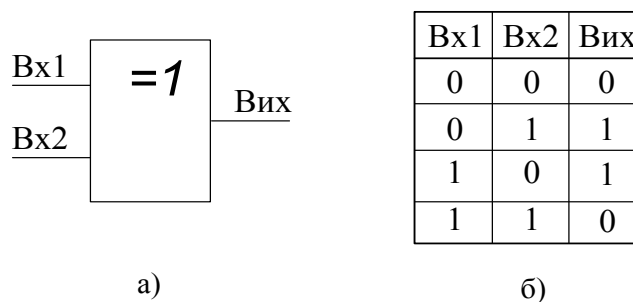


Рисунок 4.1 – Умовне графічне позначення (а) і таблиця істинності (б) суматора за модулем 2

Варіантом реалізації суматора за модулем 2 є схема, що подана на рис. 4.2 [3].

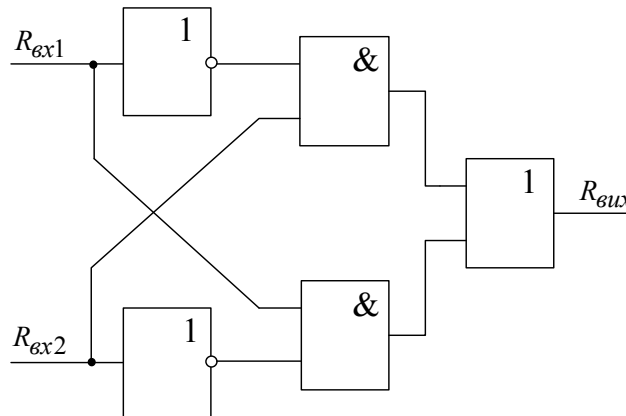


Рисунок 4.2 – Структурна схема суматора за модулем 2

Наведена на рис. 4.2 схема може бути застосована також і для моноімітансних логічних елементів. Тому, використовуючи набір базових моноімітансних елементів «НЕ», «АБО» і «І» [4], отримано схему (рис. 4.3) моноімітансного суматора за модулем 2 [5], де на схемі $l_1 - l_9$ – довжина відрізків лінії передачі; n – будь-яке натуральне число; $R_{\text{вх1}}^{(0)}$, $R_{\text{вх1}}^{(1)}$ і $R_{\text{вх2}}^{(0)}$, $R_{\text{вх2}}^{(1)}$ – вхідні імітанси, що позначають логічний рівень «0» або «1» відповідно на першій або другій вхідних клеммах схеми; $K1$ і $K2$ – перемикачі вхідних логічних станів; B – вентиль; Γ – опорний НВЧ генератор.

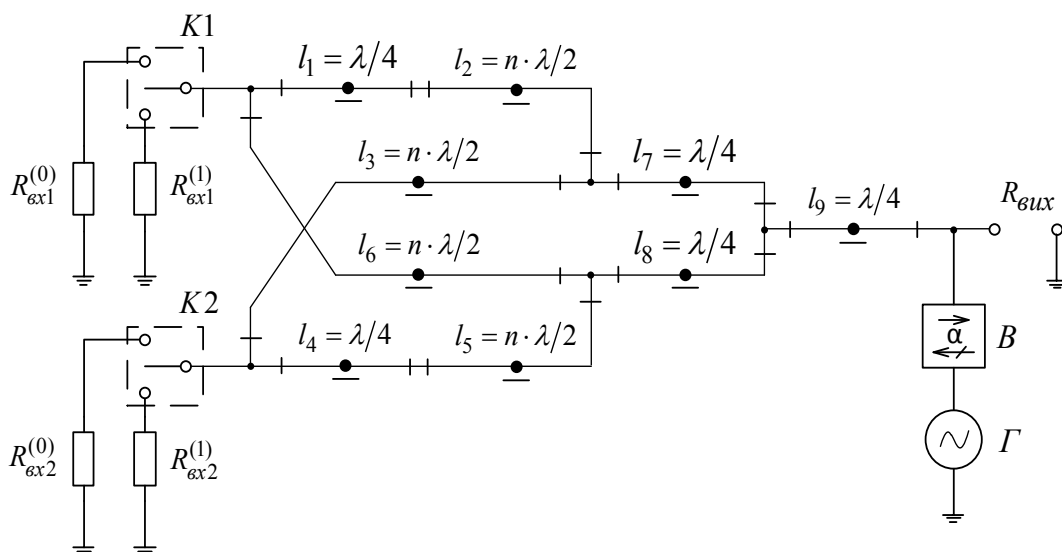


Рисунок 4.3 – Електрична схема моноімітансного суматора за модулем 2

У випадку, коли $n = 0$, довжини відрізків лінії передачі l_2, l_3, l_5 і l_6 дорівнюють нулю. Тобто електрична схема імітансного суматора за модулем 2 буде мати вигляд:

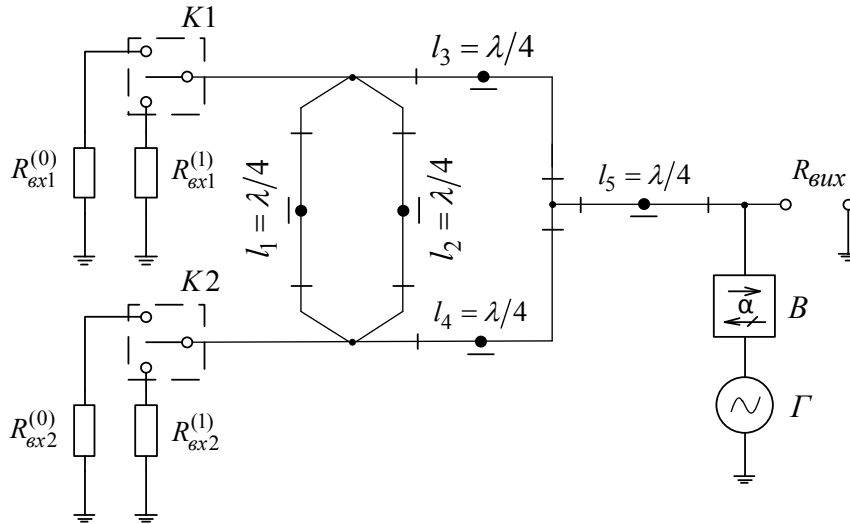


Рисунок 4.4 – Електрична схема моноімітансного суматора за модулем 2 ($n = 0$)

Основою математичної моделі такої логічної схеми є її передавальна характеристика $R_{\text{вих}} = F(R_{\text{вх1}}, R_{\text{вх2}})$. При її використанні враховуємо трансформувальні властивості чвертьхвильових відрізків лінії передачі $l_1 - l_5$, які мають відповідно хвильові опори $Z_{01} - Z_{05}$,

$$R_{\text{вих}} = Z_{05}^2 \left/ \frac{Z_{03}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх2}} \cdot Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}}{R_{\text{вх2}} + Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}} \cdot Z_{04}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх1}} \cdot Z_{02}^2 / R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}} + Z_{02}^2 / R_{\text{вх2}}} \right. \right.}{Z_{03}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх2}} \cdot Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}}{R_{\text{вх2}} + Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}} + Z_{04}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх1}} \cdot Z_{02}^2 / R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}} + Z_{02}^2 / R_{\text{вх2}}} \right.} \right. \quad (4.1)$$

Враховуючи, що вхідні канали логічної схеми ідентичні, тобто $Z_{01} = Z_{02} = Z_{03} = Z_{04} = Z_{05}$, з (4.1) знаходимо

$$R_{\text{вих}} = Z_{01}^2 \left/ \frac{Z_{01}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх2}} \cdot Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}}{R_{\text{вх2}} + Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}} \cdot Z_{01}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх1}} \cdot Z_{01}^2 / R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}} + Z_{01}^2 / R_{\text{вх2}}} \right. \right.}{Z_{01}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх2}} \cdot Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}}{R_{\text{вх2}} + Z_{01}^2 / R_{\text{вх1}}} + Z_{01}^2 \left/ \frac{R_{\text{вх1}} \cdot Z_{01}^2 / R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}} + Z_{01}^2 / R_{\text{вх2}}} \right.} \right. \quad (4.2)$$

Рівняння (4.2) описує передавальну характеристику моноімпедансного суматора за модулем 2, зображену на рис. 4.5:

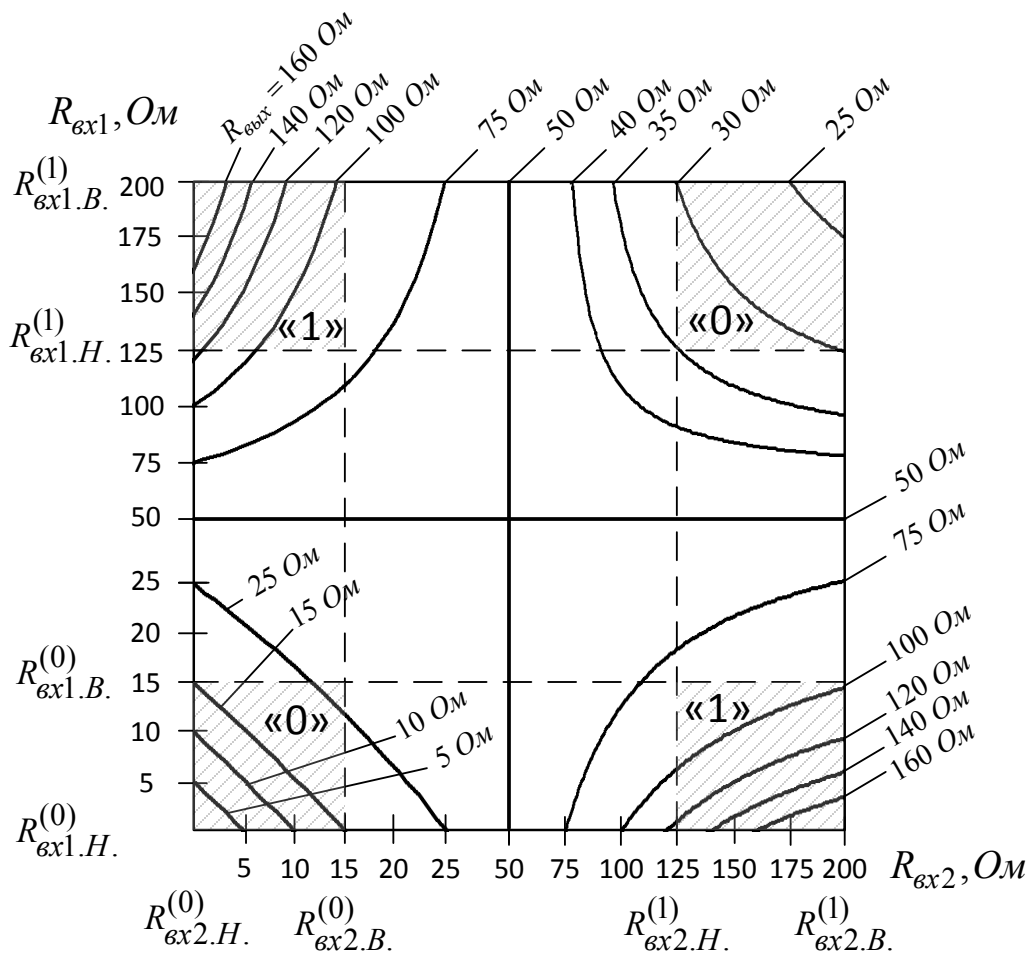


Рисунок 4.5 – Імпедансна передавальна характеристика моноімпедансного суматора за модулем 2

Оскільки для моноімпедансного суматора за модулем 2 інформативним параметром є активний імпеданс «R», логічні стани характеризуються діапазоном значень цього параметра. Логічній одиниці відповідає діапазон зміни $R_{\text{вх.Н.}}^{(1)} < R_{\text{вх.}}^{(1)} < R_{\text{вх.В.}}^{(1)}$, а логічному нулю відповідає діапазон зміни $R_{\text{вх.Н.}}^{(0)} < R_{\text{вх.}}^{(0)} < R_{\text{вх.В.}}^{(0)}$, де $R_{\text{вх.Н.}}^{(1)}$, $R_{\text{вх.В.}}^{(1)}$, $R_{\text{вх.Н.}}^{(0)}$ і $R_{\text{вх.В.}}^{(0)}$ – резистивні межі відповідних логічних рівнів.

Виходячи з рис. 4.5, роботу моноімпедансного суматора за модулем 2 можна описати таблицею істинності, яка подана на рис. 4.6.

R_{ex1}	R_{ex2}	$R_{вих}$
"0" $R_{ex1.H.}^{(0)} < R_{ex1}^{(0)} < R_{ex1.B.}^{(0)}$	"0" $R_{ex2.H.}^{(0)} < R_{ex2}^{(0)} < R_{ex2.B.}^{(0)}$	"0" $R_{вих.H.}^{(0)} < R_{вих}^{(0)} < R_{вих.B.}^{(0)}$
"1" $R_{ex1.H.}^{(1)} < R_{ex1}^{(1)} < R_{ex1.B.}^{(1)}$	"0" $R_{ex2.H.}^{(0)} < R_{ex2}^{(0)} < R_{ex2.B.}^{(0)}$	"1" $R_{вих.H.}^{(1)} < R_{вих}^{(1)} < R_{вих.B.}^{(1)}$
"0" $R_{ex1.H.}^{(0)} < R_{ex1}^{(0)} < R_{ex1.B.}^{(0)}$	"1" $R_{ex2.H.}^{(1)} < R_{ex2}^{(1)} < R_{ex2.B.}^{(1)}$	"1" $R_{вих.H.}^{(1)} < R_{вих}^{(1)} < R_{вих.B.}^{(1)}$
"1" $R_{ex1.H.}^{(1)} < R_{ex1}^{(1)} < R_{ex1.B.}^{(1)}$	"1" $R_{ex2.H.}^{(1)} < R_{ex2}^{(1)} < R_{ex2.B.}^{(1)}$	"0" $R_{вих.H.}^{(0)} < R_{вих}^{(0)} < R_{вих.B.}^{(0)}$

Рисунок 4.6 – Таблиця істинності моноімітансного суматора за модулем 2

На практиці параметри реального моноімітансного суматора за модулем 2 будуть відрізнятися від параметрів розглянутої «ідеальної» схеми через вплив дестабілізуювальних факторів.

У реальному моноімітансному суматорі за модулем 2 наведений вихідний імпеданс відрізків лінії передачі [6]

$$\bar{Z}_{вих} = \frac{\bar{Z}_{вх} + j \cdot \operatorname{tg}\beta}{1 + j \cdot \bar{Z}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta} = \operatorname{Re} \bar{Z}_{вих} + j \cdot \operatorname{Im} \bar{Z}_{вих}, \quad (4.3)$$

$$\operatorname{Re} \bar{Z}_{вих} = \bar{R}_{вих} = \frac{\bar{R}_{вх} \cdot (1 - \bar{X}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta) + \bar{R}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta \cdot (\bar{X}_{вх} + \operatorname{tg}\beta)}{(1 - \bar{X}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta)^2 + (\bar{R}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta)^2}; \quad (4.4)$$

$$\operatorname{Im} \bar{Z}_{вих} = \bar{X}_{вих} = \frac{(1 - \bar{X}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta) \cdot (\bar{X}_{вх} + \operatorname{tg}\beta) - \bar{R}_{вх}^2 \cdot \operatorname{tg}\beta}{(1 - \bar{X}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta)^2 + (\bar{R}_{вх} \cdot \operatorname{tg}\beta)^2}; \quad (4.5)$$

$$\beta = 2\pi l/\lambda - \text{фазова стала}; \quad \bar{R}_{вих} = \frac{R_{вих}}{Z_0}; \quad \bar{X}_{вих} = \frac{X_{вих}}{Z_0}; \quad \bar{R}_{вх} = \frac{\operatorname{Re} Z_{вх}}{Z_0};$$

$$\bar{X}_{вх} = \frac{\operatorname{Im} Z_{вх}}{Z_0}.$$

З урахуванням (4.3)–(4.5) впливає, що активна складова вихідного імпедансу реального моноімітансного суматора за модулем 2 описується виразами:

$$R_{вих} = Z_{01} \cdot \frac{R_{вих1}/Z_{01} \cdot (1 - X_{вих1}/Z_{01} \cdot \operatorname{tg}\beta) + R_{вих1}/Z_{01} \cdot \operatorname{tg}\beta \cdot (X_{вих1}/Z_{01} + \operatorname{tg}\beta)}{(1 - X_{вих1}/Z_{01} \cdot \operatorname{tg}\beta)^2 + (R_{вих1}/Z_{01} \cdot \operatorname{tg}\beta)^2}, \quad (4.6)$$

$$\text{де } R_{\text{вих1}} = \frac{Z_{01}^2 \cdot \frac{\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{2 \cdot Z_{01} \cdot \frac{\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2} + \frac{\frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}} ; \quad (4.7)$$

$$R_{\text{вих2}} = \frac{R_{\text{вх1}} \cdot Z_{01} \cdot \frac{\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{R_{\text{вх1}} + Z_{01} \cdot \frac{\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}} , \quad (4.8)$$

$$R_{\text{вих3}} = \frac{R_{\text{вх2}} \cdot Z_{01} \cdot \frac{\frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вх1}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{R_{\text{вх2}} + Z_{01} \cdot \frac{\frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \left(1 - \frac{X_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) + \frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta \cdot \left(\frac{X_{\text{вх1}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right)}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}} , \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned}
X_{\text{вих1}} = & \frac{Z_{01}^2 \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{2 \cdot Z_{01} \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2} +} \\
& \frac{\frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{+ 2 \cdot Z_{01} \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вих3}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}, \quad (4.10)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
X_{\text{вих2}} = & \frac{X_{\text{вх1}} \cdot Z_{01} \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{X_{\text{вх1}} + Z_{01} \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}, \quad (4.11)
\end{aligned}$$

$$X_{\text{вих}3} = \frac{X_{\text{вх}2} \cdot Z_{01} \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вх}1}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вх}1}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вх}1}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх}1}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх}1}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}{X_{\text{вх}2} + Z_{01} \cdot \frac{\left(1 - \frac{X_{\text{вх}1}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right) \cdot \left(\frac{X_{\text{вх}1}}{Z_{01}} + \text{tg}\beta\right) - \left(\frac{R_{\text{вх}1}}{Z_{01}}\right)^2 \cdot \text{tg}\beta}{\left(1 - \frac{X_{\text{вх}1}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2 + \left(\frac{R_{\text{вх}1}}{Z_{01}} \cdot \text{tg}\beta\right)^2}}, \quad (4.12)$$

де $R_{\text{вх}1}$ і $R_{\text{вх}2}$, $X_{\text{вх}1}$ і $X_{\text{вх}2}$ – відповідно активні і реактивні опори на вхідних клеммах схеми.

Вирази (4.6)–(4.12) є математичною моделлю реального моноімітансного суматора за модулем 2, що дозволяє провести з їх допомогою дослідження розробленої схеми.

З аналізу виразів (4.6)–(4.12) випливає, що основними дестабілізуючими факторами, які впливають на роботу моноімітансного суматора за модулем 2, є:

- нестабільність хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі;
- нестабільність фазової сталої β ;
- добротність вхідних імпедансів $Q = X_{\text{вх}}/R_{\text{вх}}$.

Завданням дослідження є оцінювання впливу перерахованих дестабілізуючих факторів і пошук шляхів для їх мінімізації.

Для моделювання роботи схеми в умовах наближених до реальних задано значення параметрів хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі, фазової сталої β і добротності вхідних активних імпедансів Q з урахуванням похибки технологічного процесу. Вважається, що хвильовий опір відрізків лінії передачі $Z_0 = 50 \pm 0,5$ Ом, а допустима нестабільність фазової сталої позначена через нестабільність частоти сигналу опорного генератора $\Delta f = \pm 1\%$ (що є аналогічним до похибки довжини відрізка лінії передачі $\Delta l = \pm 0,1$ мм) і добротність Q для вхі-

дних активних імпедансів дорівнює $0 \div 0.5$. Моделювання проведено для вхідних логічних станів (0;0), (0;1), (1;0) і (1;1), де згідно з рис. 4.5 вхідний логічний рівень «0» позначає наявність вхідного активного імпедансу $R_{\text{вх}}$ в діапазоні $0 \div 15$ Ом, а вхідний логічний рівень «1» – наявність вхідного активного імпедансу $R_{\text{вх}}$ в діапазоні $125 \div 200$ Ом. Частота опорного сигналу $f = 10$ ГГц.

Для порівняльного оцінювання завадостійкості моноімітансного суматора за модулем 2 розрахуємо відносну похибку реалізації вихідного активного імпедансу $R_{\text{вих}}$ за умови зміни кожного з перерахованих вище дестабілізуювальних факторів:
$$\gamma = 100 \cdot \frac{R_{\text{вих}} - R'_{\text{вих}}}{R'_{\text{вих}}} \%,$$
 де $R_{\text{вих}}$ – значення вихідного активного імпедансу з урахуванням впливу дестабілізуювального чинника, $R'_{\text{вих}}$ – значення вихідного активного імпедансу в ідеальному випадку.

Результати чисельного моделювання подано на рис. 4.7–4.9.

Оцінено вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі на вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ при різних варіантах вхідного логічного стану: (0;0) (див. рис. 4.7а), (1;1) (див. рис. 4.7в), (1;0) і (0;1) (див. рис. 4.7д) за умови $\Delta f = 0$ і $Q = 0$, а також розраховано відносну похибку відхилення значення вихідного активного імпедансу $R_{\text{вих}}$ через вплив нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі для кожного з цих випадків (див. рис. 4.7б, г, е).

З графіків на рис. 4.7а) випливає, що для вхідного логічного стану (0; 0) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 1 \div 15$ Ом, $R_{\text{вх2}} = 1 \div 15$ Ом за умови зміни хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі в межах $50 \pm 0,5$ Ом значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $1,99 \div 24,38$ Ом і змінюється не більше ніж на 0,125 % від значення вихідного опору за умови $Z_0 = 50$ Ом (див. рис. 4.7б).

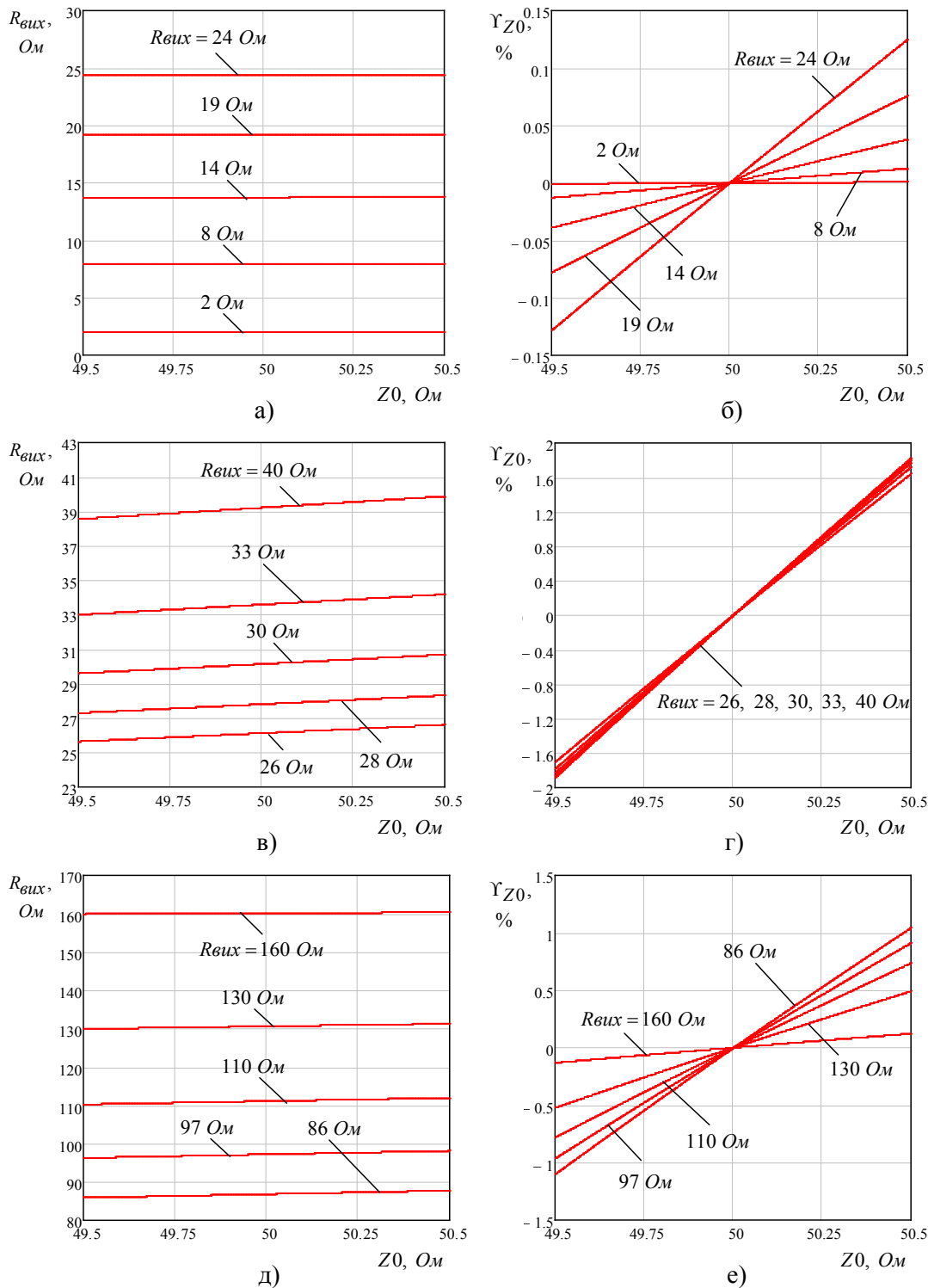


Рисунок 4.7 – Графіки залежності вихідного активного опору $R_{вих}$ від зміни хвильового опору Z_0 лінії передачі для входних логічних рівнів (1; 0) (а), (1; 1) (в), (1; 0) і (0; 1) (д), відносної похибки вихідного активного імпедансу $R_{вих}$ від впливу нестабільності хвильового опору Z_0 лінії передачі для входних логічних рівнів (1; 0) (б), (1; 1) (г), (1; 0) і (0; 1) (е)

Для випадку вхідного логічного стану (1;1) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$ за умови зміни хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі в межах $50 \pm 0,5 \text{ Ом}$ значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $26,57 \div 39,87 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.7в) і змінюється не більше ніж на 1,8 % від значення вихідного опору за умови $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.7г).

Для випадку вхідного логічного стану (1; 0) або (0; 1) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$ за умови зміни хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі в межах $50 \pm 0,5 \text{ Ом}$ значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $87,66 \div 160,31 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.7д) і змінюється не більше ніж на 1,1 % від значення вихідного опору за умови $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.7е).

З цього випливає, що зміна хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі в заданому діапазоні незначно впливає на роботу моноімітансного суматора за модулем 2, проте використання вхідних імітансів великих номіналів може привести до збільшення впливу хвильового опору Z_0 відрізків лінії передачі на вихідний опір $R_{\text{вих}}$.

Оцінено вплив зміни добротностей Q вхідних активних опорів на вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ при різних варіантах вхідного логічного стану: (0; 0) (див. рис. 4.8а), (1; 1) (див. рис. 4.8в), (1; 0) і (0; 1) (див. рис. 4.8д) за умови $\Delta f = 0$ і $Z_0 = 50 \text{ Ом}$, а також розраховано відносну похибку вихідного активного імпедансу $R_{\text{вих}}$ від впливу зміни добротностей Q вхідних опорів для кожного з цих випадків (див. рис. 4.8б, г, е).

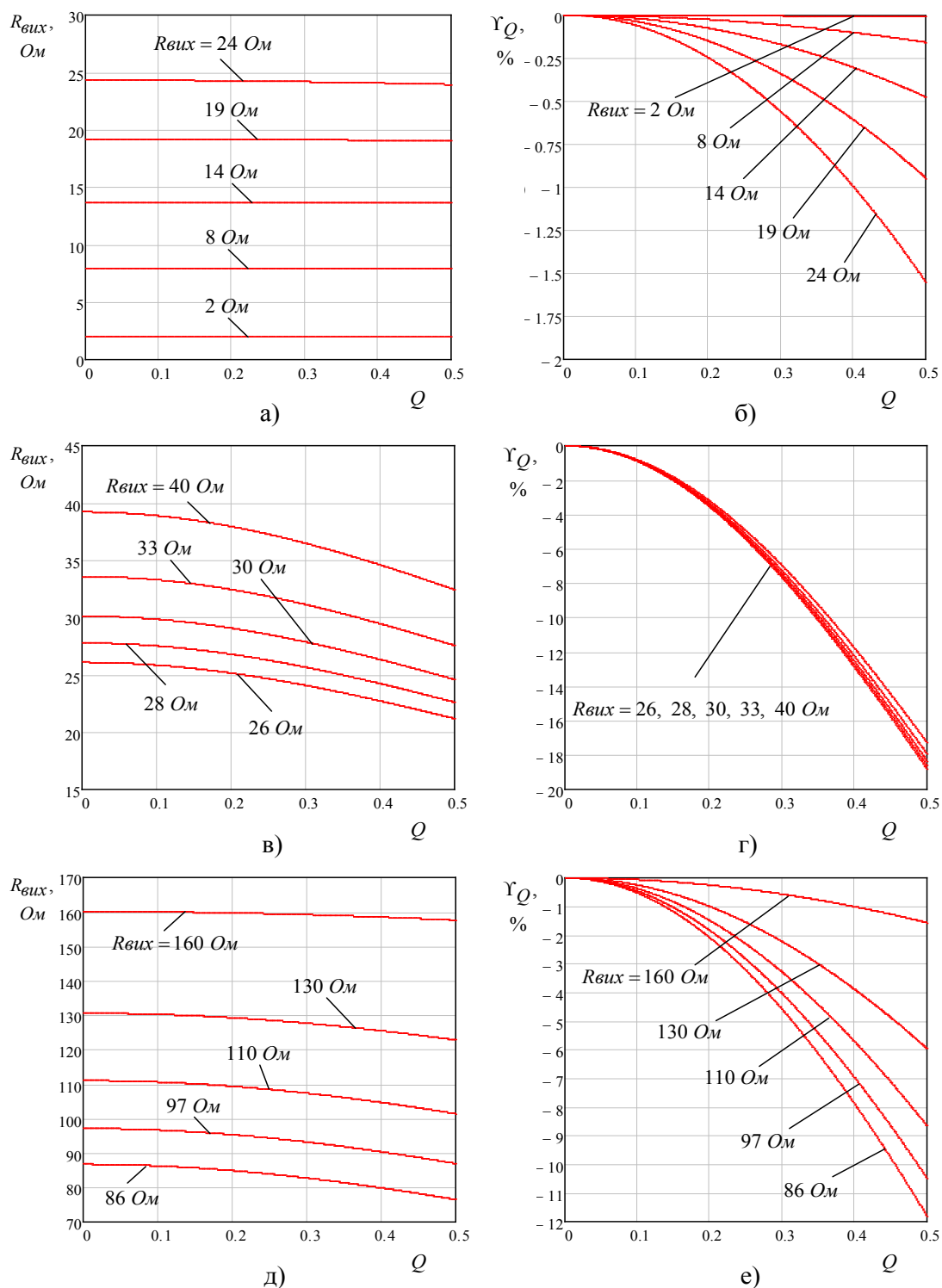


Рисунок 4.8 – Графіки залежності вихідного активного опору $R_{вих}$ від зміни добротностей Q вхідних активних опорів для вхідних логічних рівнів (1; 0) (а), (1; 1) (в), (1; 0) і (0; 1) (д), відносної похибки вихідного активного імпедансу $R_{вих}$ від впливу зміни добротностей Q вхідних активних опорів для вхідних логічних рівнів (1; 0) (б), (1; 1) (г), (1; 0) і (0; 1) (е)

З графіків на рис. 4.8а видно, що для вхідного логічного стану (0;0) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$ за умови зміни добротностей Q вхідних активних опорів в межах $0 \div 0,5$ значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $2 \div 25 \text{ Ом}$ і змінюється не більше ніж на 1,55 % від значення вихідного опору за умови $Q = 0$ (див. рис. 4.8б).

Для випадку вхідного логічного стану (1; 1) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$ за умови зміни добротностей Q вхідних активних опорів в межах $0 \div 0,5$ значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $21,22 \div 40 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.8в) і змінюється не більше ніж на 18,7 % від значення вихідного опору за умови $Q = 0$ (див. рис. 4.8г).

Для випадку вхідного логічного стану (1; 0) або (0; 1) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$ за умови зміни добротностей Q вхідних активних опорів в межах $0 \div 0,5$ значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $76,5 \div 160 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.8д) і змінюється не більше ніж на 11,8 % від значення вихідного опору за умови $Q = 0$ (див. рис. 4.8е).

З цього випливає, що зміна добротностей Q вхідних активних опорів в заданому діапазоні може значно впливати на роботу моноімітансного суматора за модулем 2, тому для досягнення рівня заводськійості, при якому зміна вихідного опору не перевищує 2 %, рекомендується використовувати вхідні опори з добротністю не більше 0,15.

Оцінено вплив зміни частоти опорного сигналу f на вихідний активний імпеданс $R_{\text{вих}}$ при різних варіантах вхідного логічного стану: (0; 0) (див. рис. 4.9а), (1;1) (див. рис. 4.9в), (1; 0) і (0; 1) (див. рис. 4.9д) за умови $Q = 0$ і $Z_0 = 50 \text{ Ом}$, а також розраховано відносну похибку вихідного активного імпедансу $R_{\text{вих}}$ від впливу частоти опорного сигналу f для кожного з цих випадків (див. рис. 4.9б, г, е).

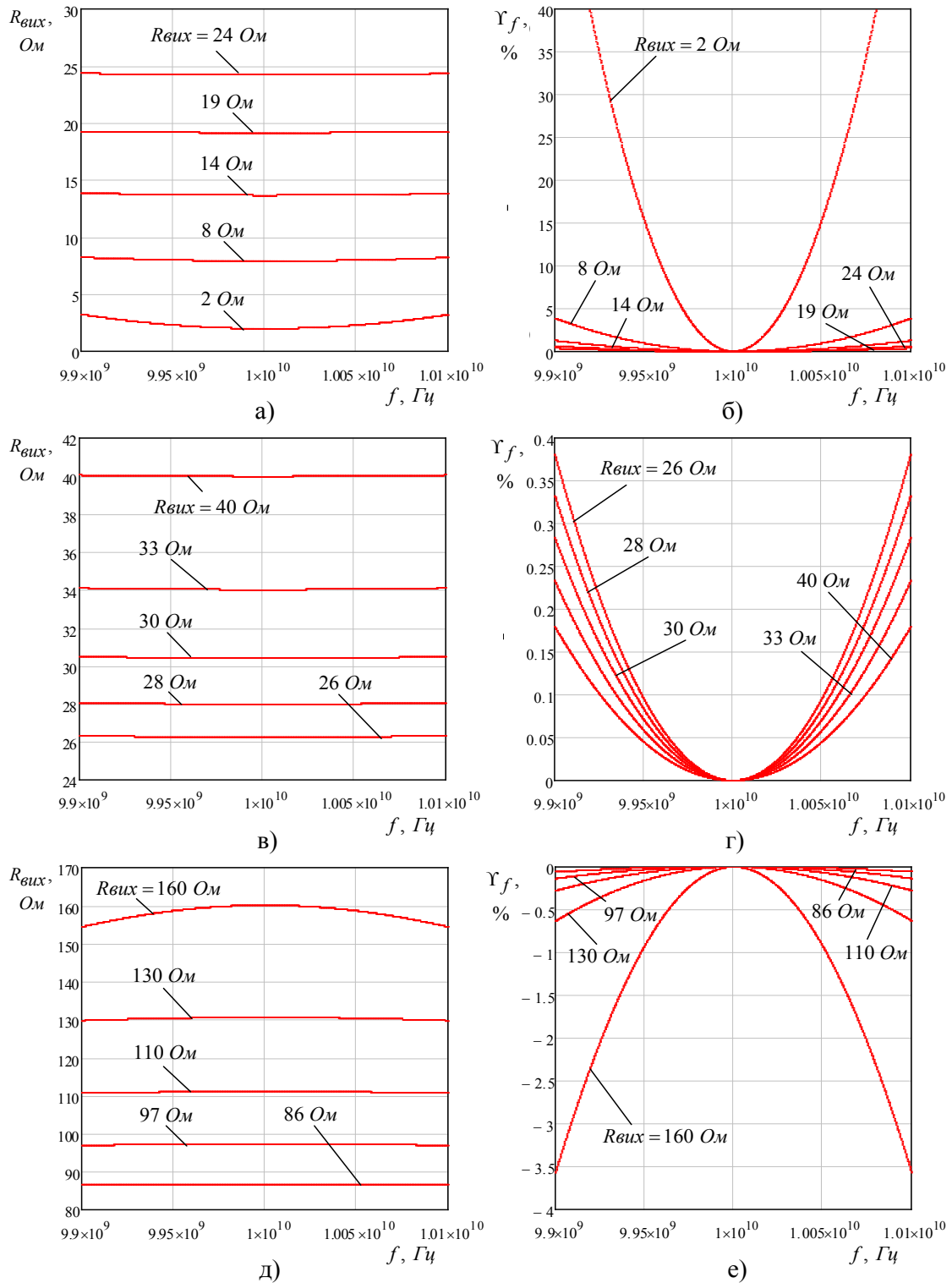


Рисунок 4.9 – Графіки залежності вихідного активного опору $R_{вих}$ від зміни частоти опорного сигналу f для вхідних логічних рівнів (1; 0) (а), (1; 1) (в), (1; 0) і (0; 1) (д), відносної похибки вихідного активного імпедансу $R_{вих}$ від впливу зміни частоти опорного сигналу f для вхідних логічних рівнів (1; 0) (б), (1; 1) (г), (1; 0) і (0; 1) (е)

З графіків на рис. 4.9а випливає, що для вхідного логічного стану (0; 0) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$ за умови зміни частоти опорного сигналу f в межах 1 % значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $2 \div 24,55 \text{ Ом}$ і змінюється більш ніж на 40 % від значення вихідного опору за умови $\Delta f = 0$ (див. рис. 4.9б). Для випадку вхідного логічного стану (1; 1) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$ при зміні частоти опорного сигналу f в межах 1 % значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $26 \div 40,07 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.9в) і змінюється не більше ніж на 0,38 % від значення вихідного опору за умови $\Delta f = 0$ (див. рис. 4.9г). Для випадку вхідного логічного стану (1; 0) або (0; 1) в діапазоні вхідних опорів $R_{\text{вх1}} = 125 \div 200 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх2}} = 1 \div 15 \text{ Ом}$ за умови зміни частоти опорного сигналу f в межах 1 % значення вихідного опору $R_{\text{вих}}$ знаходиться в діапазоні $85,92 \div 160 \text{ Ом}$ (див. рис. 4.9д) і змінюється не більше ніж на 3,5 % від значення вихідного опору за умови $\Delta f = 0$ (див. рис. 4.9е). З цього випливає, що зміна частоти опорного сигналу f в заданому діапазоні практично не впливає на роботу моноімітансного суматора за модулем 2 за винятком випадку використання вхідних опорів малих номіналів. Для досягнення рівня завадостійкості при якому зміна вихідного опору не перевищує 4 % рекомендується використовувати вхідні опори номіналом більшим ніж 4 Ом.

Тобто, для забезпечення високої завадостійкості схеми необхідно прагнути до зменшення значення реактивного опору у вхідних імпедансах. Для коректної роботи схеми величина добротності вхідних імпедансів має не перевищувати 0,15, що відповідає відносній похибці вихідного активного опору в 2 %. Також необхідно пам'ятати, що збільшення номіналів вхідних активних опорів може спричинити збільшення похибки вихідного активного опору за рахунок впливу похибки хвильового опору відрізків лінії передачі, а зменшення номіналів вхідних активних опорів може спричинити збільшення похибки вихідного активного опору за рахунок впливу нестабільності частоти опорного генератора.

4.2 Розробка та дослідження моноімітансного півсуматора

Півсуматор – це логічна схема, яка має два входи і два виходи та дозволяє обчислювати суму $A + B$, де A і B – розряди (біти) двійкового числа, при цьому результатом будуть два біти S і C , де S – біт суми за модулем 2, а C – біт перенесення [1]. На рис. 4.10 подано умовне графічне позначення півсуматора і його таблиця істинності.

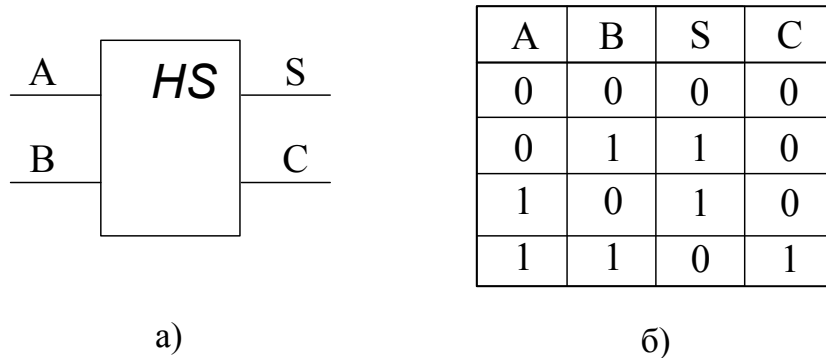


Рисунок 4.10 – Умовне графічне позначення (а) і таблиця істинності (б) півсуматора

Найбільш поширеною схемою реалізації півсуматора є комбінація суматора за модулем 2 і логічного елемента «І» (рис. 4.11а). Варіантом реалізації півсуматора на основі базових логічних елементів може бути схема [1], зображена на рис. 4.11б, де пунктиром обведено суматор за модулем 2, реалізований на базових логічних елементах «НЕ», «АБО» і «І».

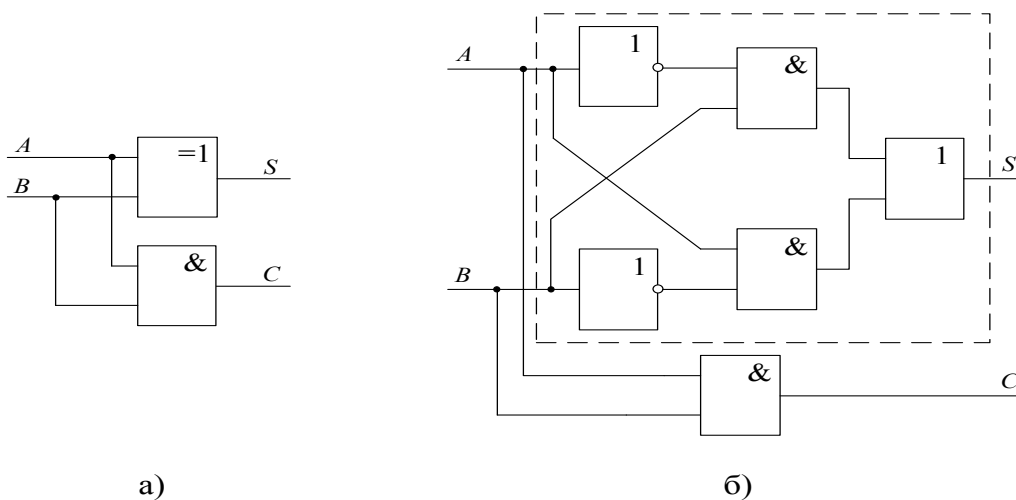


Рисунок 4.11 – Структурні схеми півсуматора

Наведена на рис. 4.11 схема може бути застосована також і для моноімітансних логічних елементів. Одним з варіантів реалізації моноімітансних логічних елементів є їх побудова на відрізках лінії передачі, що мають в НВЧ діапазоні властивості узагальнених перетворювачів імітансу. Тому, використовуючи набір базових моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» і «І» [4], отримуємо схему моноімітансного півсуматора (рис. 4.12) [7], де на схемі $l_1 \div l_7$ – довжини відрізків лінії передачі; n – будь-яке натуральне число, $R_A^{(0)}$, $R_A^{(1)}$ і $R_B^{(0)}$, $R_B^{(1)}$ – вхідні імітанси, які позначають логічний рівень «0» або «1» відповідно на входах А або В схеми; $K1$ і $K2$ – перемикачі вхідних логічних станів; V – розв’язувальний вентиль; Γ – опорний НВЧ генератор.

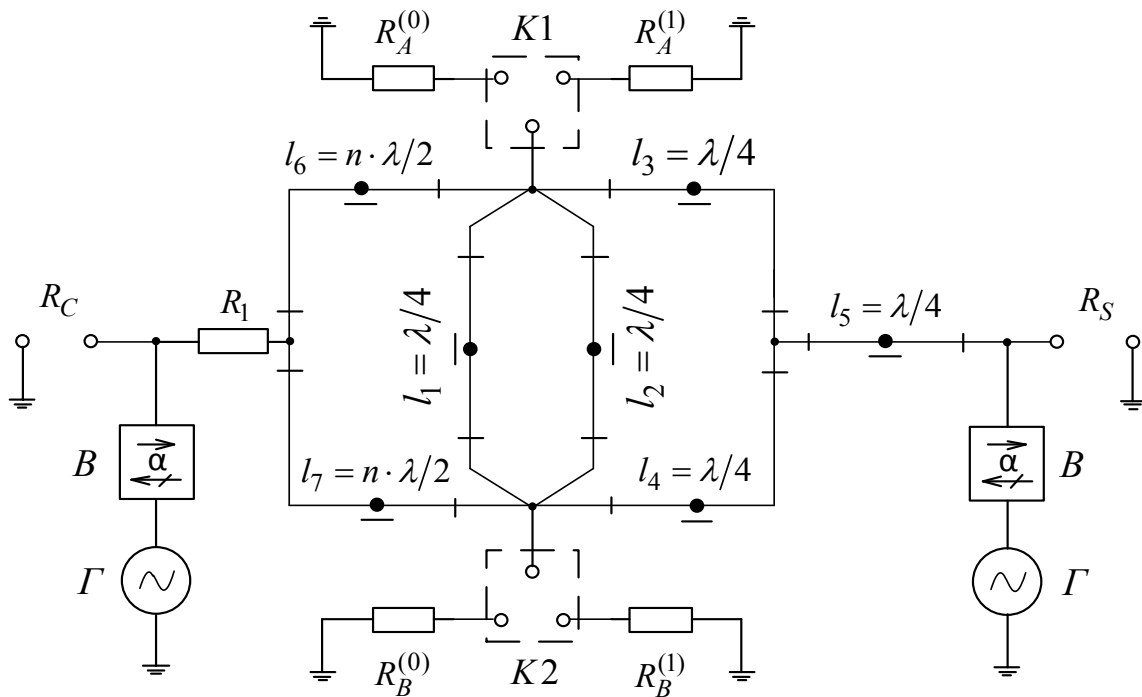


Рисунок 4.12 – Схема моноімітансного півсуматора

Основою математичної моделі такої логічної схеми є її передавальні характеристики $R_S = F(R_A, R_B)$ і $R_C = F(R_A, R_B)$. При їх описі враховуємо трансформувальні властивості чвертьхвильових відрізків лінії передачі $l_1 - l_5$, а також будемо вважати, що хвильові опори всіх відрізків лінії передачі ідентичні і дорівнюють Z_0 :

$$R_S = Z_0^2 \left/ \frac{Z_0^2 / \frac{R_B \cdot Z_0^2 / R_A}{R_B + Z_0^2 / R_A} \cdot Z_0^2 / \frac{R_A \cdot Z_0^2 / R_B}{R_A + Z_0^2 / R_B}}{Z_0^2 / \frac{R_B \cdot Z_0^2 / R_A}{R_B + Z_0^2 / R_A} + Z_0^2 / \frac{R_A \cdot Z_0^2 / R_B}{R_A + Z_0^2 / R_B}} \right., \quad (4.13)$$

$$R_C = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B}. \quad (4.14)$$

Рівняння (4.13) і (4.14) описують передавальну характеристику моноімпедансного півсуматора, зображену на рис. 4.13а, б. Оскільки для моноімпедансного півсуматора інформативним параметром є активний імпеданс «R», логічні стани характеризуються діапазоном значень цього параметра. Логічній одиниці «1» відповідає діапазон зміни $R_{н.}^{(1)} < R^{(1)} < R_{в.}^{(1)}$, а логічному нулю «0» відповідає діапазон зміни $R_{н.}^{(0)} < R^{(0)} < R_{в.}^{(0)}$, де $R_{н.}^{(1)}$, $R_{в.}^{(1)}$, $R_{н.}^{(0)}$ і $R_{в.}^{(0)}$ – резистивні межі відповідних логічних рівнів.

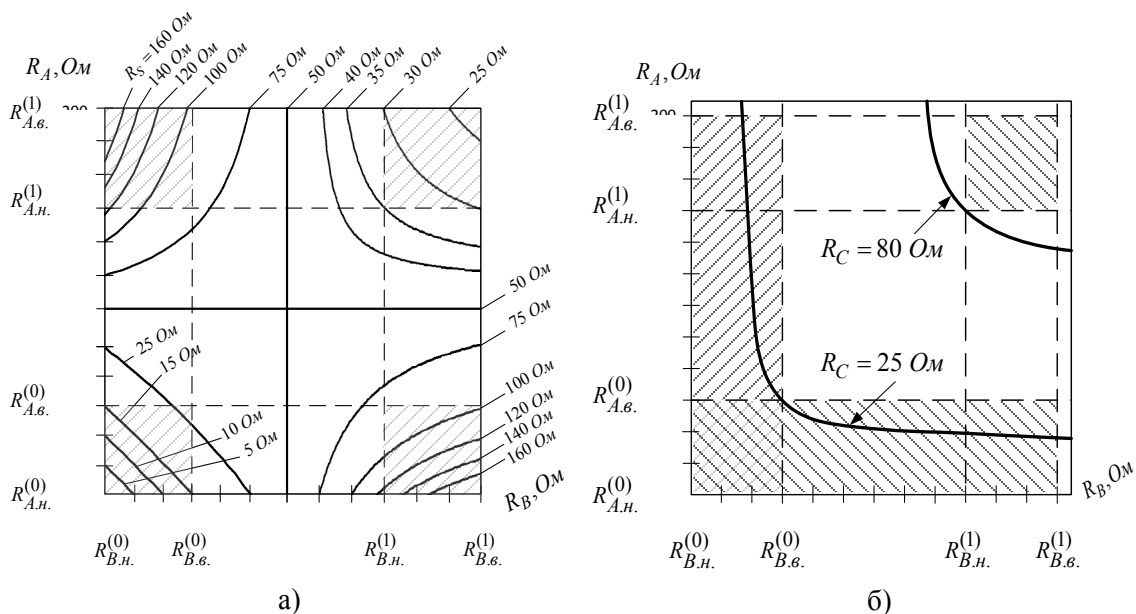


Рисунок 4.13 – Імпедансна передавальна характеристика моноімпедансного півсуматора на виході S (а) і на виході C (б)

Враховуючи передавальні характеристики, зображені на рис. 4.13, роботу моноімітансного півсуматора описано таблицею істинності, яка зображена на рис. 4.14.

R_A	R_B	R_S	R_C
"0" $R_{A.н.}^{(0)} < R_A^{(0)} < R_{A.в.}^{(0)}$	"0" $R_{B.н.}^{(0)} < R_B^{(0)} < R_{B.в.}^{(0)}$	"0" $R_{S.н.}^{(0)} < R_S^{(0)} < R_{S.в.}^{(0)}$	"0" $R_{C.н.}^{(0)} < R_C^{(0)} < R_{C.в.}^{(0)}$
"1" $R_{A.н.}^{(1)} < R_A^{(1)} < R_{A.в.}^{(1)}$	"0" $R_{B.н.}^{(0)} < R_B^{(0)} < R_{B.в.}^{(0)}$	"1" $R_{S.н.}^{(1)} < R_S^{(1)} < R_{S.в.}^{(1)}$	"0" $R_{C.н.}^{(0)} < R_C^{(0)} < R_{C.в.}^{(0)}$
"0" $R_{A.н.}^{(0)} < R_A^{(0)} < R_{A.в.}^{(0)}$	"1" $R_{B.н.}^{(1)} < R_B^{(1)} < R_{B.в.}^{(1)}$	"1" $R_{S.н.}^{(1)} < R_S^{(1)} < R_{S.в.}^{(1)}$	"0" $R_{C.н.}^{(0)} < R_C^{(0)} < R_{C.в.}^{(0)}$
"1" $R_{A.н.}^{(1)} < R_A^{(1)} < R_{A.в.}^{(1)}$	"1" $R_{B.н.}^{(1)} < R_B^{(1)} < R_{B.в.}^{(1)}$	"0" $R_{S.н.}^{(0)} < R_S^{(0)} < R_{S.в.}^{(0)}$	"1" $R_{C.н.}^{(1)} < R_C^{(1)} < R_{C.в.}^{(1)}$

Рисунок 4.14 – Таблиця істинності моноімітансного півсуматора

Визначимо сумісність і оптимальність діапазонів вхідних опорів і вихідних опорів. Для цього будемо вважати, що $R_1 = 17,5$ Ом, діапазон значень вхідного опору, що відповідає логічному «0», дорівнює $0 \div 15$ Ом, діапазон значень вхідного опору, що відповідає логічній «1», $125 \div 200$ Ом. Виходячи з рівнянь (4.13) і (4.14), графік діапазонів вихідних опорів має вигляд, поданий на рис. 4.15.

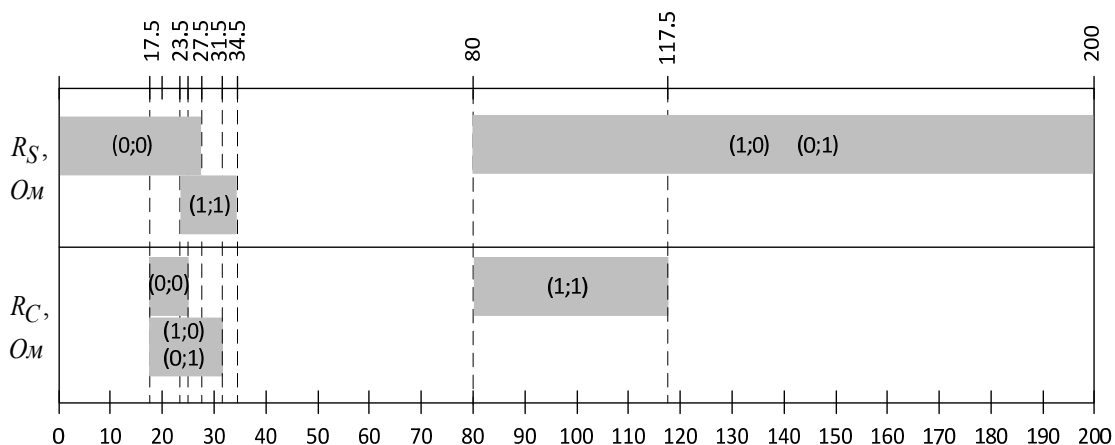


Рисунок 4.15 – Діапазони значень вихідних опорів моноімітансного півсуматора

З рис. 4.15 можна зробити висновок, що для виходу R_S діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічному «0», дорівнює $0 \div 34,5$ Ом, а діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічній «1», дорівнює $80 \div 200$ Ом. Для виходу R_C діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічному «0», дорівнює $17,5 \div 31,5$ Ом, а діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічній «1», дорівнює $80 \div 117,5$ Ом. З цього випливає, що загальний діапазон значень вихідних опорів схеми, що відповідають логічному «0», дорівнює $0 \div 34,5$ Ом, а загальний діапазон значень вихідних опорів схеми, що відповідають логічній «1», дорівнює $80 \div 200$ Ом.

4.3 Розробка та дослідження моноітансного суматора

Суматор – логічна схема, яка має три входи і два виходи та використовується для складання двійкових чисел з можливістю перенесення в наступний розряд. Два входи суматора використовуються для доданків дворозрядного двійкового числа, а третій вхід – для перенесення надлишкового розряду, отриманого в результаті попереднього додавання. На першому виході реалізується арифметична сума двійкового числа за модулем в цьому розряді, а на іншому – перенесення в наступний розряд [1]. На рис. 4.16 подано умовне графічне позначення суматора і його таблицю істинності.

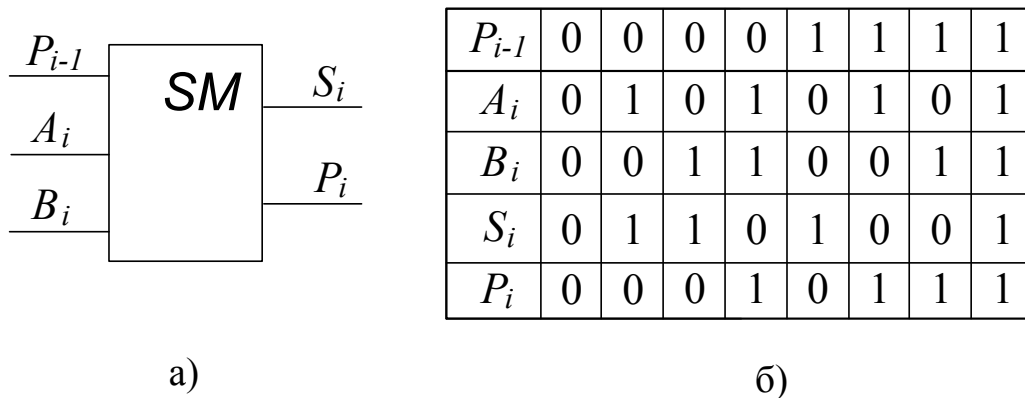


Рисунок 4.16 – Умовне графічне позначення (а) і таблиця істинності (б) суматора

Схемою реалізації суматора є комбінація двох суматорів за модулем 2, двох логічних елементів «І» і логічного елемента «АБО» (рис. 4.17) [1].

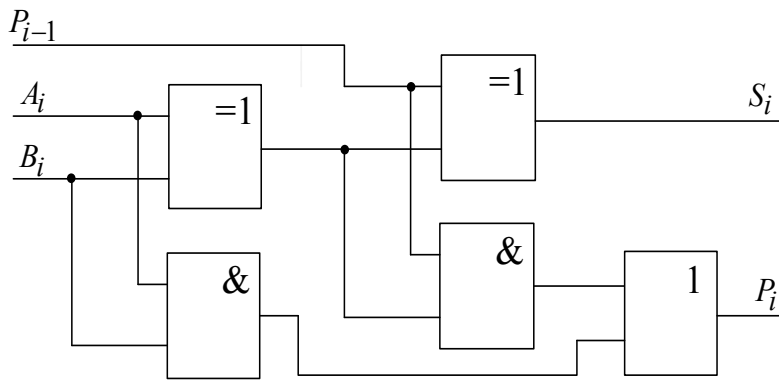


Рисунок 4.17 – Структурна схема суматора

При розкладанні наведених вище суматорів за модулем 2 на базові логічні елементи структурна схема суматора має вигляд, наведений на рис. 4.18.

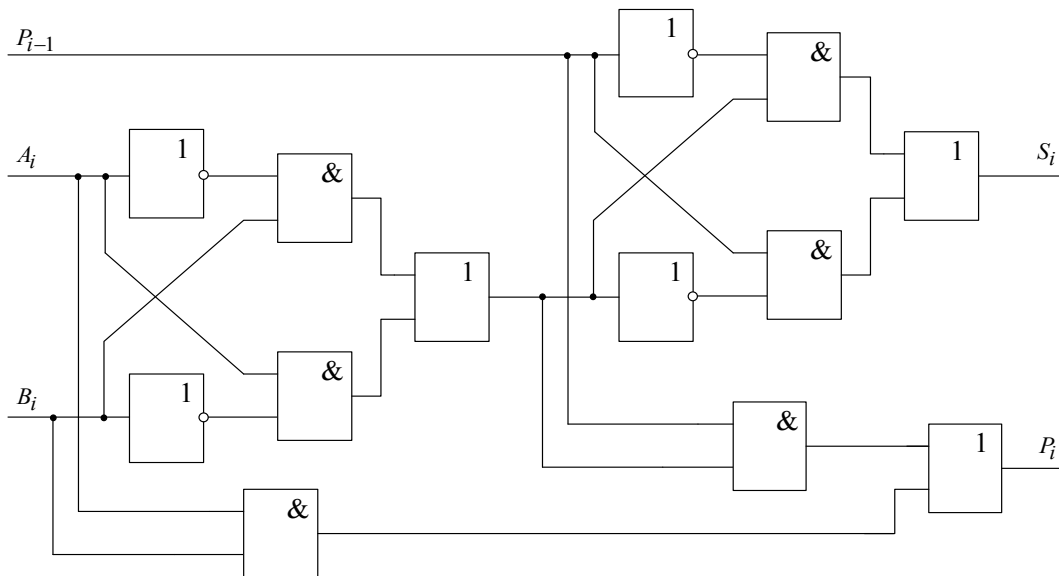


Рисунок 4.18 – Структурна схема суматора на логічних елементах «НЕ», «АБО» та «І»

Наведена схема на рис. 4.18 може бути застосована також і для моноімітансних логічних елементів. Одним з варіантів реалізації моноімітансних логічних елементів є їх побудова на відрізках лінії передачі, що мають у НВЧ діапазоні властивості узагальнених перетворювачів імітансу. Тому, використовуючи набір базових моноімітансних елементів «НЕ», «АБО» і «І» [4], отримаємо схему моноімітансного суматора [8].

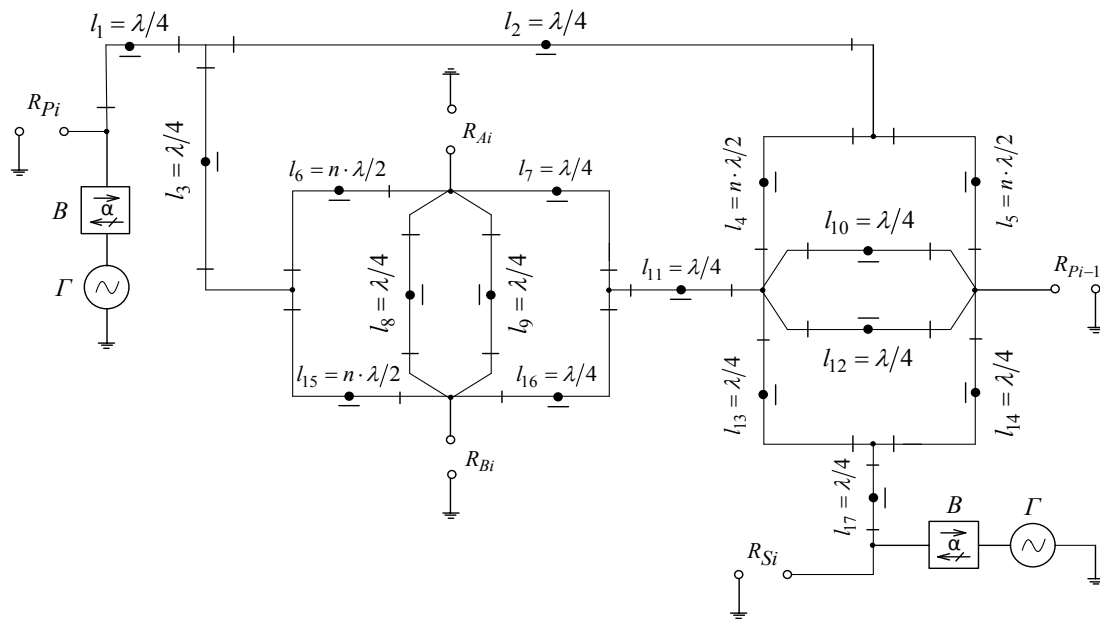


Рисунок 4.19 – Електрична схема моноімітансного суматора

На схемі $l_1 - l_{17}$ – довжини відрізків лінії передачі; λ – довжина хвилі сигналу з НВЧ генератора; n – натуральне число; R_{Ai} , R_{Bi} і R_{Pi-1} – імітанси на входах A_i , B_i і P_{i-1} , які набувають значень, відповідних логічним рівням «0» або «1»; R_{Pi} і R_{Si} – імітанси на виходах P_i і S_i ; B – вентиль; Γ – опорний НВЧ генератор.

Основою математичної моделі такої логічної схеми є її передавальні характеристики $R_{Si} = F(R_{Ai}, R_{Bi}, R_{Pi-1})$ і $R_{Pi} = F(R_{Ai}, R_{Bi}, R_{Pi-1})$. Враховуючи трансформувальні властивості чвертьхвильових відрізків лінії передачі $l_1 - l_3$, $l_6 - l_{13}$ і $l_{15} - l_{16}$, будемо вважати, що хвильові опори всіх відрізків лінії передачі ідентичні і дорівнюють Z_0 :

$$R_{Pi} = \frac{R_{Ai} \cdot R_{Bi}}{R_{Ai} + R_{Bi}} + \frac{R_{Pi} \cdot Z_0^2 \left/ \frac{Z_0^2 / \frac{R_{Bi} \cdot Z_0^2 / R_{Ai}}{R_{Bi} + Z_0^2 / R_{Ai}} \cdot Z_0^2 / \frac{R_{Ai} \cdot Z_0^2 / R_{Bi}}{R_{Ai} + Z_0^2 / R_{Bi}}}{Z_0^2 / \frac{R_{Bi} \cdot Z_0^2 / R_{Ai}}{R_{Bi} + Z_0^2 / R_{Ai}} + Z_0^2 / \frac{R_{Ai} \cdot Z_0^2 / R_{Bi}}{R_{Ai} + Z_0^2 / R_{Bi}}} \right.}{R_{Pi} + Z_0^2 \left/ \frac{Z_0^2 / \frac{R_{Bi} \cdot Z_0^2 / R_{Ai}}{R_{Bi} + Z_0^2 / R_{Ai}} \cdot Z_0^2 / \frac{R_{Ai} \cdot Z_0^2 / R_{Bi}}{R_{Ai} + Z_0^2 / R_{Bi}}}{Z_0^2 / \frac{R_{Bi} \cdot Z_0^2 / R_{Ai}}{R_{Bi} + Z_0^2 / R_{Ai}} + Z_0^2 / \frac{R_{Ai} \cdot Z_0^2 / R_{Bi}}{R_{Ai} + Z_0^2 / R_{Bi}}} \right.} \quad (4.15)$$

$$R_{S_i} = Z_0 \left/ \frac{R'_{S_i} \cdot \frac{Z_0^2}{R_{P_{i-1}}} \cdot Z_0^2}{R'_{S_i} + \frac{Z_0^2}{R_{P_{i-1}}}} \right/ \frac{R_{P_{i-1}} \cdot \frac{Z_0^2}{R'_{S_i}} \cdot Z_0^2}{R_{P_{i-1}} + \frac{Z_0^2}{R'_{S_i}}} \left/ \frac{R'_{S_i} \cdot \frac{Z_0^2}{R_{P_{i-1}}} + Z_0^2}{R'_{S_i} + \frac{Z_0^2}{R_{P_{i-1}}}} \right/ \frac{R_{P_{i-1}} \cdot \frac{Z_0^2}{R'_{S_i}}}{R_{P_{i-1}} + \frac{Z_0^2}{R'_{S_i}}}, \quad (4.16)$$

де

$$R'_{S_i} = \frac{Z_0^2}{\frac{Z_0^2}{\frac{R_{B_i} \cdot Z_0^2 / R_{A_i}}{R_{B_i} + Z_0^2 / R_{A_i}} \cdot Z_0^2} \frac{R_{A_i} \cdot Z_0^2 / R_{B_i}}{R_{A_i} + Z_0^2 / R_{B_i}} + \frac{Z_0^2}{\frac{R_{B_i} \cdot Z_0^2 / R_{A_i}}{R_{B_i} + Z_0^2 / R_{A_i}} + Z_0^2} \frac{R_{A_i} \cdot Z_0^2 / R_{B_i}}{R_{A_i} + Z_0^2 / R_{B_i}}}$$

Оскільки для моноімітансного суматора інформативним параметром є активний опір R , логічні стани характеризуються діапазоном значень цього параметра. Логічній одиниці «1» відповідає діапазон зміни $R_{H.}^{(1)} < R^{(1)} < R_{B.}^{(1)}$, а логічному нулю «0» відповідає діапазон зміни $R_{H.}^{(0)} < R^{(0)} < R_{B.}^{(0)}$, де $R_{H.}^{(1)}$, $R_{B.}^{(1)}$, $R_{H.}^{(0)}$ і $R_{B.}^{(0)}$ – резистивні межі відповідних логічних рівнів. Тобто, робота моноімітансного суматора може бути описана таблицею істинності, яка подана на рис. 4.20.

$R_{P_{i-1}}$	R_{A_i}	R_{B_i}	R_{S_i}	R_{P_i}
"0" $R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)}$	"0" $R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)}$	"0" $R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)}$	"0" $R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)}$	"0" $R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)}$
"0" $R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)}$	"1" $R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)}$
"0" $R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)}$	"0" $R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)}$	"1" $R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)}$
"0" $R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(0)}$	"1" $R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)}$	"1" $R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)}$
"1" $R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)}$	"0" $R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)}$	"0" $R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)} < R_{P_i.H.}^{(0)}$
"1" $R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)}$	"1" $R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)} < R_{B_i.H.}^{(0)}$	"0" $R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)}$
"1" $R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)}$	"0" $R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)} < R_{A_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)}$	"0" $R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)} < R_{S_i.H.}^{(0)}$	"1" $R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)}$
"1" $R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)} < R_{P_{i-1}.H.}^{(1)}$	"1" $R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)} < R_{A_i.H.}^{(1)}$	"1" $R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)} < R_{B_i.H.}^{(1)}$	"1" $R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)} < R_{S_i.H.}^{(1)}$	"1" $R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)} < R_{P_i.H.}^{(1)}$

Рисунок 4.20 – Таблиця істинності моноімітансного суматора

Визначимо сумісність і оптимальність діапазонів вхідних і вихідних опорів. Для цього будемо вважати, що діапазон значень вхідного опору, який відповідає логічному «0», дорівнює $0 \div 10$ Ом, діапазон значень вхідного опору, який відповідає логічній «1», дорівнює $150 \div 300$ Ом. Таким чином, з рівнянь (4.15) і (4.16) випливає, що графік діапазонів вихідних опорів має вигляд, поданий на рис. 4.21.

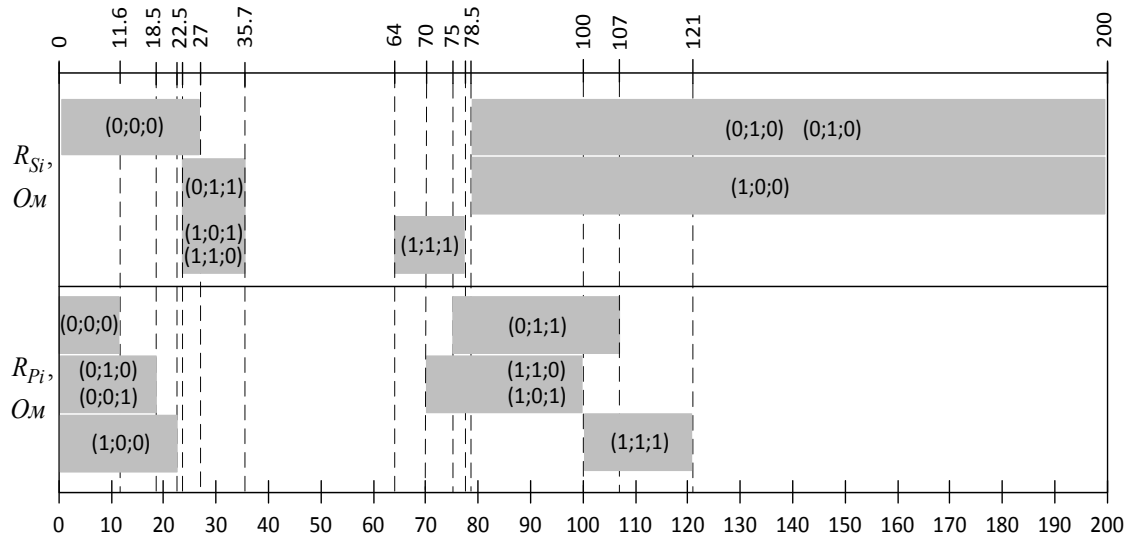


Рисунок 4.21 – Діапазони значень вихідних опорів моноімітансного суматора

З рис. 4.21 видно, що для виходу S_i діапазон значень вихідного опору, який відповідає логічному «0», дорівнює $0 \div 35,7$ Ом, а діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічній «1», дорівнює $64 \div 200$ Ом. Для виходу P_i діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічному «0», дорівнює $0 \div 22,5$ Ом, а діапазон значень вихідного опору, що відповідає логічній «1», дорівнює $70 \div 121$ Ом. З цього випливає, що спільний діапазон значень вихідних опорів схеми, що відповідають логічному «0», дорівнює $0 \div 35,7$ Ом, а спільний діапазон значень вихідних опорів схеми, що відповідають логічній «1», дорівнює $64 \div 200$ Ом.

На практиці виникає необхідність дублювання вхідних імітансів, оскільки за умови використання одного вхідного опору декількома моноімітансними елементами відбувається ділення опору, що негати-

вно впливає на роботу схеми. З урахуванням цього схема моноімітансного суматора може мати вигляд, зображений на рис. 4.22.

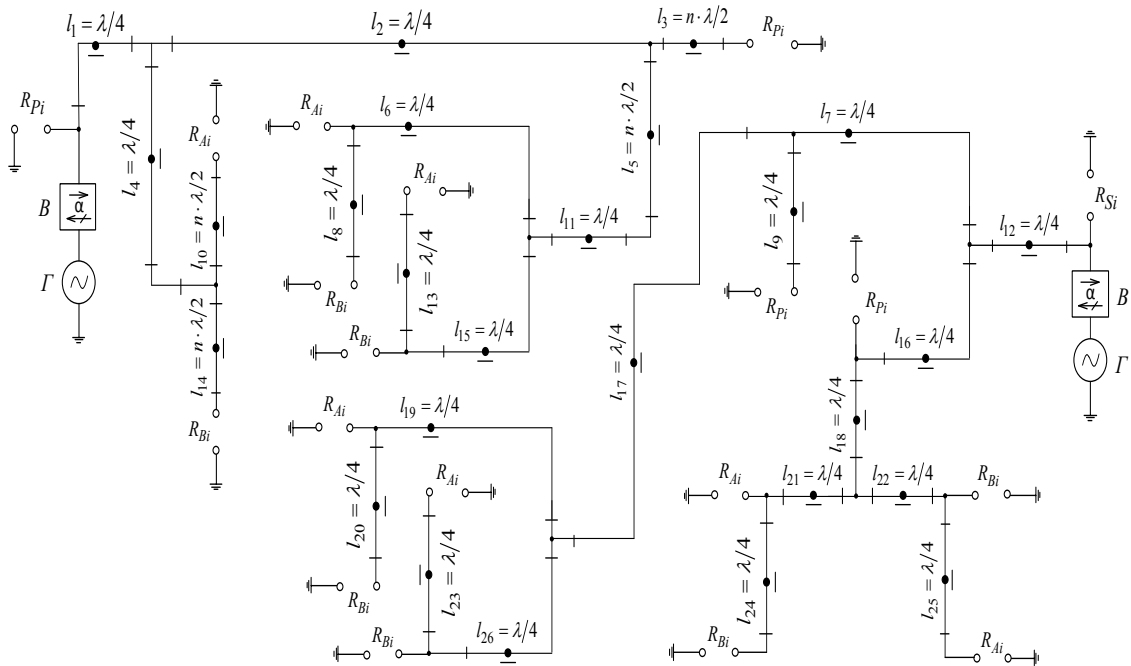


Рисунок 4.22 – Електрично-принципова схема моноімітансного суматора з урахуванням дублювання вхідних імітансів

За допомогою моделювання схеми моноімітансного суматора, зображеної на рис. 4.22, у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 отримано вихідні характеристики моноімітансного суматора. Як логічний «0» на входах моноімітансного суматора використовувався активний опір 5 Ом, а як логічна «1» використовувався активний опір 300 Ом. У результаті, як видно на рис. 4.23, значення активного опору на вихідних клеммах суматора S_i і P_i відповідає таблиці істинності на рис. 4.20, причому для частоти 1 ГГц на вихідній клемі S_i активний опір знаходиться в межах (18 ÷ 25 Ом) для логічного стану «0» і в межах (92 ÷ 120 Ом) для логічного стану «1», а на вихідній клемі P_i активний опір знаходиться в межах (9 ÷ 18 Ом) для логічного стану «0» і в межах (100 ÷ 142 Ом) для логічного стану «1».

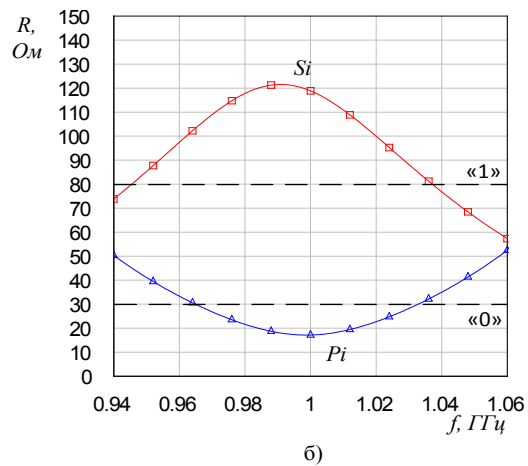
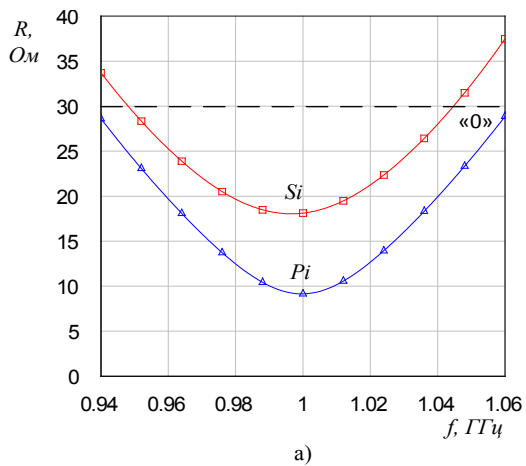
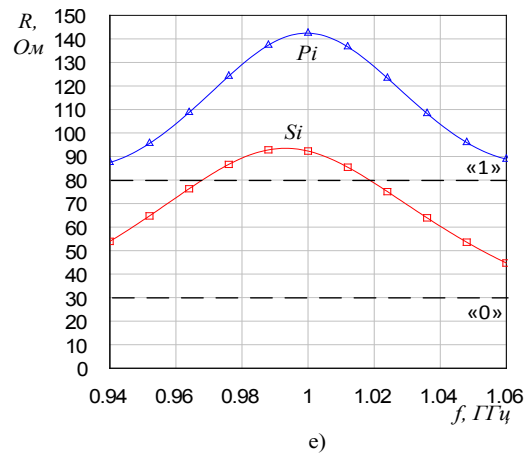
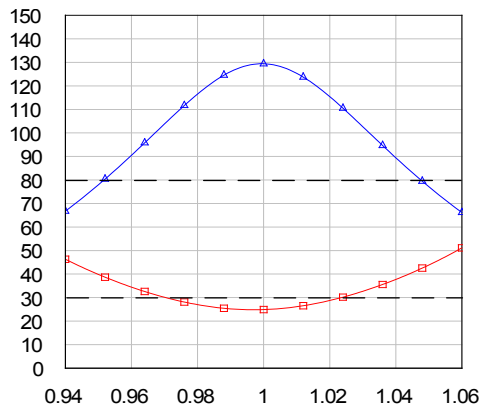
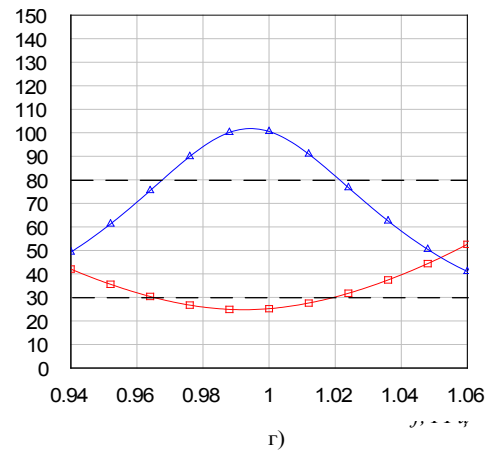
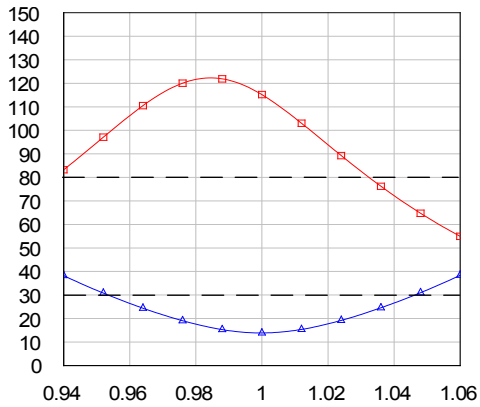


Рисунок 4.23 – Залежність вихідних опорів моноітансного суматора від девіації частоти у випадках: а) $R_{Ai} = \langle 0 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 0 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 0 \rangle$; б) $R_{Ai} = \langle 0 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 0 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 1 \rangle$; в) $R_{Ai} = \langle 1 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 0 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 0 \rangle$ або $R_{Ai} = \langle 0 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 1 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 0 \rangle$; г) $R_{Ai} = \langle 1 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 0 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 1 \rangle$, або $R_{Ai} = \langle 0 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 1 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 1 \rangle$; д) $R_{Ai} = \langle 1 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 1 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 0 \rangle$; е) $R_{Ai} = \langle 1 \rangle$, $R_{Bi} = \langle 1 \rangle$, $R_{Pi-1} = \langle 1 \rangle$

На рис. 4.24 наведено можливий варіант топології моноімітансного суматора, яка складається з мікросмугових ліній довжиною $\lambda/2$ та $\lambda/4$, де λ – довжина хвилі сигналу з НВЧ генератора.

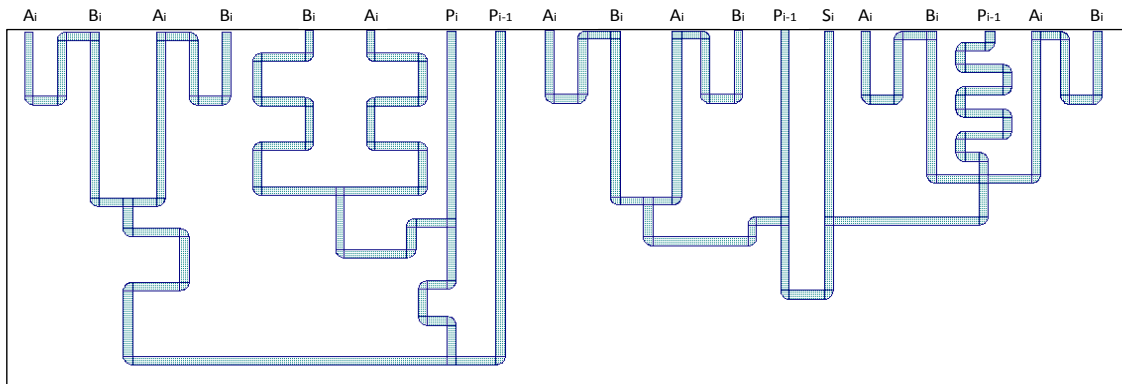


Рисунок 4.24 – Топологія моноімітансного суматора

Як вхідні опори можуть використовуватись масиви елементів зі змінним опором, які з'єднані зі входами схеми за допомогою коаксіального кабелю довжиною, кратною $\lambda/2$ довжині хвилі опорного сигналу.

Перелік літератури до розділу 4

[1] J. Bhattacharya, *Rudiments of Computer Science*, New York, USA: Academic Publishers, 2010.

[2] M. Rafiqzaman, *Fundamentals of digital logic and microcomputer design*, Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2005.

[3] Brian Holdsworth, and Clive Woods, *Digital logic design*, 4th ed, Oxford, Great Britain: Elsevier, 2002.

[4] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноімітансні логічні RLC-елементи», *Вісник Хмельницького національного університету*, № 3 (225), с. 117–121, 2015.

[5] М. А. Filynyuk, L. B. Lishchynska, A. A. Lazarev, and V. P. Stakhov, «Investigation of circuit features of the immittance modulo-2 adder realization», *Proc. of SPIE*, Vol. 10445, 2017.

[6] И. В. Лебедев, *Техника и приборы СВЧ*, Москва, Россия: Высшая школа, 1970.

[7] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. О. Лазарєв, та В. П. Стахов, «Імітансний полусуматор», *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 2, с. 97–100, 2017.

[8] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. О. Лазарєв, та В. П. Стахов, «Імітансний суматор», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, № 3, с. 69–71, 2017.

Розділ 5

АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Для доведення роботоздатності розроблених схем і математичних моделей моноімитансних логічних елементів здійснено їх апаратну реалізацію, зокрема моноімитансних логічних R-елементів «НЕ», «АБО» та «І». Крім цього, як варіант практичного використання моноімитансних логічних елементів і схем запропоновано пасивні радіочастотні транспондерні схеми, що використовують моноімитансну логіку.

5.1 Основи конструювання моноімитансних логічних схем

Основою конструювання моноімитансної логіки є використання як основного структурного елемента відрізків мікросмугової лінії передачі, яка в НВЧ діапазоні має властивості перетворювача імпедансу. Тому для подальшого конструювання логічних елементів і схем наперед є необхідним наведення основних властивостей і співвідношень для мікросмугової лінії передачі.

В загальному вигляді мікросмугова лінія передачі зображена на рис. 5.1.

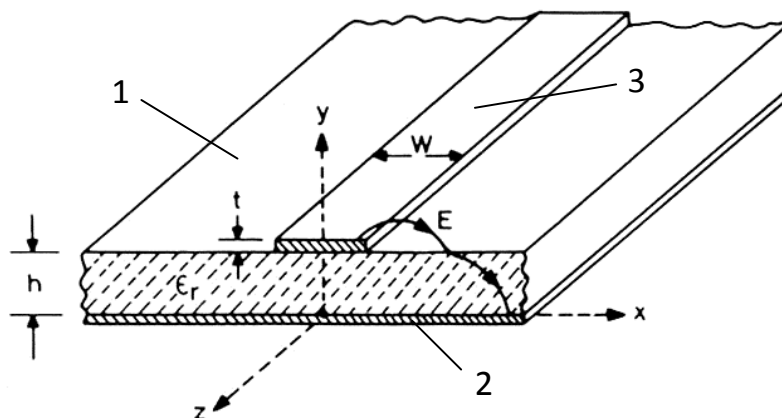


Рисунок 5.1 – Структура мікросмугової лінії
(1 – діелектрик, 2 – опорний план, 3 – провідник)

Мікросмугова лінія складається з трьох компонентів – підкладки з діелектричного матеріалу, заземленої основи (опорного плану) і смужки з провідного матеріалу (див. рис. 5.1) [1].

До матеріалів, які використовуються для діелектричної підкладки, висуваються такі вимоги [2]:

- здатність зберігати форму і лінійні розміри в різних кліматичних умовах і в процесі експлуатації;
- чистота обробки поверхні;
- допуск на розміри по товщині;
- склад (однорідність);
- теплопровідність;
- електропровідність;
- діелектрична проникність;
- тангенс кута діелектричних втрат.

Чистота обробки діелектричного матеріалу впливає на величину дисипативних втрат і втрат на відбиття, тому необхідно вибирати діелектричний матеріал з поверхнею такого класу обробки, при якому висота мікронерівностей не має перевищувати половини глибини проникнення поля в метал.

Товщина діелектричного матеріалу залежить від величини діелектричної проникності, ширини провідників, потужності сигналу та робочого діапазону частот. Також співвідношення між товщиною діелектричного матеріалу та товщиною смужки провідника має бути $t/h < 0.005$, де t – товщина смужки провідника, h – товщина діелектричного матеріалу (див. рис. 5.1).

Діелектрична проникність (ϵ_r) – безрозмірна величина, що характеризує ізоляційні властивості матеріалу відносно вакууму. Для смугових ліній рекомендується використовувати діелектричні матеріали зі значенням діелектричної проникності $\epsilon_r < 5$, а для мікросмугових ліній – $\epsilon_r > 5$ [3]. Крім того, зі зростанням частоти рекомендується обирати діелектричні матеріали з меншим значенням діелектричної проникності (наприклад для частоти 10 ГГц діелектрична проникність має бути $\epsilon_r < 7,25$) [2].

Тангенс кута діелектричних втрат ($\text{tg}\delta$) визначає відношення активної потужності до реактивної у діелектричному матеріалі. Для діелектричних матеріалів, які використовуються як діелектрична підкладка мікросмугових ліній передач, зазвичай має значення порядку 10^{-4} .

Матеріалами, які використовуються для діелектричної підкладки мікросмугових ліній, є ситали, кераміка, сапфір, ФЛАН, склотекстоліт, фторопласт, поліетилен, поліпропілен, полістирол, поліфеніленоксид та інші.

Як матеріал провідних смужок і заземленої основи використовуються метали з малим питомим опором, такі як мідь, срібло, латунь та алюмінієві сплави.

При проектуванні мікросмугових ліній одними з найбільш важливих параметрів є ширина w , товщина t , товщина h і хвильовий опір Z_0 провідної смужки.

Хвильовий опір відрізка мікросмугової лінії у випадку вузької смужки ($w/h \leq 1$) визначається за такою формулою [2]:

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right), \quad (5.1)$$

де $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 376,8 \text{ Ом}$;

$$\epsilon_{\text{еф}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^{-1/2}. \quad (5.2)$$

Для випадку широкої смужки ($w/h \geq 1$) справедлива така формула:

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}} \left(1,393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)\right)}, \quad (5.3)$$

З формул (5.1)–(5.3) отримаємо залежність хвильового опору Z_0 відрізка мікросмугової лінії (рис. 5.2а) та ефективної діелектричної проникності $\epsilon_{\text{еф}}$ (див. рис. 5.2б) від співвідношення ширини і товщини відрізка лінії передачі w/h при різних значеннях діелектричної проникності ϵ_r .

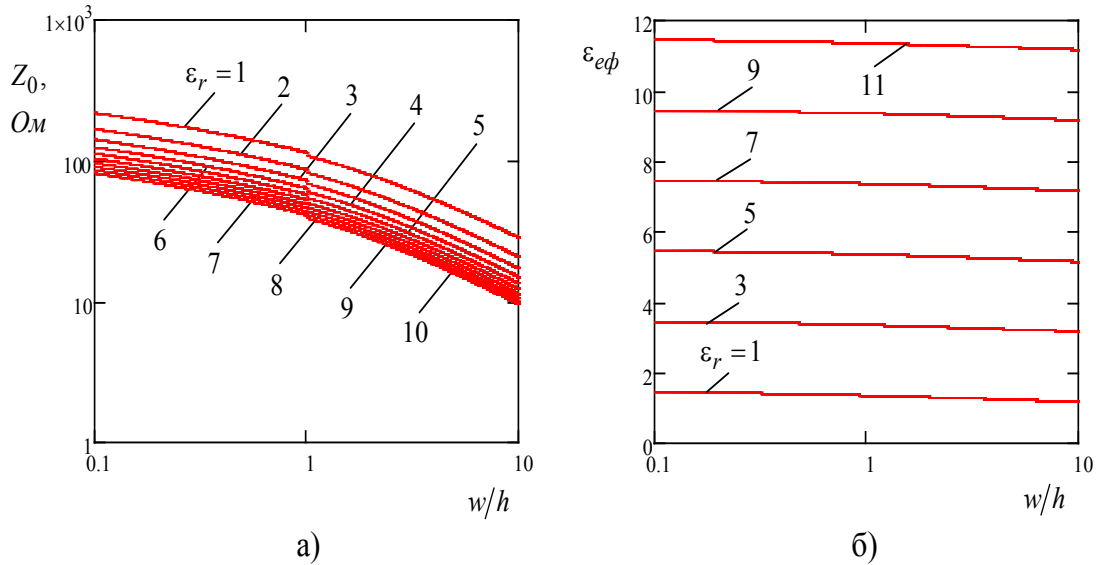


Рисунок 5.2 – Залежність хвильового опору Z_0 (а) та ефективної діелектричної проникності $\epsilon_{\text{еф}}$ (б) від співвідношення ширини і товщини відрізка лінії передачі w/h при різних значеннях діелектричної проникності ϵ_r

При розрахунку мікросмугової лінії ширину і товщину провідної смужки потрібно вибрати таким чином, щоб хвильовий опір Z_0 мікросмугової лінії забезпечував узгодження опорів при підключенні до інших схем або пристроїв. Найпоширенішим стандартом НВЧ апаратури є значення хвильового опору 50 Ом.

Довжина хвилі у мікросмуговій лінії розраховується за формулою

$$\lambda = \frac{1}{f} \cdot \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}}, \quad (5.4)$$

де f – частота сигналу; $c = 2,99 \cdot 10^8$ м/с – швидкість світла у вакуумі; λ_0 – довжина хвилі у вакуумі.

Також у НВЧ діапазоні важливу роль відіграє довжина мікросмугової лінії l , оскільки її довжина сумірна з довжиною хвилі сигналу λ . Розглянемо вплив довжини мікросмугової лінії на напругу і струм сигналу з НВЧ генератора при граничних умовах – в режимах холостого ходу (активний опір навантаження нескінченно великий) і короткого замикання (активний опір навантаження нескінченно малий).

Для розімкнутої лінії (режим холостого ходу) залежність напруги і струму від довжини відрізка мікросмугової лінії описується такими рівняннями [4]:

$$U = U_H \cdot \cos(\beta \cdot l), \quad (5.5)$$

$$I = i \cdot \frac{U_H}{Z_0} \cdot \sin(\beta \cdot l), \quad (5.6)$$

де U_H – напруга навантаження; Z_0 – хвильовий опір відрізка мікросмугової лінії; $\beta = 2\pi/\lambda$.

На основі (5.5) і (5.6) побудовано графіки залежності напруги і струму від довжини відрізка мікросмугової лінії за умови розімкнутої лінії, які показані на рис. 5.3.

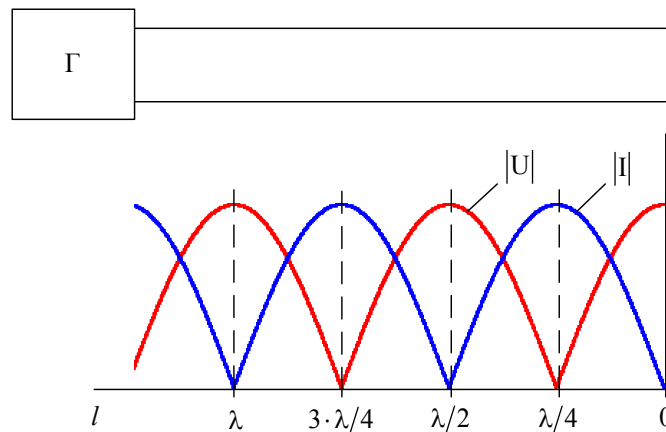


Рисунок 5.3 – Залежність напруги U і струму I від довжини відрізка мікросмугової лінії за умови розімкнутої лінії

З рис. 5.3 випливає, що за умови холостого ходу (ХХ) напруга в нульовій точці лінії досягає свого максимального значення, а струм – свого мінімального значення.

Для замкнутої лінії (режим короткого замикання) залежність напруги і струму від довжини відрізка мікросмугової лінії описується такими рівняннями:

$$U = i \cdot I_H \cdot Z_0 \cdot \sin(\beta \cdot l), \quad (5.7)$$

$$I = I_H \cdot \cos(\beta \cdot l). \quad (5.8)$$

На основі (5.7) і (5.8) побудовано графіки залежності напруги і струму від довжини відрізка мікросмугової лінії за умови замкнутої лінії, які показані на рис. 5.4.

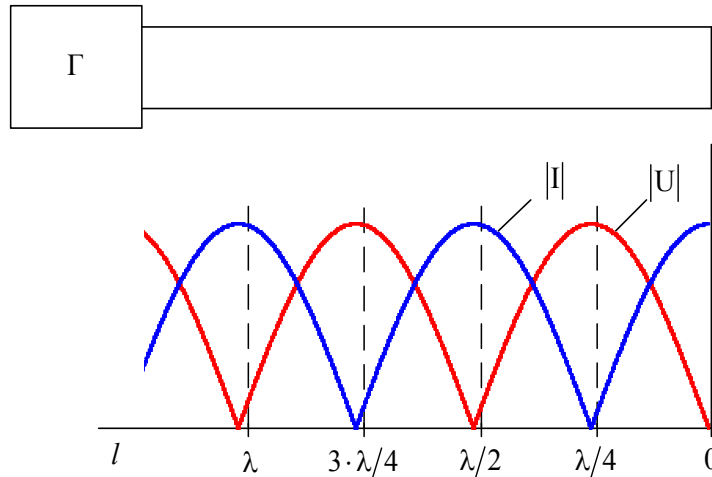


Рисунок 5.4 – Залежність напруги U і струму I від довжини відрізка мікросмугової лінії за умови замкнутої лінії

З рис. 5.4 випливає, що за умови короткого замикання (КЗ) струм в нульовій точці лінії досягає свого максимального значення, а напруга – свого мінімального значення.

При підключенні будь-якого імітансу до входу лінії фаза напруги і струму буде знаходитись у діапазоні між значеннями у режимах ХХ і КЗ.

При підключенні до відрізка лінії активного опору напруга і струм будуть описуватись такими формулами:

$$|U| = U_H \cdot \sqrt{\cos^2(\beta \cdot l) + \left(\frac{Z_0}{R_H}\right)^2 \cdot \sin^2(\beta \cdot l)}, \quad (5.9)$$

$$|I| = I_H \cdot \sqrt{\cos^2(\beta \cdot l) + \left(\frac{R_H}{Z_0}\right)^2 \cdot \sin^2(\beta \cdot l)}, \quad (5.10)$$

де R_H – активний опір, під'єднаний до входу лінії.

Вихідний активний опір у цьому випадку за законом Ома

$$R_{\text{вих}} = U/I. \quad (5.11)$$

З формул (5.9)–(5.11) можна виокремити три випадки:

1. Активний опір навантаження дорівнює хвильовому опору лінії
 $R_H = Z_0$.
2. Активний опір навантаження більший, ніж хвильовий опір лінії
 $R_H > Z_0$.
3. Активний опір навантаження менший, ніж хвильовий опір лінії
 $R_H < Z_0$.

У першому випадку отримуємо повне узгодження опорів, напруга і струм у цьому випадку не залежать від довжини лінії. Згідно з (5.11) у такому випадку вихідний активний опір також не залежить від довжини лінії.

У другому і третьому випадку залежності напруги, струму та вихідного активного опору від довжини лінії, згідно з формулами (5.9)–(5.11), зображено у загальному вигляді на рис. 5.5 і 5.6, відповідно.

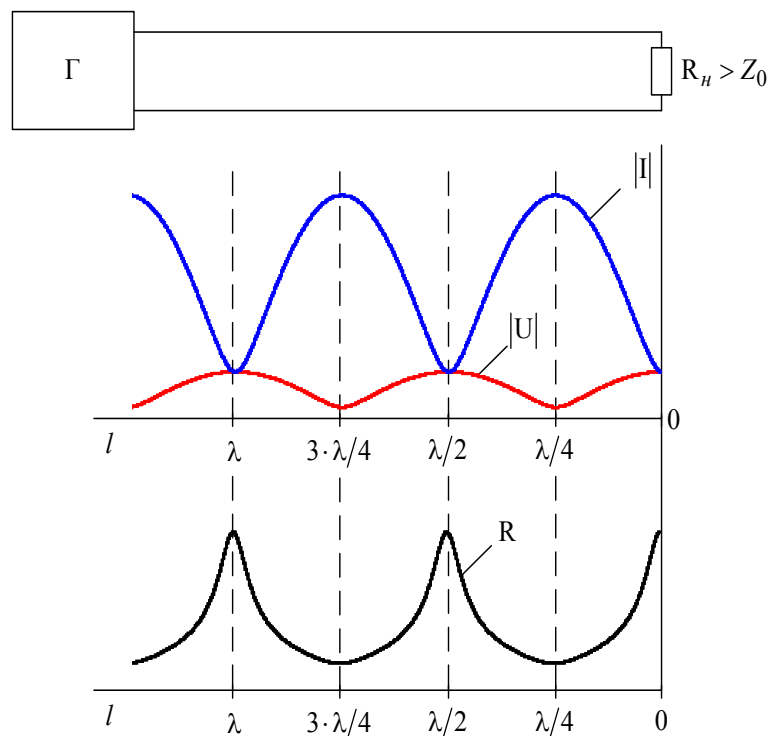


Рисунок 5.5 – Залежність напруги U , струму I та вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від довжини відрізка мікросмугової лінії за умови $R_H > Z_0$

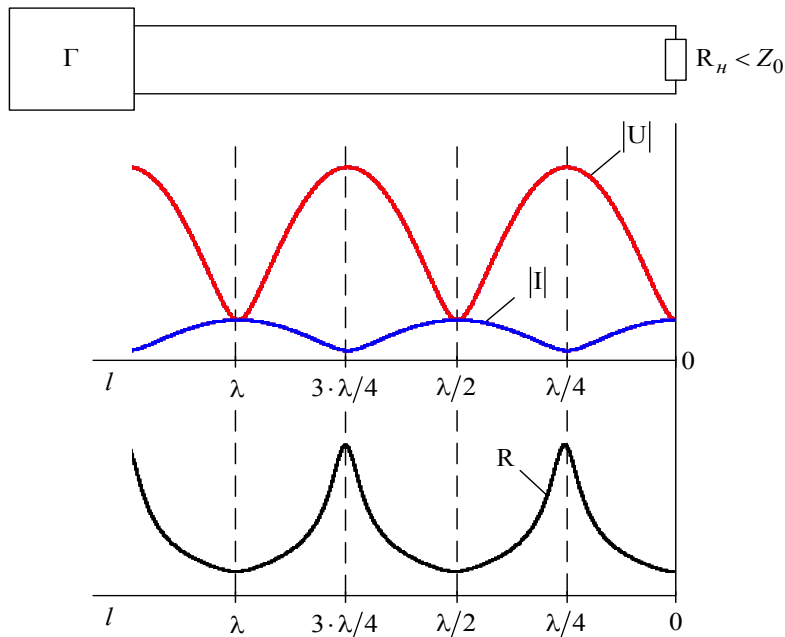


Рисунок 5.6 – Залежність напруги U , струму I та вихідного активного опору $R_{\text{вих}}$ від довжини відрізка мікросмугової лінії за умови $R_H < Z_0$

З рис. 5.5, 5.6 видно, що при довжині лінії $l = n \cdot \lambda/2$, де $n = 0, 1, 2 \dots \infty$, вихідний активний опір буде дорівнювати опору навантаження. При довжині лінії $l = n \cdot \lambda/2 + \lambda/4$ вихідний активний опір буде залежати від хвильового опору лінії і в ідеальному випадку буде описуватись таким співвідношенням [4, 5]:

$$R_{\text{вих}} = Z_0^2 / R_H \quad (5.12)$$

Таким чином, відрізок лінії довжиною $l = n \cdot \lambda/2$ можна умовно назвати повторювачем активного опору, а відрізок лінії довжиною $l = n \cdot \lambda/2 + \lambda/4$ – перетворювачем активного опору.

Підключення ємнісного навантаження C_H до відрізка лінії еквівалентне додаванню розімкнутого відрізка лінії довжиною меншою ніж $\lambda/4$. Довжину такого відрізка лінії можна обрахувати за формулою

$$l_d = \frac{1}{\beta} \cdot \text{arctg}(\omega C_H Z_0), \quad (5.13)$$

де ω – частота сигналу НВЧ-генератора.

Вихідний ємнісний опір описується виразом:

$$X_{C_{\text{вих}}} = -i \cdot Z_0 \cdot \text{ctg}(\beta \cdot l). \quad (5.14)$$

Залежності напруги, струму та вихідного ємнісного опору від довжини лінії, відповідно до формул (5.5), (5.6), (5.13), (5.14), зображено у загальному вигляді на рис. 5.7.

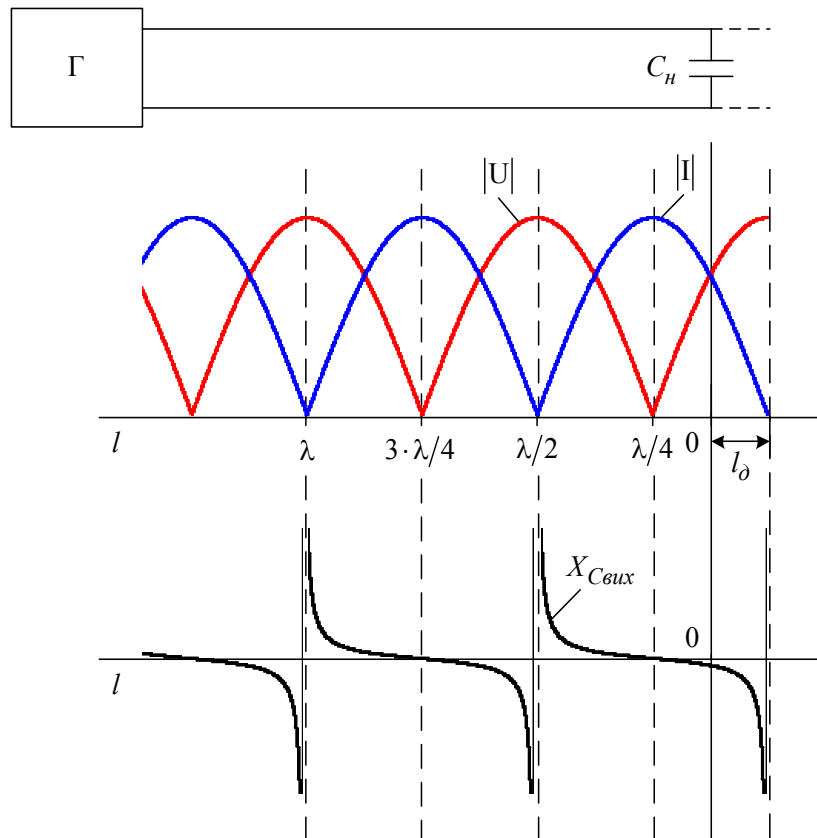


Рисунок 5.7 – Залежність напруги U , струму I та вихідного ємнісного опору $X_{C_{\text{вих}}}$ від довжини відрізка мікросмугової лінії

З рис. 5.7 випливає, що при збільшенні ємності навантаження, яке веде за собою зменшення ємнісного опору, напруга на ємності навантаження спадає, приводячи схему до стану, близького до режиму короткого замикання. При зменшенні ємності навантаження, що веде за собою збільшення ємнісного опору, струм через ємність навантаження спадає, приводячи схему до стану, близького до режиму холостого ходу.

Підключення індуктивного навантаження L_H до відрізка лінії еквівалентне додаванню замкнутого відрізка лінії довжиною меншою ніж $\lambda/4$. Довжину такого відрізка лінії можна обрахувати за формулою

$$l_d = \frac{1}{\beta} \cdot \operatorname{arctg} \left(\omega \frac{L_H}{Z_0} \right). \quad (5.15)$$

Вихідний ємнісний опір описується виразом

$$X_{L_{\text{вих}}} = i \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot l). \quad (5.16)$$

Залежності напруги, струму та вихідного індуктивного опору від довжини лінії, згідно з формулами (5.5), (5.6), (5.15), (5.16), зображено у загальному вигляді на рис. 5.8.

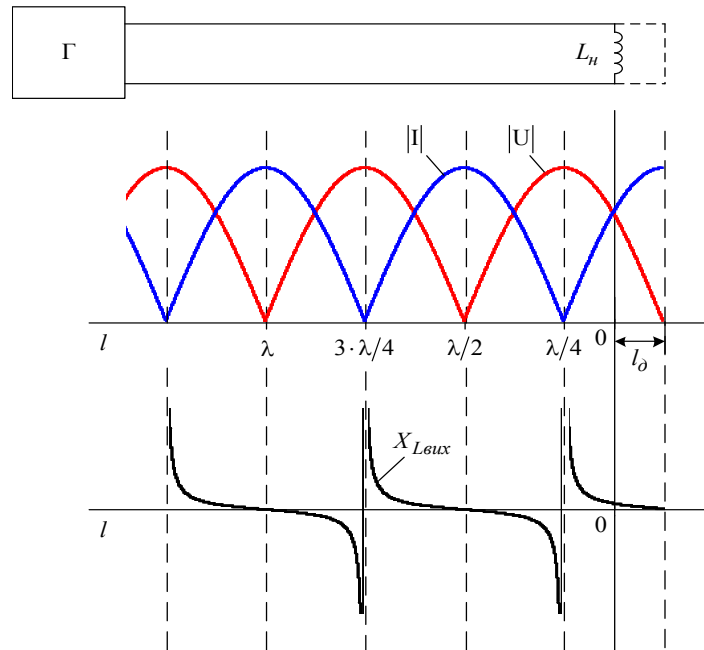


Рисунок 5.8 – Залежність напруги U , струму I та вихідного індуктивного опору $X_{L_{\text{вих}}}$ від довжини відрізка мікросмугової лінії

З рис. 5.8 випливає, що при збільшенні індуктивності навантаження, яке веде за собою збільшення індуктивного опору, струм через індуктивність навантаження спадає, приводячи схему до стану, близького до режиму холостого ходу. При зменшенні індуктивності навантаження, що веде за собою зменшення індуктивного опору, напруга на індуктивності навантаження спадає, приводячи схему до стану, близького до режиму короткого замикання.

5.2 Апаратна реалізація моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І» на мікросмугових лініях

При проектуванні НВЧ пристроїв на мікросмугових лініях використовують різні варіанти розташування мікросмугових ліній. Найбільш поширені серед них – розташування по прямій лінії (рис. 5.9а), розташування у вигляді меандра (див. рис. 5.9б) і розташування у вигляді «змійки» (див. рис. 5.9в).

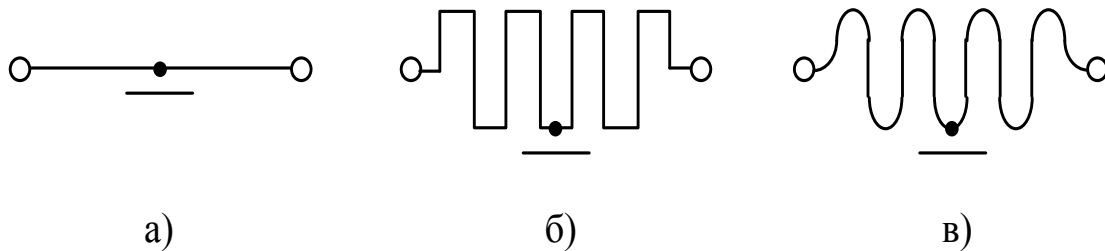


Рисунок 5.9 – Мікросмугова лінія у вигляді прямої лінії (а), меандра (б) і «змійки» (в)

Розташування у вигляді меандра і «змійки» допомагає зменшити габаритні розміри плати, але потрібно враховувати, що у цьому випадку збільшуються паразитні ємність і індуктивність.

Розрахуємо топологію для моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І» при використанні трьох наведених вище способів розташування мікросмугових ліній. Як матеріал підкладки оберемо алюмооксидну кераміку з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r = 10$. Товщина підкладки $h = 2$ мм. Розрахунок буде проводитись для частоти 1 ГГц. Хвильовий опір для всіх відрізків мікросмугової лінії $Z_0 = 50$ Ом.

За допомогою формул (5.1)–(5.3) визначимо значення ефективної діелектричної проникності $\epsilon_{\text{еф}}$ та ширини мікросмугової лінії w . В результаті обчислень отримано $\epsilon_{\text{еф}} = 6,8$, $w = 1,8$ мм. За допомогою формули (5.4) розрахуємо довжину хвилі λ у мікросмуговій лінії та отримаємо $\lambda = 110$ мм. Таким чином, $\lambda/2 = 55$ мм, $\lambda/4 = 27,5$ мм.

В результаті схематична топологія для моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І» може виглядати так, як зображено на рис. 5.10–5.12.

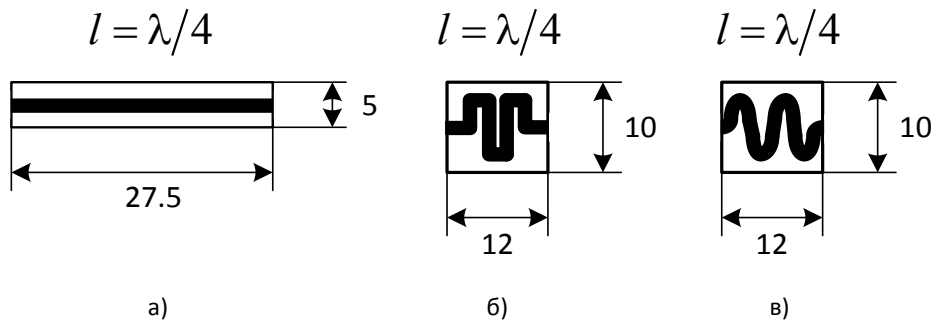


Рисунок 5.10 – Варіанти топології моноімітансного логічного елемента «HE» при частоті 1 ГГц (матеріал підкладки – алюмооксидна кераміка з $\epsilon_r = 10$)

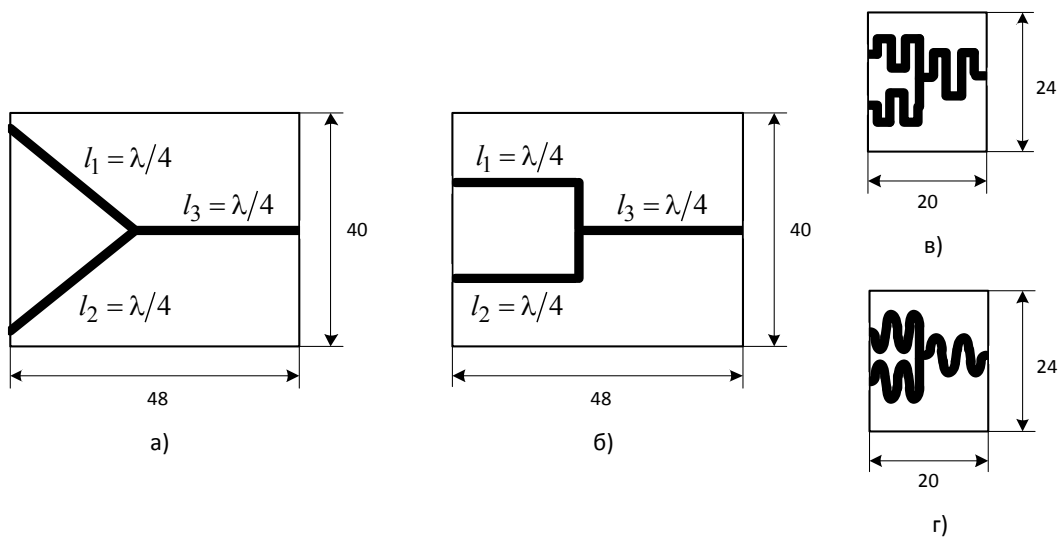


Рисунок 5.11 – Варіанти топології моноімітансного логічного елемента «ABO» при частоті 1 ГГц (матеріал підкладки – алюмооксидна кераміка з $\epsilon_r = 10$)

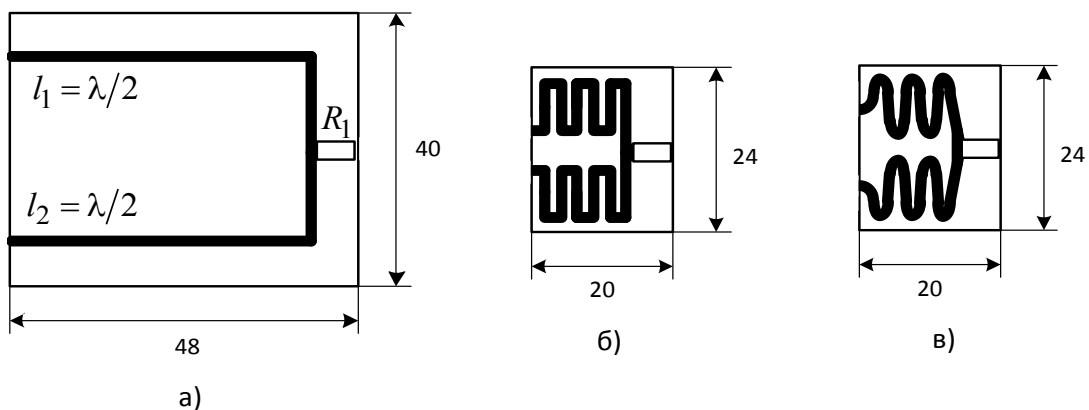


Рисунок 5.12 – Варіанти топології моноімітансного логічного елемента «I» при частоті 1 ГГц (матеріал підкладки – алюмооксидна кераміка з $\epsilon_r = 10$)

Згідно з рис. 5.10–5.12, найбільш доцільно використовувати компонування мікросмугових ліній у вигляді меандра або «змійки». Паразитний реактивний опір, який виникає при цьому, не може перевищувати рекомендовані межі, які визначені у розділі 2.

При використанні іншої несучої частоти геометричні розміри моноімітансних логічних елементів будуть також відповідно змінюватись.

Згідно з формулою (5.4), для мініатюризації моноімітансних логічних елементів пропонується використовувати максимально високу несучу частоту та матеріал для діелектричної підкладки з великим значенням відносної діелектричної проникності.

В лабораторних умовах виконано макети моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І». Для зменшення паразитного реактивного опору топології елементів виконано у вигляді прямих ліній. Діелектричною підкладкою у макетах слугує С-2-35Г з діелектричною проникністю 5.5, товщиною діелектрика 1 мм та товщиною провідного шару 35 мкм.

Розрахуємо ширину провідної смужки у логічних елементах для частоти 1 ГГц за формулами (5.1) і (5.2) за умови, що хвильовий опір $Z_0 = 50 \text{ Ом}$,

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^{-1/2}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \Rightarrow w = 1,602 \text{ (мм)}.$$

За формулою (3.2) знайдемо ефективну діелектричну проникність:

$$\epsilon_{\text{еф}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} = 4,086.$$

За формулою (5.4) знайдемо довжину хвилі в діелектрику:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}} = 148,4 \text{ (мм)}.$$

Відповідно $\lambda/2 = 74,2 \text{ (мм)}$, а $\lambda/4 = 37,1 \text{ (мм)}$.

Таким чином, з урахуванням розрахованих параметрів провідних смужок, розроблено макети моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І», які зображено на рис. 5.13–5.15, відповідно.

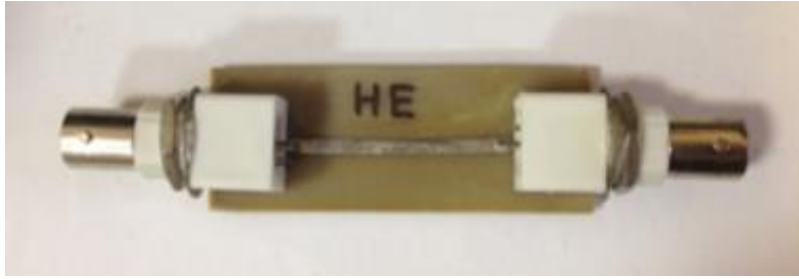


Рисунок 5.13 – Макет моноімітансного логічного елемента «HE»

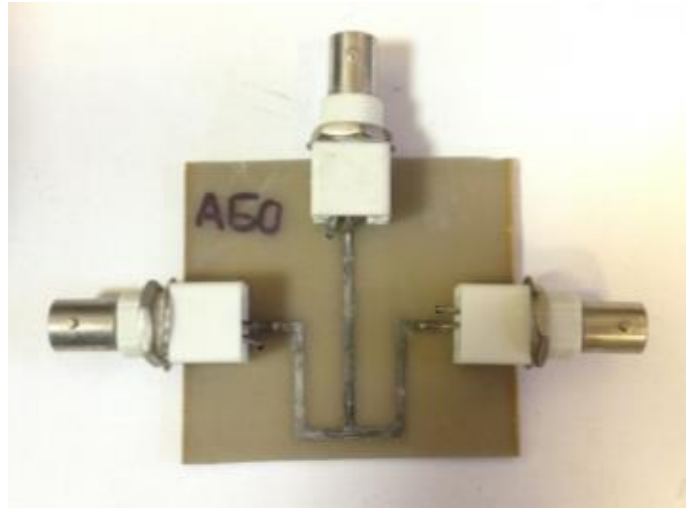


Рисунок 5.14 – Макет моноімітансного логічного елемента «АБО»

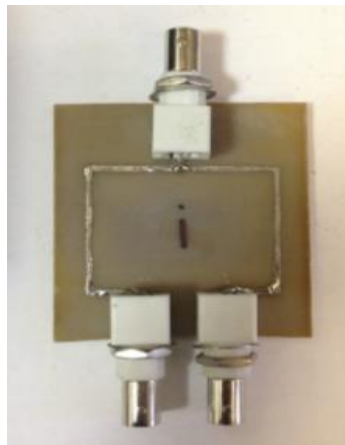


Рисунок 5.15 – Макет моноімітансного логічного елемента «I»

Для вимірювання вихідного інформативного параметра використано амплітудне детектування НВЧ напруги на виході логічних елементів, яка є функцією від вихідного опору (див. рис. 5.5–5.6). З цією метою виконано макет амплітудного детектора, зображеного на рис. 5.16 [6], [7], [8]–[11].

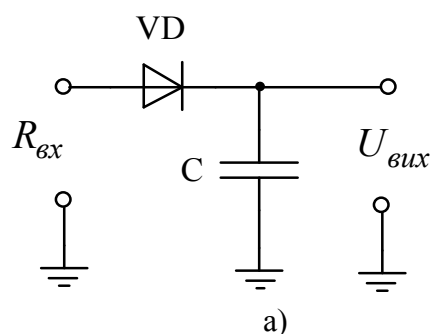


Рисунок 5.16 – Схема (а) і макет (б) амплітудного детектора

У амплітудному детекторі як діод VD може бути використаний високочастотний детекторний діод з малою ємністю р-п переходу. У макеті використаний діод Шоттки HSMS-2825. Номінал згладжувального конденсатора С вибирається з урахуванням сталої часу: $2\pi/\omega_0 < RC$, де R – опір генератора, який дорівнює 50 Ом. В результаті розрахунків визначено, що номінал конденсатора С для частоти 1 ГГц має бути не меншим 125 пФ для достатнього згладжування пульсацій.

Під час проведення експериментальних досліджень макетів моноімітансних логічних елементів «НЕ», «АБО» та «І» також було використано генераторний блок X1-42 та мілівольтметр М 1109. Експериментальну установку зображено на рис. 5.17.

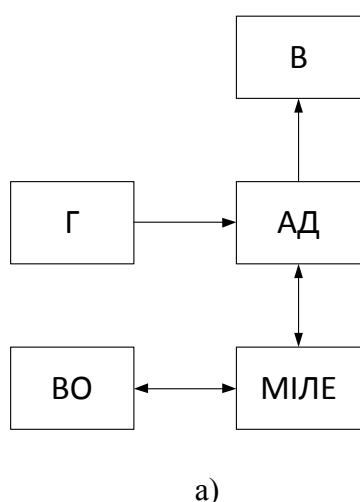


Рисунок 5.17 – Функціональна схема (а) та загальний вигляд (б) експериментальної установки для досліджень роботи моноімітансних логічних елементів

На схемі Г – генераторний блок КХ1-42; В – мілівольтметр М 1109; АД – амплітудний детектор, МІЛЕ – моноімітансний логічний елемент, ВО – вхідний опір. Як вхідні опори використовувались SMD резистори номіналами 270 Ом (як логічна «1») і 5 Ом (як логічний «0») та проміжні значення опору – резистори номіналами 30, 50, 75 і 130 Ом. При їх підключенні до схеми було враховано довжини роз'ємів таким чином, щоб відстань від входу логічного елемента до резистора була максимально близькою до $\lambda / 2$. Вхідні опори зображені на рис. 5.18.



Рисунок 5.18 – Вхідні опори номіналами 270 Ом (логічна «1») і 5 Ом (логічний «0»)

В результаті досліджень моноімітансного логічного елемента «НЕ» отримано такі значення вихідної напруги: при підключенні до входу елемента логічної «1» на виході амплітудного детектора маємо напругу 100 мВ, а при підключенні логічного «0» маємо напругу 480 мВ (рис. 5.19).

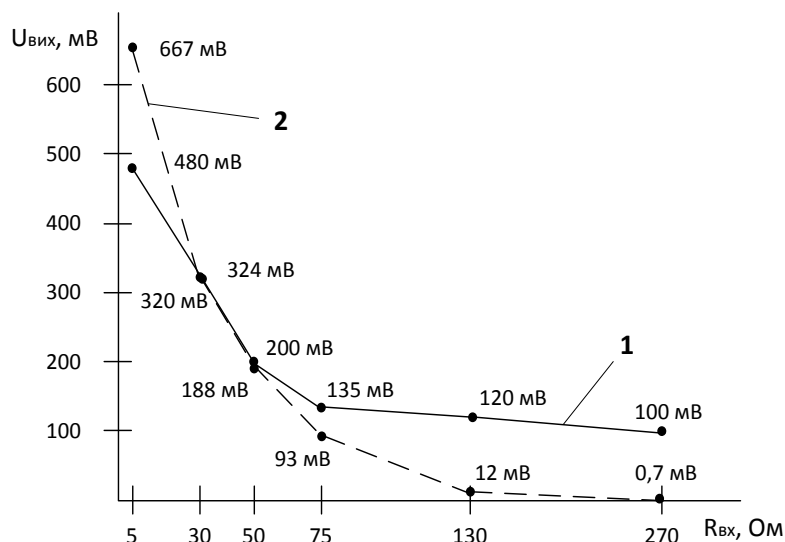


Рисунок 5.19 – Результати експериментальних досліджень (1) і комп'ютерного моделювання (2) моноімітансного логічного елемента «НЕ»

Результати експериментальних досліджень показують, що макет моноімітансного логічного елемента «НЕ» є робочим. Однак комп'ютерне моделювання моноімітансного логічного елемента «НЕ» у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 у схожих умовах дало такі результати: для логічної одиниці «1» вихідна напруга становила 0,7 мВ, а для логічного «0» – 667 мВ (див. рис. 5.19).

Розбіжності між результатами експерименту і комп'ютерного моделювання можна пояснити недоліками технологічного процесу виготовлення макетів, внаслідок чого у схемі з'являються паразитні явища, зокрема паразитна реактивна індуктивність у вхідних опорах, яка вносить похибку у роботу моноімітансного елемента. Дослідження впливу паразитної індуктивності на роботу моноімітансного елемента «НЕ» розглянуто у 4 розділі монографії.

В ході експериментальних досліджень моноімітансного логічного елемента «АБО» при підключенні до входів елемента активних опорів 5, 30, 50, 75, 130 і 270 Ом отримані результати (рис. 5.20) показали, що макет є частково працюючим через невідповідність значення вихідної напруги за умови логічного стану (0; 0) на входах елемента до таблиці істинності логічного елемента «АБО»: для вхідних логічних станів (1; 1), (1; 0) і (0; 1) вихідна напруга знаходиться у межах 400÷600 мВ, однак для вхідного логічного стану (0; 0) вихідна напруга знаходиться у межах 300÷400 мВ.

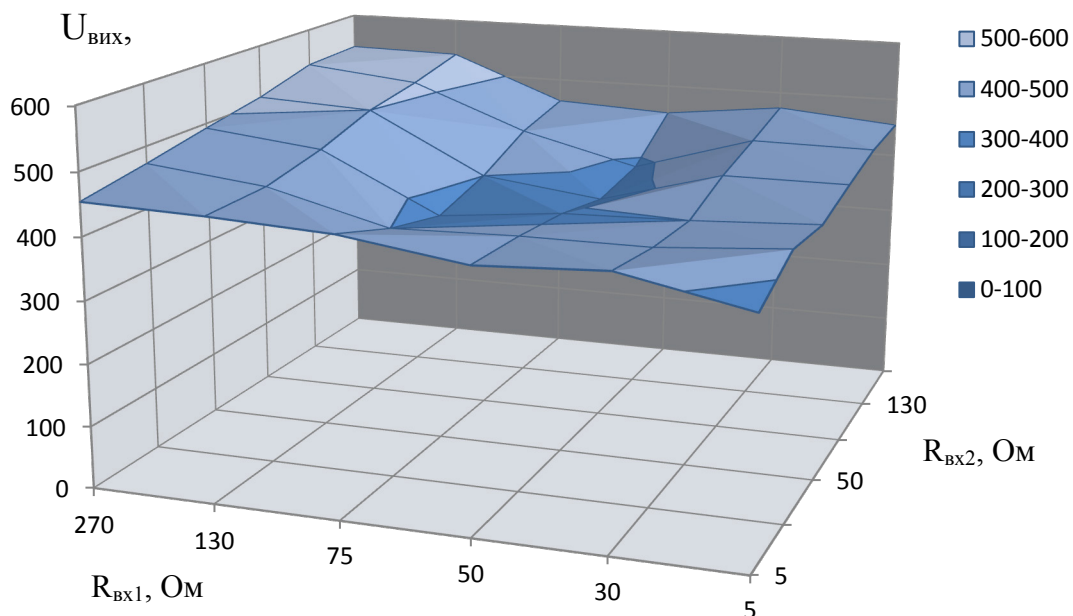


Рисунок 5.20 – Результати експериментальних досліджень моноімітансного логічного R-елемента «АБО»

Комп'ютерне моделювання моноімітансного логічного елемента «АБО» у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 у схожих умовах дало результати, зображені на рис. 5.21, де для вхідних логічних станів (1; 1), (1; 0) і (0; 1) вихідна напруга знаходилась у межах 500÷600 мВ, а для вхідного логічного стану (0; 0) вихідна напруга знаходилась у межах 0÷100 мВ, що є відповідним до таблиці істинності логічного елемента «АБО».

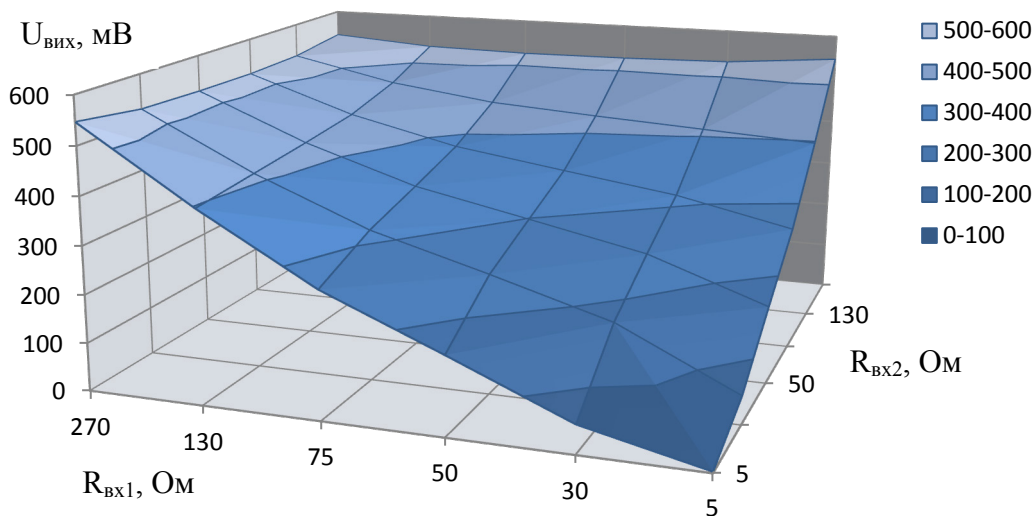


Рисунок 5.21 – Результати комп'ютерного моделювання за ідеальних умов моноімітансного логічного R-елемента «АБО»

Однак при доданні у вхідні опори паразитних індуктивностей номіналом 7 нГн отримані результати приблизно збігаються з результатами експериментальних досліджень: для вхідних логічних станів (1; 1), (1; 0) і (0; 1) вихідна напруга знаходиться у межах 500÷600 мВ, однак для вхідного логічного стану (0; 0) вихідна напруга знаходиться у межах 300÷400 мВ (рис. 5.22).

Таким чином, похибку результатів досліджень експериментального зразка моноімітансного логічного елемента «АБО» можна пояснити наявністю паразитних індуктивностей у вхідних опорах, поява яких є наслідком недоліків технологічного процесу виготовлення макетів. Це підтверджується результатами досліджень впливу паразитної індуктивності на роботу моноімітансного елемента «АБО», які розглянуто у 4 розділі монографії.

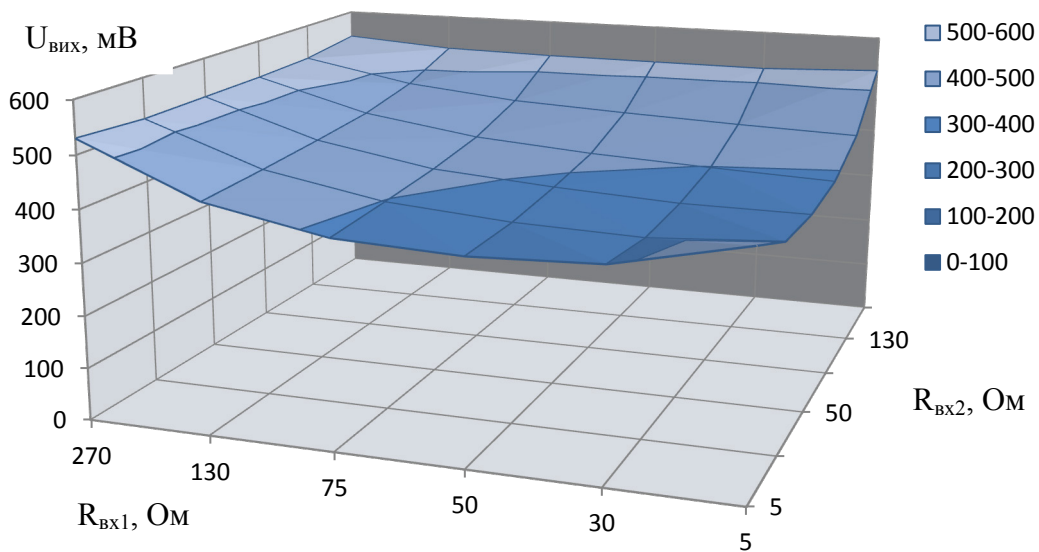


Рисунок 5.22 – Результати комп’ютерного моделювання за наявності паразитної індуктивності моноімітансного логічного R-елемента «АБО»

В ході експериментальних досліджень моноімітансного логічного елемента «І» при підключенні до входів елемента активних опорів 5, 30, 50, 75, 130 і 270 Ом отримані результати показали, що макет є таким, що частково працює, через невідповідність значення вихідної напруги за умови логічних станів (1; 0) і (0; 1) на входах елемента до таблиці істинності логічного елемента «АБО»: для вхідного логічного стану (1; 1) вихідна напруга знаходиться у межах 300÷350 мВ, для вхідних станів (0; 1) і (1; 0) напруга знаходиться в межах 200÷300 мВ і для вхідного логічного стану (0; 0) вихідна напруга знаходиться у межах 100÷200 мВ (рис. 5.23).

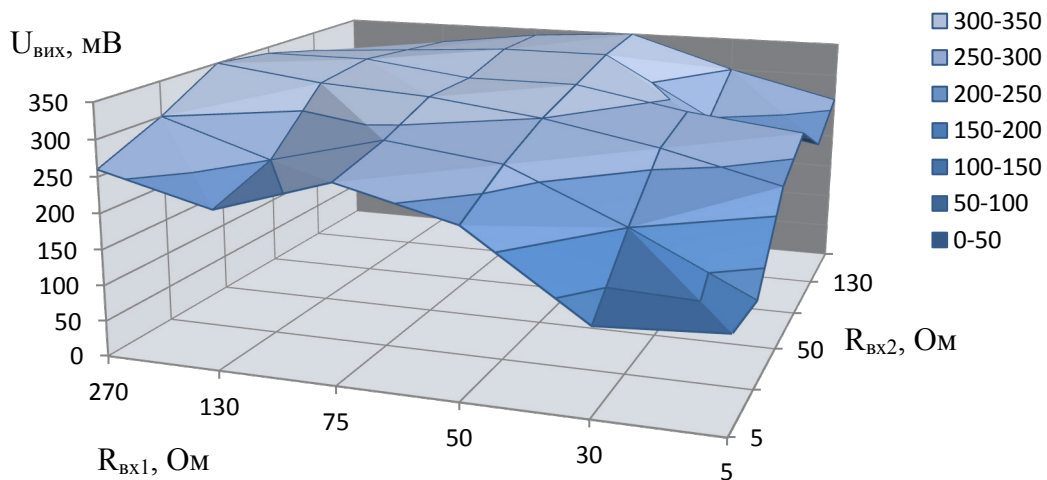


Рисунок 5.23 – Результати експериментальних досліджень моноімітансного логічного R-елемента «І»

Комп'ютерне моделювання моноімітансного логічного елемента «І» у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 у схожих умовах дало такі результати: для логічного стану (1; 1) вихідна напруга знаходилась в межах 250÷350 мВ, а для вхідних логічних станів (1; 0), (0; 1) і (0; 0) напруга знаходилась в межах 0÷50 мВ, що відповідає таблиці істинності логічного елемента «І» (рис. 5.24).

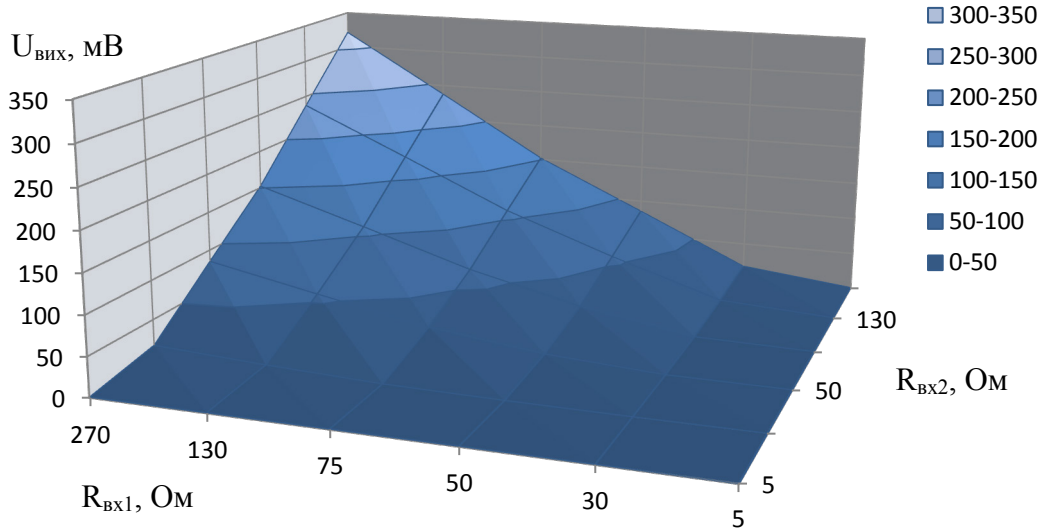


Рисунок 5.24 – Результати комп'ютерного моделювання за ідеальних умов моноімітансного логічного R-елемента «І»

Однак при доданні у вхідні опори паразитних індуктивностей номіналом 14 нГн отримані результати приблизно схожі з результатами експериментальних досліджень: для логічного стану (1; 1) вихідна напруга знаходиться у діапазоні 200÷300 мВ, для логічних станів (1; 0) і (0; 1) вихідна напруга знаходиться у діапазоні 200÷300 мВ, а для логічного стану (0; 0) вихідна напруга знаходиться у діапазоні 100÷150 мВ (рис. 5.25).

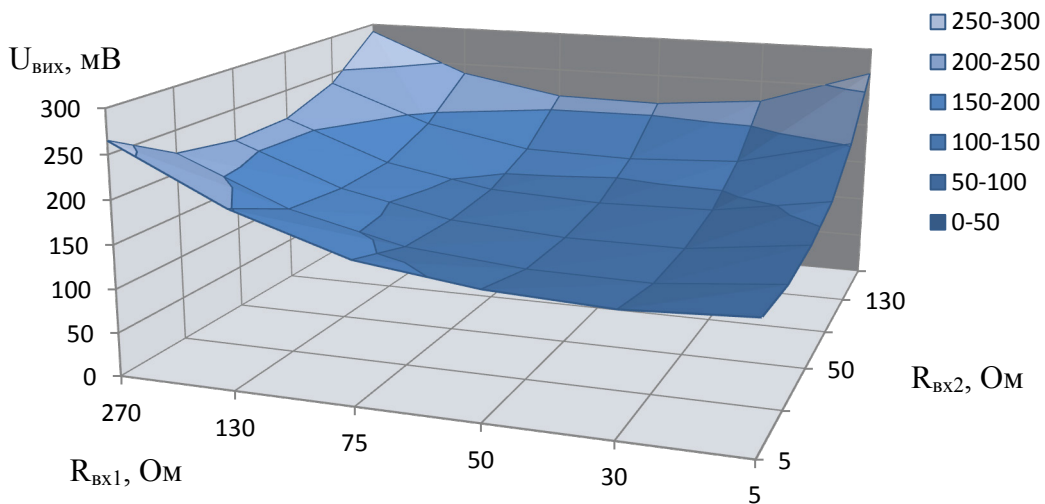


Рисунок 5.25 – Результати комп'ютерного моделювання за наявності паразитної індуктивності моноімітансного логічного R-елемента «І»

Таким чином, похибку в роботі експериментального зразка моноімітансного логічного елемента «І» можна пояснити наявністю паразитних індуктивностей у вхідних опорах, поява яких є наслідком недоліків технологічного процесу виготовлення макетів. Це підтверджується результатами досліджень впливу паразитної індуктивності на роботу моноімітансного елемента «І», які розглянуто у 4 розділі монографії.

При потужності сигналу генератора 3 мВт на виході елемента «НЕ» було отримано потужність 1,38 мВт, на виході елемента «АБО» – потужність 1,64 мВт, а на виході елемента «І» – потужність 0,88 мВт. Таким чином, ККД для елемента «НЕ» становить 46 %, для елемента «АБО» – 55 %, а для елемента «І» – 29 %. При цьому основні втрати потужності відбуваються на амплітудному детекторі. При послідовному під'єднанні декількох елементів збільшення втрат потужності буде незначним. Мінімальна потужність сигналу для роботи моноімітансних елементів є практично необмеженою. Під час експериментальних досліджень макети логічних елементів добре працювали з потужностями вхідного сигналу 100 мкВт.

Порівняємо отримані технічні показники моноімітансних елементів з показниками напівпровідникових логічних елементів (технології КМОН), які зведено у табл. 6.1 [10], [12]–[16]:

Таблиця 6.1 – Порівняння характеристик КМОН і моноімітансної логіки

	КМОН логіка	Моноімітансна логіка
Мінімальна робоча напруга, В	0,8	≈ 0
Потужність розсіювання	10 мВт	45–71 %
Спосіб живлення	активний	пасивний
Затримка сигналу	1–10 нс	1 нс ($f = 1$ ГГц)
Габарити	14 нм	≈ 5 см ($f = 1$ ГГц)

Експериментальні дослідження довели, що перевагою моноімітансних логічних елементів над напівпровідниковими КМОН логічними елементами є відсутність обмежень для мінімальної робочої напруги, а також пасивний спосіб живлення схеми. Таким чином, використання моноімітансної логіки в обчислювальних системах дозволяє покращити їхні енергетичні характеристики, а також підвищити швидкодію. Однак їхнім недоліком є значні габаритні розміри.

Перелік літератури до розділу 5

- [1] С. И. Бахарев и др., *Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств*, Москва, Россия: Радио и связь, 1982.
- [2] *Проектирование полосковых устройств СВЧ*, Ульяновск, Россия: Ульяновский гос. тех. университет, 2001.
- [3] Л. Г. Малорадский, и Л. Р. Явич, *Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях*, Москва, Россия: Советское радио, 1972.
- [4] Das, Annapurna, Sisir K. Das., *Microwave engineering* (1st ed.), McGraw-Hill Higher Education, 2000, ISBN 978-0-07-352950-9.
- [5] Д. М. Сазонов, *Антенны и устройства СВЧ*, Москва, Россия: Высшая школа, 1988.
- [6] М. А. Філінюк та ін., «Моноімітансні перетворювачі напруги,» на *Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Одеса, 2015, с. 113–114.
- [7] М. А. Філінюк, Р. Ю. Чехместрук, та В. П. Стахов, «Перетворювач активного імітанса в напругу,» МПК H02M 3/06, № u201505071, опубл. 10.12.2015.
- [8] Філінюк М. А., Лазарев О. О., та Ліщинська Л. Б., «Пристрої узгодження відеоімпульсних та імітансних схем,» *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 4, с. 106–111, 2013.
- [9] Н. А. Филинюк, Л. Б. Лищинская, и Р. Ю. Чехместрук, «Анализ метрологического обеспечения, разработки и применения имитансных логических элементов,» *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, № 3, с. 62–66, 2013.
- [10] Р. Ю. Чехместрук, «Методи та засоби вимірювання параметрів радіочастотних імітансних логічних елементів.» дис. канд. техн. наук, ВНТУ, Вінниця, 2016.
- [11] Є. В. Походило, та В. В. Хома, *Вимірювачі CLR з перетворення «імітанс-напруга»*, Львів, Україна: Видавництво Львівської політехніки, 2011.
- [12] «CMOS, the Ideal Logic Famile», Fairchild Semiconductor, Application Note 77, 12 p. [Online]. Available: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-77.pdf>. Accessed on: May 21, 2017.
- [13] В. В. Ракитин, *Интегральные схемы на КМОП-транзисторах*, Москва, Россия, 2007.
- [14] R. Jacob Baker, *CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation. Third Edition*, Piscataway, USA: IEEE Press Series on Microelectronic Systems, 2010.
- [15] Neil H. E. Weste, and David Money Harris, *CMOS VLSI Design. A Circuits and Systems Perspective*, Boston, USA: Addison-Wesley, 2009.
- [16] О. М. Кобяков, А. С. Опанасюк, І. Є. Бражник, та О. А. Любивий, *Твердотільна електроніка. Мікросхемотехніка*, Суми, Україна: Сумський Державний Університет, 2015.

Розділ 6

РОЗРОБКА ПАСИВНИХ РАДІОЧАСТОТНИХ ТРАНСПОНДЕРІВ, СУМІСНИХ З МОНОІМІТАНСНОЮ ЛОГІКОЮ

Однією з галузей обчислювальної техніки, в якій переваги моноімітансної логіки можуть мати важливе значення, є інтелектуальні давачі, зокрема RFID системи [1]–[6], які мають високі вимоги до рівня споживання енергії. Використання моноімітансної логіки у таких системах дозволить здійснювати прості логічні обчислення без використання чипів і активних елементів, що дозволить зробити давач пасивним, а також зменшить необхідну потужність сигналу для його зчитування та дозволить підвищити його швидкодію.

Тому актуальним питанням є розробка транспондерів з моноімітансними логічними схемами, які б використовували як інформативний параметр активний опір. Давачі на основі таких транспондерів можуть контролювати відсутність або наявність контакту, рівень температури за допомогою терморезисторів [7], рівень освітленості за допомогою фоторезисторів [8], силу магнітного поля за допомогою магніторезисторів [9] та інше. Також перспективним є використання мемристорів [10]–[12] у моноімітансній логіці, що може стати основою для реалізації моноімітансних тригерних схем.

Один із пропонованих варіантів побудови системи давачів з моноімітансною логікою зображено на рис. 6.1, де опитування кожного з давачів виконується за допомогою сигналу певної частоти.

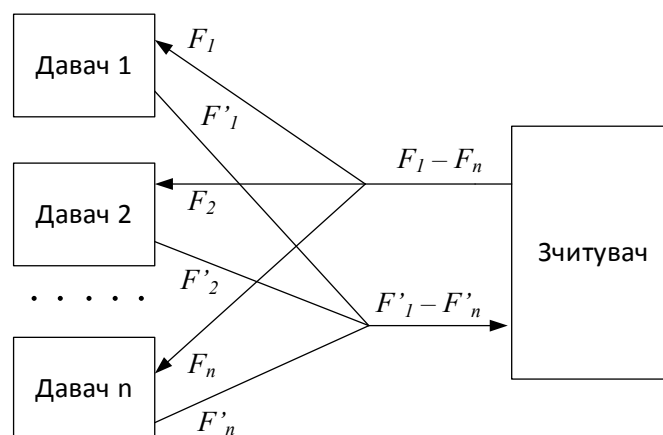


Рисунок 6.1 – Структурна схема системи давачів з моноімітансною логікою

Більш детально таку систему зображено на рис. 6.2, і працює вона таким чином. Користувач обирає за допомогою кнопок K_1 – K_n давач, який потрібно опитати, та посилає сигнал на генератор змінної частоти, який формує радіочастотний сигнал потрібної частоти і посилає його через антену. Давач отримує сигнал через приймальну антену, і після фільтрації отриманий сигнал використовується для живлення моноімітансної логічної схеми (МІЛС) та для передавання відповіді на зчитувач. Моноімітансна логічна схема залежно від значень вхідних опорів R_1 – R_n формує певне значення вихідного активного опору, за допомогою якого здійснюється модуляція вихідного радіочастотного сигналу, що через вихідну антену надсилається на зчитувач. Цей сигнал на зчитувачі після прийому через антену підсилюється, детектується за допомогою амплітудного детектора та за допомогою відповідного інтерфейсу використовується для подання інформації про давач для користувача.

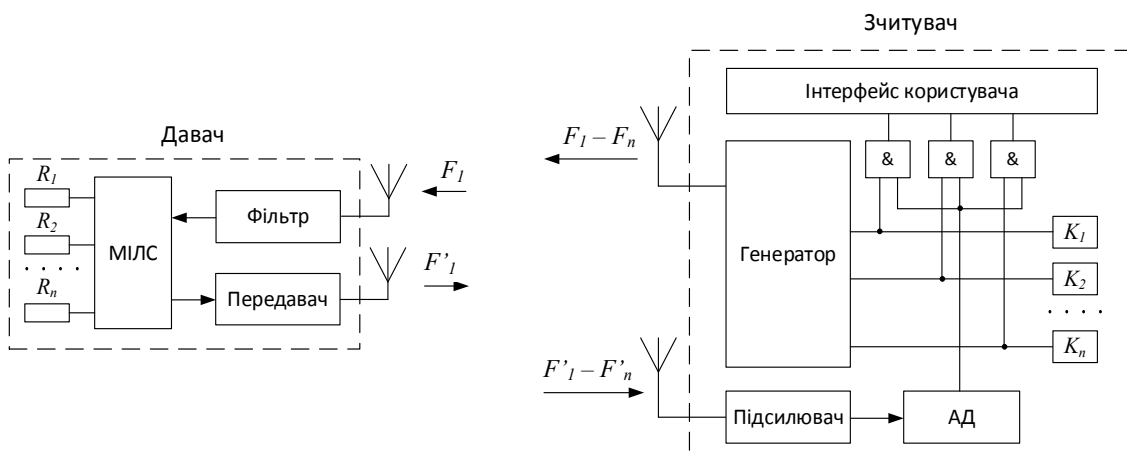


Рисунок 6.2 – Структурна схема зчитувача і давача з моноімітансною логікою

Простим прикладом використання моноімітансної логіки у давачах може бути контроль залізничних вагонів для запобігання розкрадання вантажу. На двері кожного вагону можуть бути прикріплені давачі з моноімітансним елементом «НЕ», до якого під'єднано резистор малого номіналу. При несанкціонованому відкриванні дверей вагону контакт з резистором обривається, і на вході логічного елемента утворюється високе значення опору. В такому випадку при зчитуванні цього давача буде отримано інвертований сигнал, що свідчатиме про несанкціоноване відкривання дверей. Перевагами такого давача є його дешевизна, висока швидкість і дальність зчитування, що є важливими

характеристиками для зчитування інформації за умови високої швидкості руху вагонів.

Також можливо побудувати більш складні давачі на основі моноімітансної логіки, які будуть виконувати логічні операції без використання чипів. Але для побудови таких давачів необхідно розробити транспондери і радіочастотні передавачі, сумісні з моноімітансною логікою. Використання моноімітансної логіки у радіочастотних транспондерах може забезпечити виконання простих логічних операцій, використовуючи при цьому живлення від сигналу опитувача. Крім того, їх перевагою буде проста технологія виготовлення, що може значно знизити ціну моноімітансних транспондерів порівняно з транспондерами на мікросхемах [13]. Тому необхідно розробити схемотехнічні рішення радіочастотних передавачів, сумісних з моноімітансними логічними схемами, що дозволить побудувати пасивні радіочастотні моноімітансні транспондери.

6.1 Розробка радіочастотного передавача, сумісного з моноімітансною логікою, на принципі помноження частоти

Для передачі інформативного параметра на відстань необхідно виконати перетворення активного опору у радіочастотний сигнал. При цьому можливим варіантом принципу роботи такого передавача може бути частотний розподіл вхідних і вихідних сигналів [14], [15]. Для вирішення цієї задачі запропоновано структурну схему радіочастотного передавача, показану на рис. 6.3:

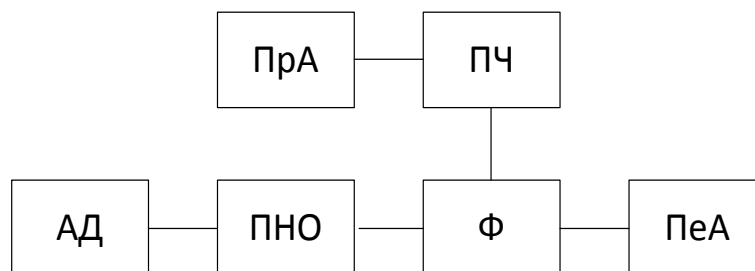


Рисунок 6.3 – Структурна схема радіочастотного передавача для моноімітансної логіки

Схема передавача містить приймальну антену (ПрА), амплітудний детектор (АД), перетворювач напруги на опір (ПНО), фільтр (Ф), помножувач частоти (ПЧ) і передавальну антену (ПеА). Така схема може працювати з моноімітансними логічними схемами, які використовую-

ють активний опір як інформативний параметр, при підключенні їх до вхідних клем амплітудного детектора. Варіант можливої схемотехнічної реалізації такого передавача показано на рис. 6.4.

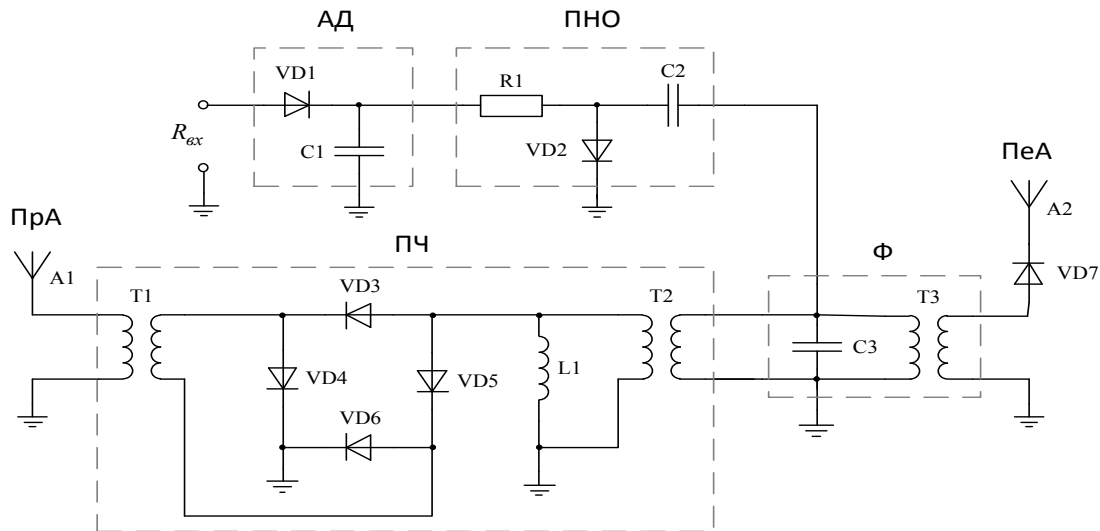


Рисунок 6.4 – Схема радіочастотного передавача для моноімітансної логіки, побудованого на принципі помноження частоти

Як джерело живлення використовується вхідний сигнал з приймальної антени, яка приймає синусоїдальний сигнал певної частоти від джерела. Це означає, що схему можна вважати пасивною. Для прикладу розглянемо роботу схеми, налаштовану на частоту вхідного синусоїдального сигналу 1 ГГц і амплітудою 3 В.

Амплітудний детектор слугує для детектування стоячої хвилі, яку перетворює на постійну напругу. Як діод VD1 для пропускання півхвиль однієї полярності може бути використаний будь-який високочастотний випрямний діод з малою ємністю р-n переходу. Номінал згладжувального конденсатора C1 вибирається з урахуванням сталої часу τ . При цьому активний опір, який з'являється на вході амплітудного детектора, є функцією напруги стоячої хвилі. Таким чином амплітудний детектор може виконувати функцію перетворення активного опору на постійну напругу [16].

За допомогою програмного пакета AWR Design Environment 9.00 проведено комп'ютерне моделювання залежності постійної напруги на виході амплітудного детектора від вхідного активного опору, результати якого показано на рис. 6.5. Як видно з графіка амплітудний детектор виконує роль перетворювача активного опору на постійну напругу.

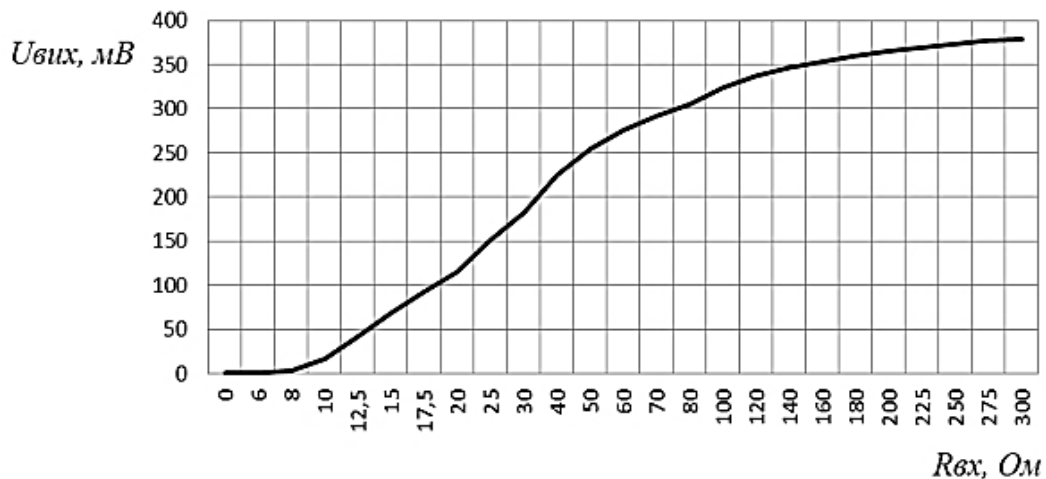


Рисунок 6.5 – Залежність вихідної напруги амплітудного детектора від вхідного опору

Робота схеми перетворювача постійної напруги на активний опір [17] базується на властивості p-i-n діода VD2 змінювати свій опір залежно від постійної складової струму чи зворотної напруги. Резистор R1 слугує для обмеження струму, конденсатор C2 виконує функцію розділового конденсатора. Графік залежності вихідного активного опору перетворювача від активного опору на вхідних клеммах амплітудного детектора показано на рис. 6.6.

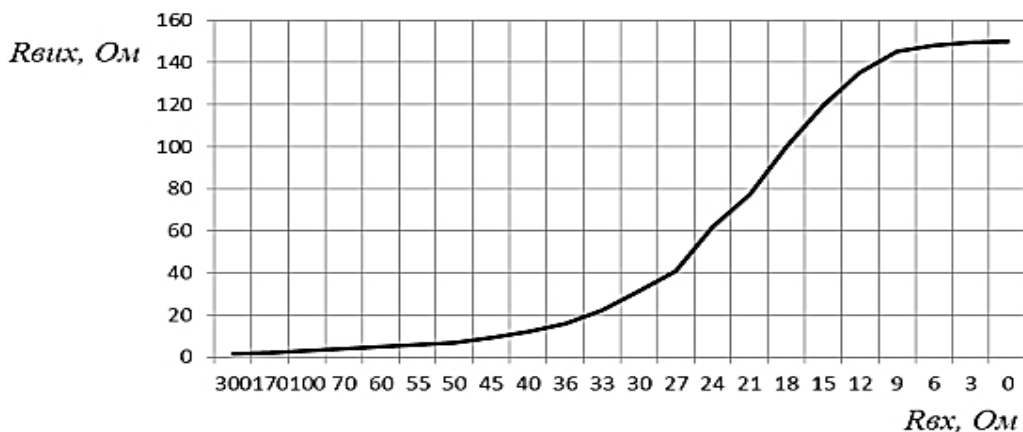


Рисунок 6.6 – Залежність вихідного опору перетворювача напруги в опір від вхідного опору амплітудного детектора

З отриманої залежності видно, що при подвійному перетворенні інформативного сигналу різниця між логічними рівнями «0» і «1» збереглася, але відбулася їх інверсія.

Помножувач частоти утворює другу гармоніку синусоїдального сигналу, який приходить на антену, для подальшої її передачі як інформативного сигналу на приймач. Пульсації з подвоєною частотою

утворюються за допомогою використання діодного мосту VD3-VD6. Ці пульсації наближено можуть розглядатися як синусоїдальний сигнал. Трансформатор Т2 слугує для узгодження опору помножувача частоти з іншими частинами схеми радіочастотного передавача.

Як фільтр можуть бути використані будь-які схеми з ефектом резонансу. В процесі роботи використано RC-фільтр, активний опір якого залежить від значення опору на вихідних клеммах перетворювача напруги в опір. При цьому джерелом змінної напруги є помножувач напруги. Для узгодження схеми фільтра і передавального пристрою, а також для підвищення рівня вихідної напруги використано трансформатор Т3.

Схема RC-фільтра працює таким чином: при появі низького значення опору на вихідних клеммах ПНО АЧХ фільтра буде зсуватися вправо і сигнал з ПЧ буде пропускатися майже без послаблення. У випадку високого значення опору на вихідних клеммах ПНО АЧХ фільтра буде зсуватися вліво і сигнал з ПЧ значно послабиться.

Антенна А2 слугує для передавання радіочастотного сигналу, що надходить з фільтра на приймач, а діод VD7 запобігає проходженню вхідного сигналу в схему через антену А2.

Тобто, в результаті моделювання схеми радіочастотного моноімітансного передавача у програмі AWR Design Environment 9.00 отримано графік залежності вихідної напруги схеми $U_{вих2}$ від вхідного опору $R_{вх}$, що показано на рис. 6.7.

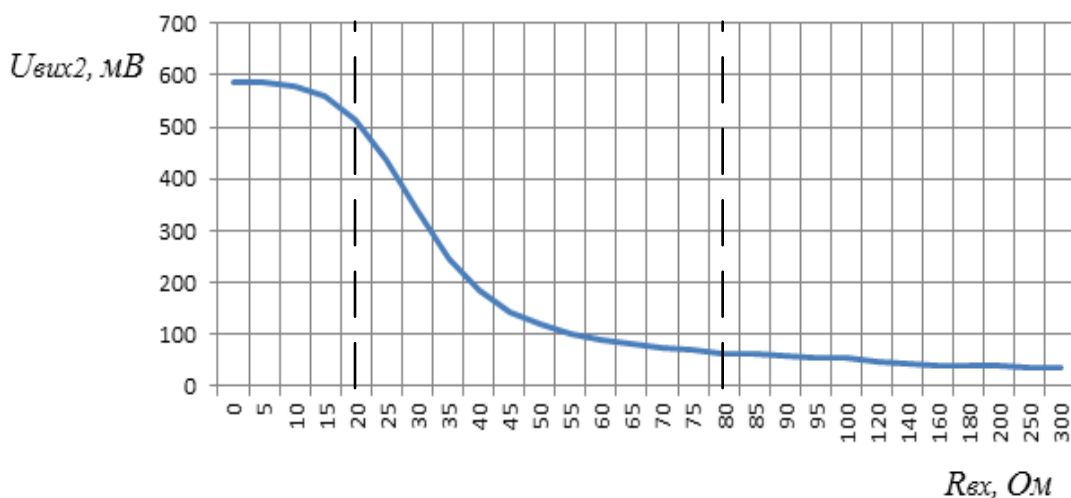


Рисунок 6.7 – Залежність вихідної напруги від вхідного активного опору для передавача, побудованого на принципі помноження частоти

З графіка видно, що за умови знаходження вхідного опору в діапазоні $0 \div 20$ Ом маємо на виході схеми напругу більшу 500 мВ, а за умови вхідного опору в діапазоні $80 \div 300$ Ом вихідна напруга має значення менше 100 мВ. Ці два стани можуть бути подані у цифровому вигляді як логічні «0» і «1». При цьому діапазони логічних рівнів радіочастотного передавача збігаються з логічними рівнями моноімітансної логіки.

Схема для наочності розраховувалась за умови вхідної частоти 1 ГГц, вихідної частоти 2 ГГц та амплітуди напруги вхідного сигналу 3 В. Для реальних схем можуть бути використані діоди Шоттки або обернені діоди, що дозволять працювати при значно менших потужностях вхідних сигналів, а при збільшенні частоти компоненти схеми можуть бути виконані у вигляді мікросмугових ліній.

Моделювання у AWR Design Environment 9.00 показало, що коефіцієнт корисної дії за потужністю приведеної схеми радіочастотного моноімітансного передавача становить 4,7 %, що є достатнім для його правильного функціонування. При цьому рівень вихідної напруги може бути підвищений за допомогою трансформатора ТЗ. Для підвищення коефіцієнта корисної дії можуть бути використані інші схеми помножувачів частоти, наприклад, помножувач частоти на варикапі [18].

6.2 Розробка радіочастотного передавача, сумісного з моноімітансною логікою, на принципі зворотного відбиття

Також можливий варіант використання у передавачі принципу зворотного відбиття [19]. В такому випадку транспондер для моноімітансної логіки може мати структуру, зображену на рис. 6.8.

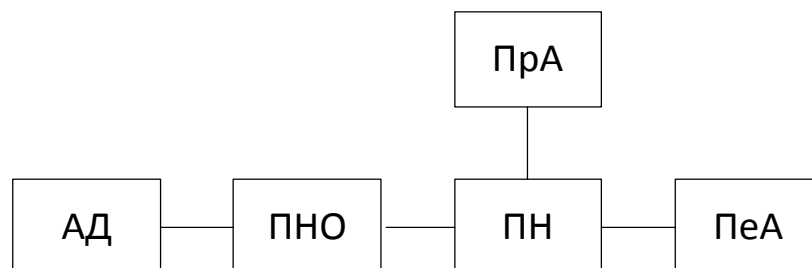


Рисунок 6.8 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера для моноімітансної логіки, побудованого на принципі зворотного відбиття

На рис. 6.8 АД – амплітудний детектор, ПНО – перетворювач напруги на опір, ПН – подільник напруги, ПрА – приймальна антена, ПеА – передавальна антена.

Транспондер працює таким чином: за наявності вхідного НВЧ сигналу, що надходить з приймальної антени у моноімітансну логічну схему, на вхідних клеммах амплітудного детектора з'являється стояча хвиля напруги певної амплітуди, яку амплітудний детектор перетворює на постійну напругу. Після цього відбувається перетворення постійної напруги на опір. Отриманий опір з'являється на одному плечі подільника напруги, в той час як на іншому плечі присутній опір приймальної антени. Під час роботи моноімітансної логічної схеми відношення цих опорів змінюється, завдяки чому відбувається амплітудна модуляція сигналу, який передається з приймальної на передавальну антену [13].

Можливий варіант реалізації пасивного радіочастотного моноімітансного передавача, побудованого на принципі зворотного відбиття, зображено на рис. 6.9.

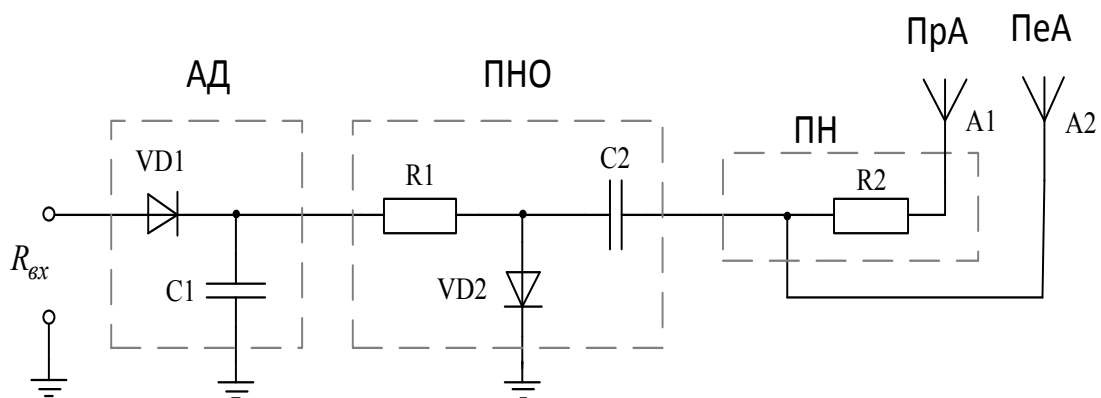


Рисунок 6.9 – Схема пасивного радіочастотного передавача для моноімітансної логіки, побудованого на принципі зворотного відбиття

Результати моделювання схеми такого передавача у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 наведено на рис. 6.10. Досліджено залежність амплітуди вихідної напруги від вхідного активного опору за умов вхідної частоти 1 ГГц та амплітуди напруги вхідного сигналу 3 В.

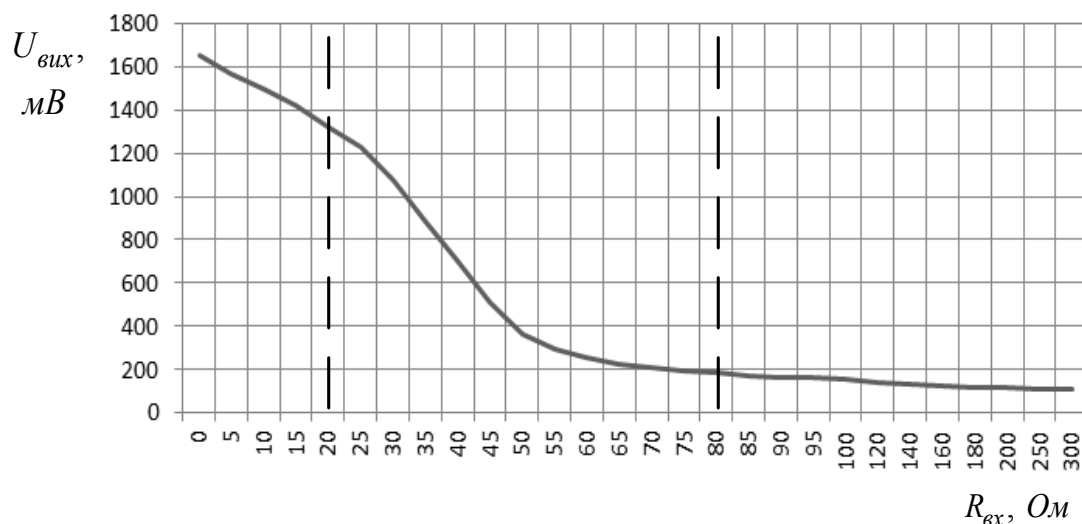


Рисунок 6.10 – Залежність вихідної напруги від вхідного активного опору для передавача, побудованого на принципі зворотного відбиття

З графіка видно, що за умови знаходження вхідного опору в діапазоні $0 \div 20$ Ом маємо на виході схеми напругу більшу 1,2 В, а за умови вхідного опору в діапазоні $80 \div 300$ Ом вихідна напруга не перевищує 200 мВ. Ці два стани можуть бути подані у цифровому вигляді як логічні «0» і «1». При цьому діапазони логічних рівнів радіочастотного передавача збігаються з логічними рівнями моноімітансної логіки.

Коефіцієнт корисної дії за потужністю для передавача, побудованого на принципі зворотного відбиття, становить 10,3 %. З огляду на це, схема передавача, побудованого на принципі зворотного відбиття, є більш енергоефективною, ніж схема передавача, побудованого на принципі помноження частоти. Тому для подальших комп'ютерних моделювань буде використовуватись передавач на принципі зворотного відбиття.

Амплітуда сигналу 3 В частотою 1 мГГц використовувалася для комп'ютерного моделювання з метою наочності ілюстрації роботи схеми. В реальних схемах планується робота зі значно меншою напругою з амплітудою 300–500 мВ та використанням діодів Шоттки, що мають напругу у відкритому стані близько 150–300 мВ, або з використанням обернених діодів, що дозволить працювати з вхідними напругами від 0 до 300 мВ.

6.3 Розробка пасивних радіочастотних транспондерів з використанням моноімітансних логічних схем

Розглянемо використання моноімітансних логічних схем для пасивних радіочастотних транспондерів із застосуванням схеми передавача, побудованого на принципі зворотного відбиття.

Транспондер з моноімітансним логічним елементом «АБО» може бути використаний для індикації зміни стану (зміни активного опору) одного об'єкта з масиву об'єктів, причому давачем передається тільки інформація про сам факт зміни стану, але не інформація для ідентифікації об'єкта. Прикладом такого використання може бути контроль герметичності тари, справності елементів системи та інше. Моноімітансний логічний елемент «АБО» може мати необмежену кількість входів і один вихід.

Структурну схему пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «АБО» зображено на рис. 6.11.

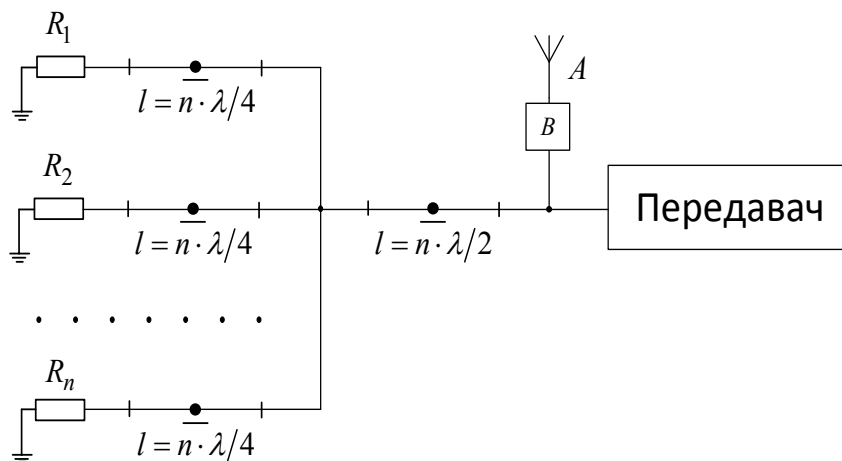


Рисунок 6.11 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «АБО»

Оскільки розроблені передавачі інвертують сигнал для отримання неінвертованого сигналу на виході транспондера, то тут і надалі до моноімітансної логічної схеми додається логічний елемент «НЕ», що здійснює інверсію сигналу. Поріг спрацювання моноімітансного логічного елемента «АБО» може бути встановлений за допомогою задання хвильового опору відрізків лінії передачі.

За допомогою моделювання роботи схеми пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «АБО» з

трьома входами у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 отримано значення напруги на виході схеми за умови наявності всіх можливих логічних значень опору на входах схеми. При моделюванні тут і надалі як логічний «0» використовувався опір 5 Ом, як логічна «1» – опір 150 Ом. Напряга живлення на приймальній антені 3 В.

Схему транспондера у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00 зображено на рис. 6.12.

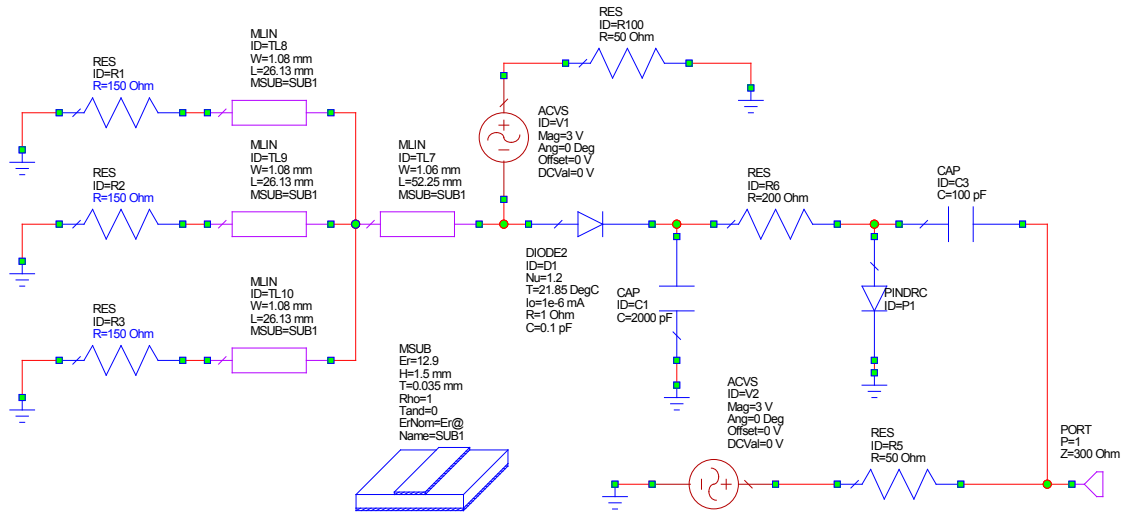


Рисунок 6.12 – Схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «АБО» у програмному пакеті AWR Design Environment 9.00

Результати моделювання наведено на графіку (рис. 6.13).

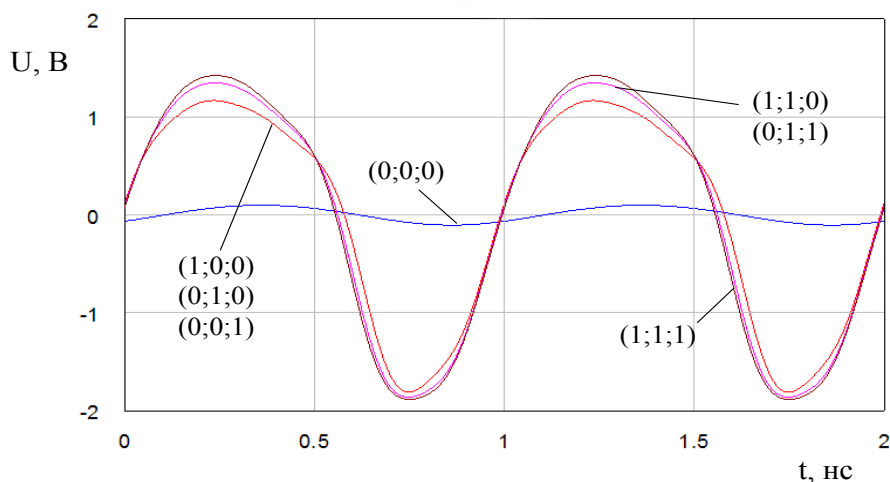


Рисунок 6.13 – Осцилограми вихідної напруги за умови різних логічних станів на входах схеми пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним елементом «АБО» з трьома входами

З графіків на рис. 6.13 випливає, що рівні напруги на виході схеми пасивного радіочастотного моноімітансного транспондера з елементом «АБО» з трьома входами відповідають таблиці істинності логічного елемента «АБО»: амплітуда вихідної напруги за умови вхідних логічних станів (0; 0; 0) не перевищує 100 мВ, що відповідає логічному «0», в той час як в усіх інших випадках значення амплітуди вихідної напруги знаходиться в межах $1,8 \div 1,9$ В, що відповідає логічній «1».

Транспондер з моноімітансним логічним елементом «І» може бути використаний для індикації зміни стану всіх об'єктів у системі. Прикладом такого використання може бути контроль справності елементів системи. Моноімітансний логічний елемент «І» може мати необмежену кількість входів і один вихід.

Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «І» зображена на рис. 6.14:

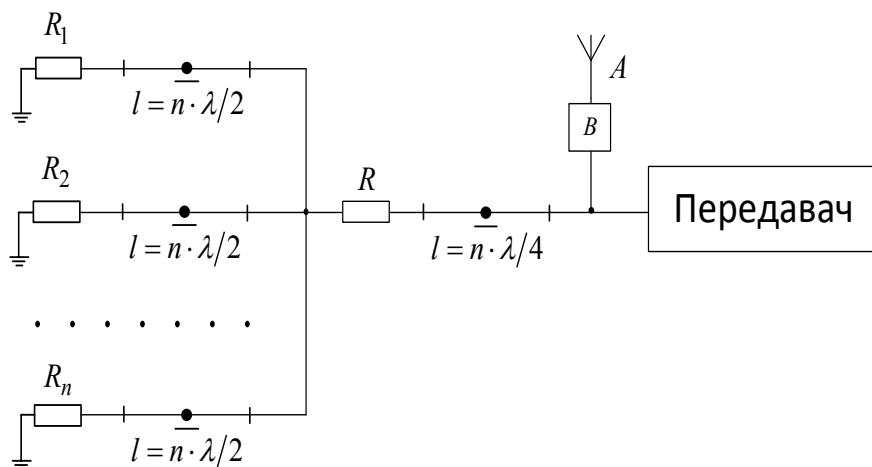


Рисунок 6.14 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «І» з трьома входами

Поріг спрацювання моноімітансного логічного елемента «І» може бути встановлений за допомогою задання опору резистора R .

За допомогою комп'ютерного моделювання роботи схеми пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «І» з трьома вхідними каналами отримано значення напруги на ви-

хідному каналі, які залежать від логічних значень опору на вхідних каналах. Результати моделювання наведено на графіку (рис. 6.15).

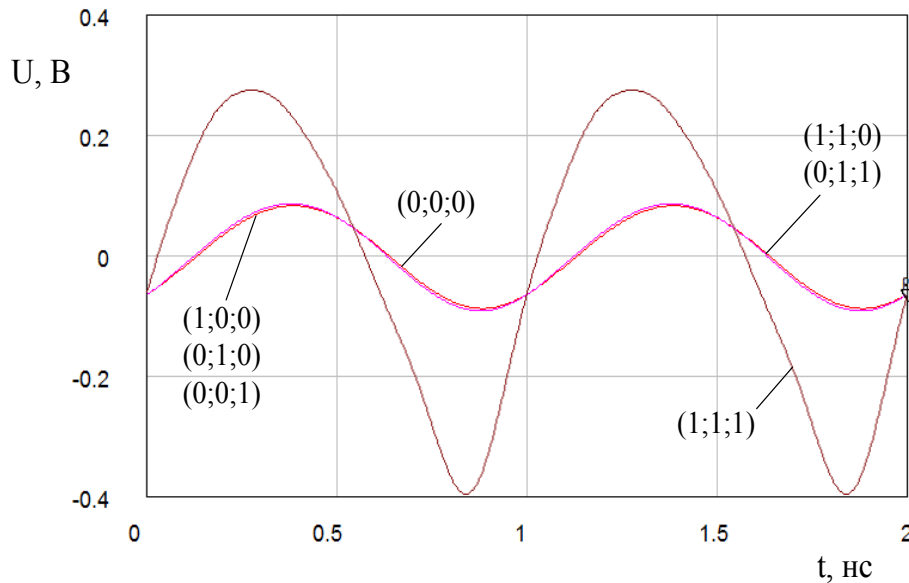


Рисунок 6.15 – Осцилограми вихідної напруги за умови різних логічних станів на входах схеми пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним елементом «І» з трьома входами

З графіків на рис. 6.15 випливає, що рівні напруги на виході пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним логічним елементом «І» з трьома входами відповідають таблиці істинності логічного елемента «І»: для вхідних логічних станів (1; 1; 1) амплітуда вихідної напруги дорівнює 400 мВ, що відповідає логічній «1», для всіх інших вхідних логічних станів вихідна напруга становить 85 мВ, що відповідає логічному «0».

Транспондер з масивом моноімітансних логічних елементів «НЕ» може бути використаний для індикації стану певного об'єкта системи. Для контролю певного об'єкта системи може бути використаний сигнал певної частоти. Можливу схему реалізації такого транспондера зображено на рис. 6.16, де ПрА з Ф – приймальна антена з фільтром, який пропускає тільки сигнал певної частоти. Кожен елемент «НЕ» має довжину відрізка лінії передачі l_n , розраховану як $\lambda/4$ від довжини хвилі сигналу, який подається на цей елемент. Таким чином, за допомогою такого транспондера можливе почергове або одночасне опитування кожного елемента системи.

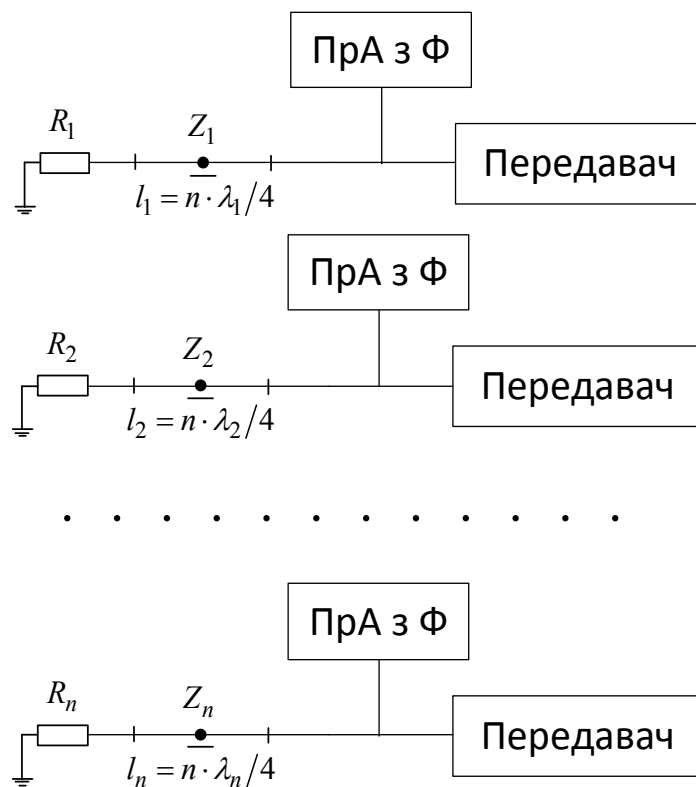


Рисунок 6.16 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансними логічними елементами «НЕ»

Моделювання роботи схеми пасивного радіочастотного моноімітансного транспондера з елементами «НЕ» показало, що при логічній «1» (150 Ом) на вході схеми отримаємо напругу 1,63 В на виході, а при логічному «0» (5 Ом) на вході отримаємо напругу 0,08 В на виході. Отримані значення відповідають таблиці істинності логічного повторювача. Для отримання інвертованих значень, що відповідають таблиці істинності логічного елемента «НЕ», для кожного каналу необхідно використати два послідовно з'єднаних моноімітансних елемента «НЕ».

Також можливий варіант, коли змінюється не тільки довжина відрізків лінії передачі для кожного з елементів «НЕ», але і їхня ширина, що буде змінювати хвильовий опір відрізка Z_n . При моделюванні схеми транспондера з логічними елементами «НЕ» з різними значенням хвильового опору отримано залежність вихідної напруги від вхідного опору при хвильових опорах $Z = 10, 20, 30, 40, 50$. Результати моделювання подано на рис. 6.17.

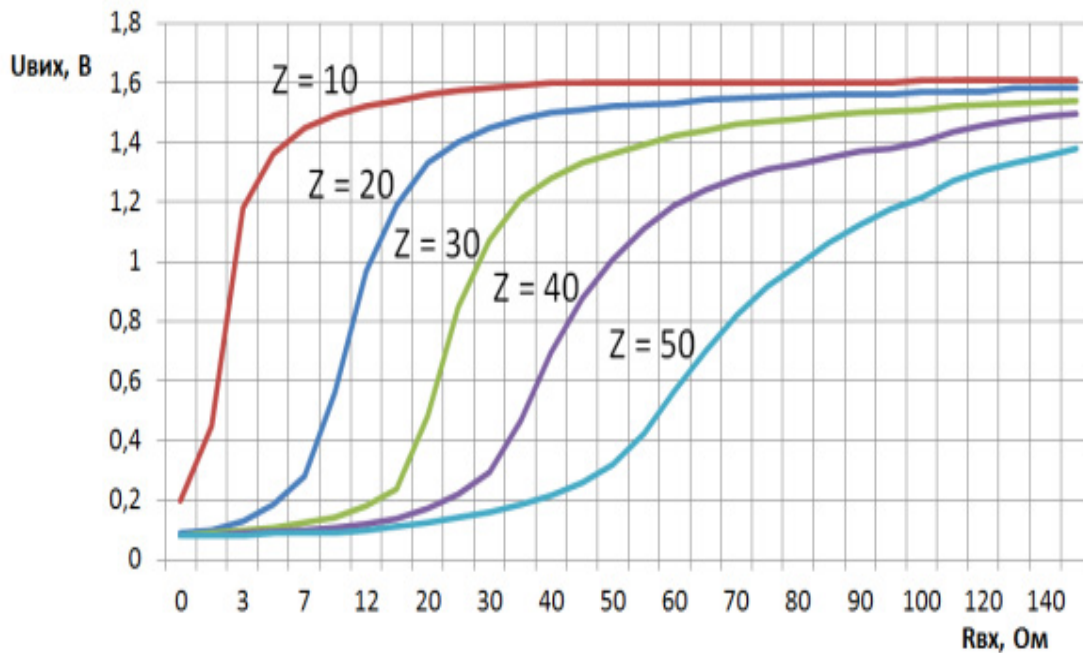


Рисунок 6.17 – Залежність зміни порогу перемикання моноімітансних логічних елементів «НЕ» від хвильового опору відрізків лінії передачі

Як видно з рис. 6.17, при зміні хвильового опору буде змінюватись поріг перемикання елемента «НЕ». Таким чином, при зміні хвильового опору кожного з елементів «НЕ» можемо отримати секцію компараторів, що матиме змогу контролювати ступінь зміни параметра об'єкта, і передавати цю інформацію у цифровому вигляді. Така секція моноімітансних компараторів може використовуватись для побудови моноімітансного аналого-цифрового перетворювача.

Схема транспондера з моноімітансними суматорами за модулем 2 схожа на схему давача з елементами «НЕ», але має можливість керування для кожного входу. Схему реалізації такого транспондера зображено на рис. 6.18, де ПрА з Ф – приймальна антена з фільтром, який пропускає тільки сигнал певної частоти. Кожен суматор за модулем 2 має довжини відрізків лінії передачі l_n , розраховані як $\lambda/4$ від довжини хвилі сигналу, що подається на цей елемент. R_n – активний опір, який отриманий під дією контрольованого параметра, R_n' – активний опір керування.

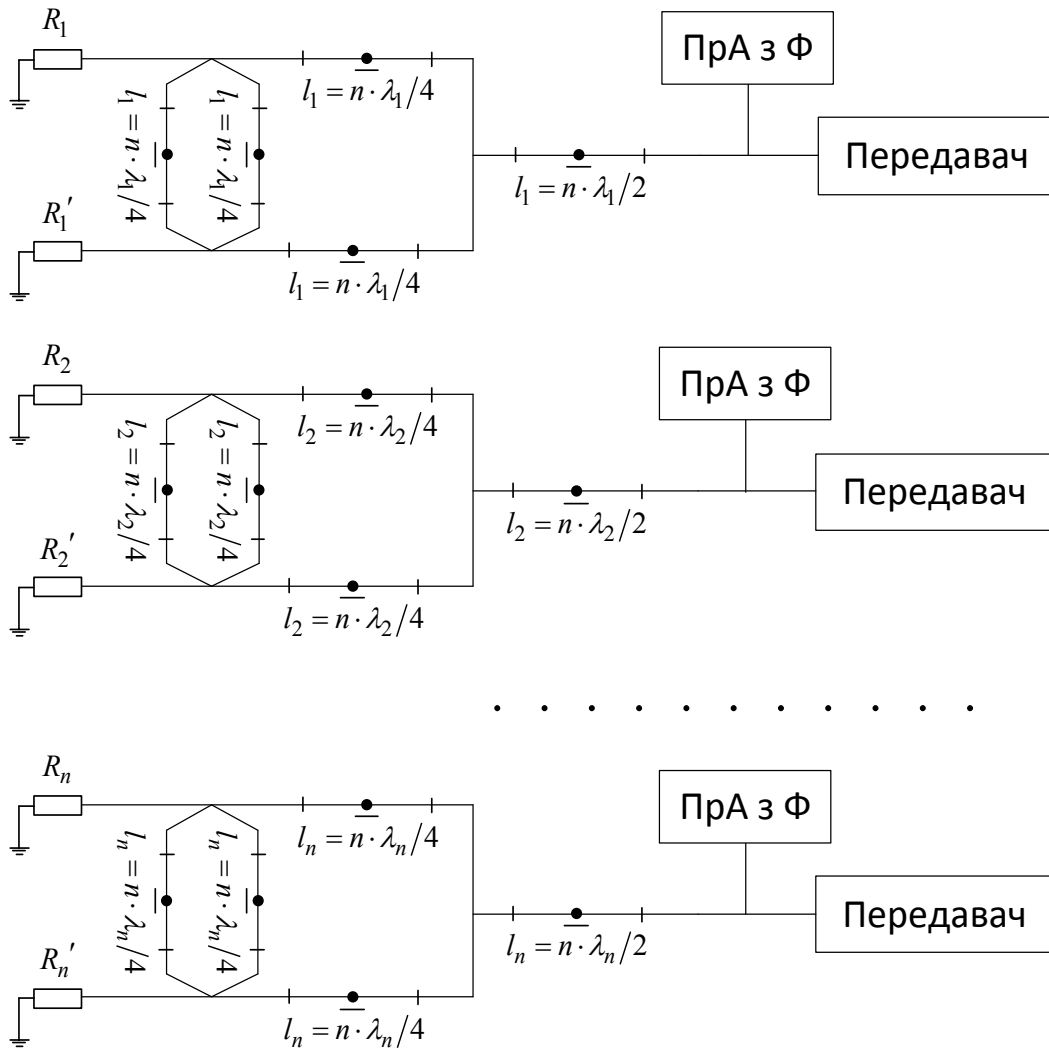


Рисунок 6.18 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансними суматорами за модулем 2

За допомогою моделювання роботи одного входу транспондера з моноімітансними суматорами за модулем 2 отримано значення напруги на виході залежно від логічних значень опору на вході. Результати моделювання наведені на графіках на рис. 6.19, з яких видно, що рівні напруги на виході схеми транспондера відповідають таблиці істинності суматора за модулем 2: при вхідних логічних станах (0; 0) і (1; 1) амплітуда вихідної напруги становить 97 мВ, що відповідає логічному «0», а при вхідних логічних станах (1; 0) і (0; 1) амплітуда вихідної напруги становить 890 мВ, що відповідає логічній «1».

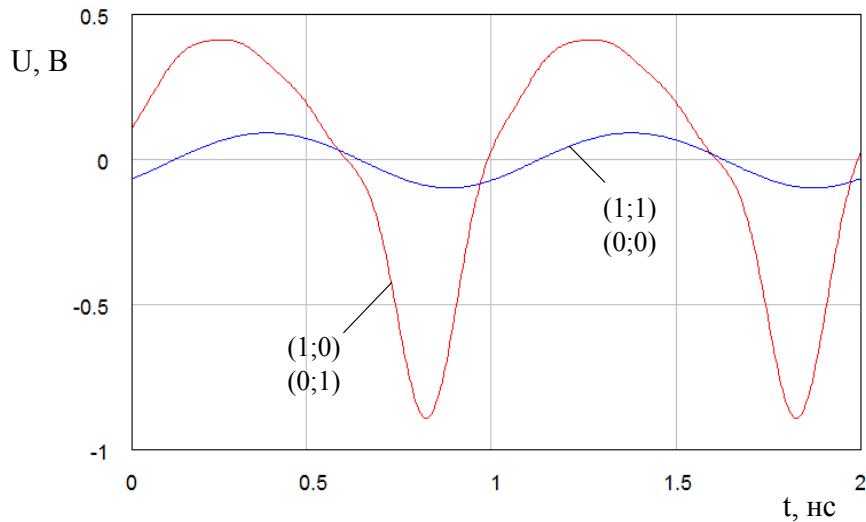


Рисунок 6.19 – Осцилограма вихідної напруги при різних вхідних логічних станах для пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним суматором за модулем 2

Пасивний радіочастотний транспондер з моноімітансним шифратором перетворює адресу одного з об'єктів системи, що змінив свій стан, в двійковий код. Функціональні можливості транспондера з шифратором будуть схожі на можливості транспондера з логічними елементами «НЕ», але перевагами будуть подання вихідного сигналу у вигляді двійкового числа, що значно зменшує кількість вихідних каналів, та зменшення кількості вхідних сигналів різних частот.

Розглянемо приклад транспондера з 8-розрядним моноімітансним шифратором. Таблиця істинності такого шифратора буде мати вигляд, поданий у табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Таблиця істинності 8-розрядного моноімітансного шифратора

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	U1	U2	U3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

Можливу схему реалізації пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним шифратором, побудованого на основі моноімітансних логічних елементах «АБО», зображено на рис. 6.20:



Рисунок 6.20 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним шифратором

Як бачимо з рис. 6.20, деякі вхідні опори дублюються, при цьому можуть бути використані подільники потужності або збільшена кількість елементів, які реалізують вхідні імпеданси.

За допомогою комп'ютерного моделювання роботи схеми пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним шифратором отримано значення вихідних напруг залежно від логічних значень опору на входах. Результати моделювання наведено на графіках на рис. 6.21.

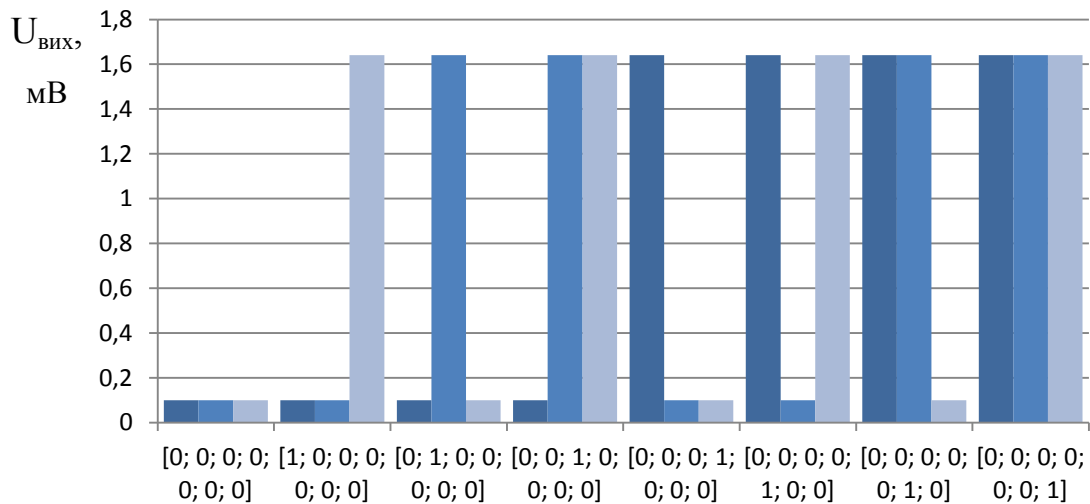


Рисунок 6.21 – Графіки залежності напруги на трьох виходах транспондера від вхідних логічних станів для пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним шифратором

З графіків на рис. 6.21 видно, що рівні вихідної напруги пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним шифратором відповідають вихідним логічним рівням у табл. 6.2. Такий транспондер може використовуватись для контролю стану певного об'єкта системи і передавати отриману інформацію у вигляді двійкового коду. Однак його недоліком є збільшена кількість вхідних каналів.

Пасивний радіочастотний транспондер з моноімітансним пріоритетним шифратором може використовуватись для пріоритетного перетворення позиційного коду у двійковий код, який подано за допомогою моноімітансного методу. Розглянемо приклад транспондера з 8-розрядним пріоритетним шифратором. Таблицю істинності для такого транспондера наведено у табл. 6.3.

Таблиця 6.3 – Таблиця істинності 8-розрядного моноімітансного пріоритетного шифратора

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	U1	U2	U3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
1	1	1	1	1	0	0	1	0	1
1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Можливий варіант побудови такого пріоритетного шифратора подано у вигляді структурної схеми на рис. 6.22.

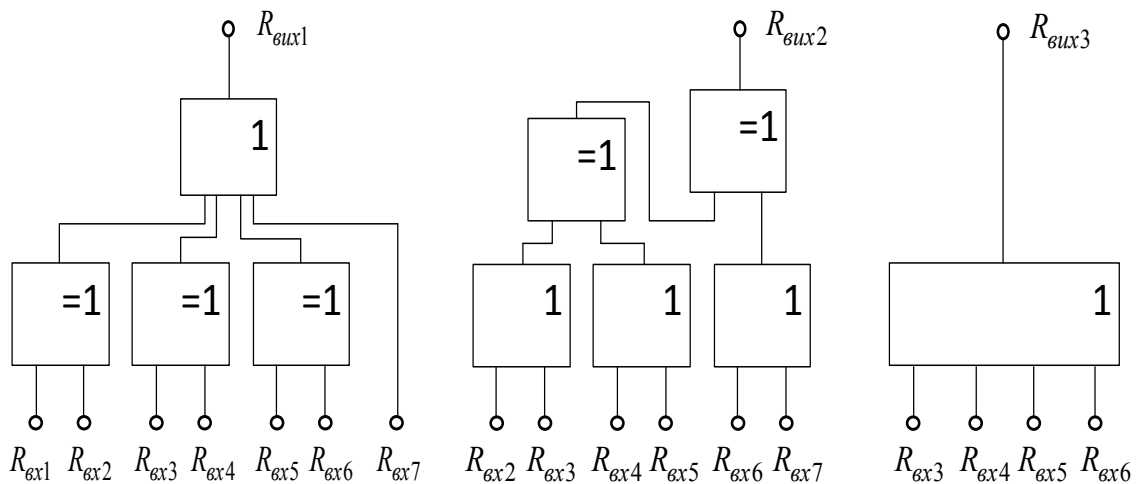


Рисунок 6.22 – Структурна схема 8-розрядного пріоритетного шифратора

Якщо зміна станів на вхідних каналах відбувається послідовно, то для спрощення схеми можлива заміна суматорів за модулем 2 на логічний елемент, що виконує функцію інверсії прямої імплікації. Таким чином, можливим варіантом побудови пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним пріоритетним шифратором є схема, зображена на рис. 6.23.

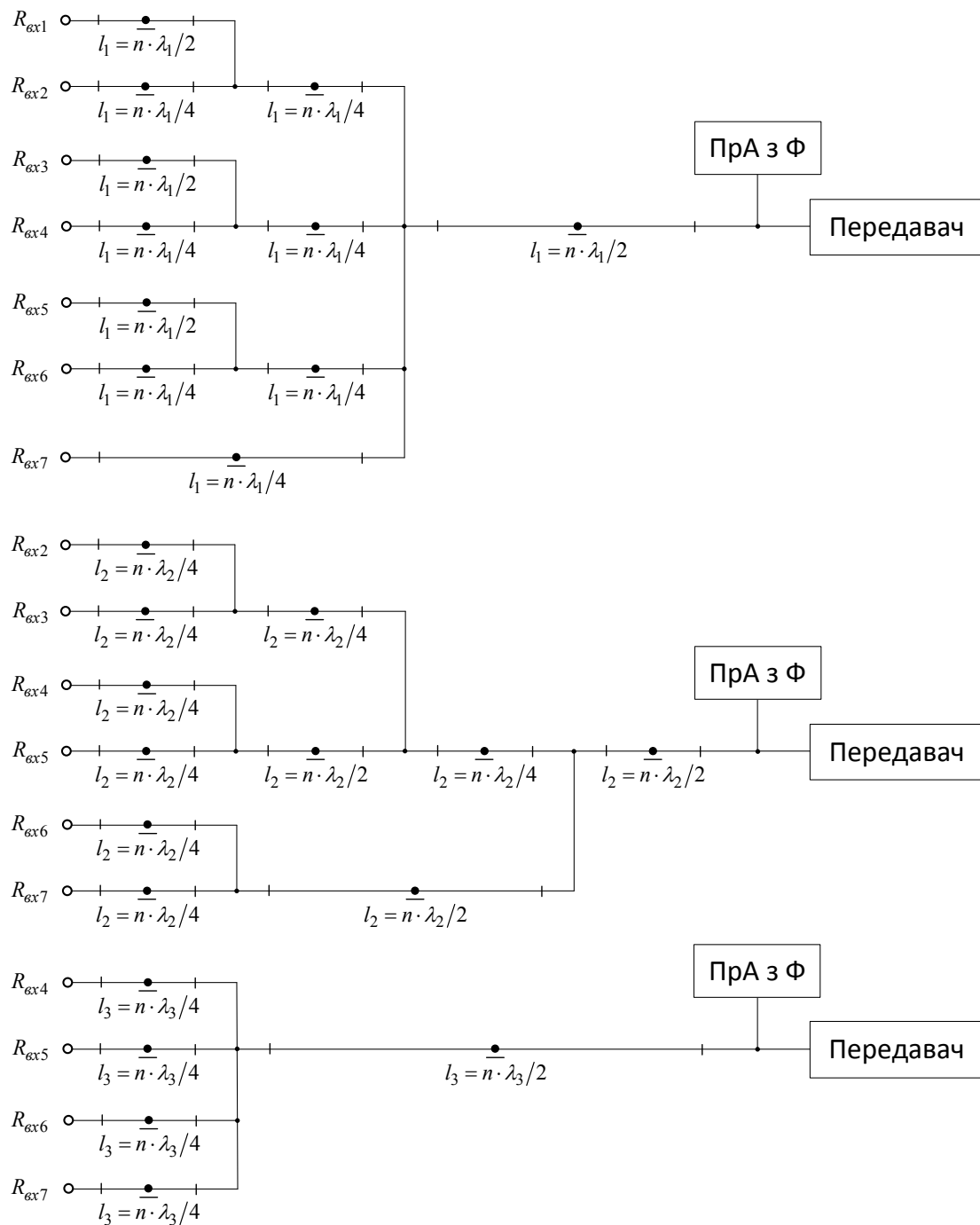


Рисунок 6.23 – Структурна схема пасивного радіочастотного транспондера з моноімітансним пріоритетним шифратором

За допомогою комп'ютерного моделювання роботи схеми пасивного радіочастотного транспондера з пріоритетним шифратором отримано значення вихідних напруг залежно від вхідних логічних значень опор. Результати моделювання наведено на графіках на рис. 6.24.

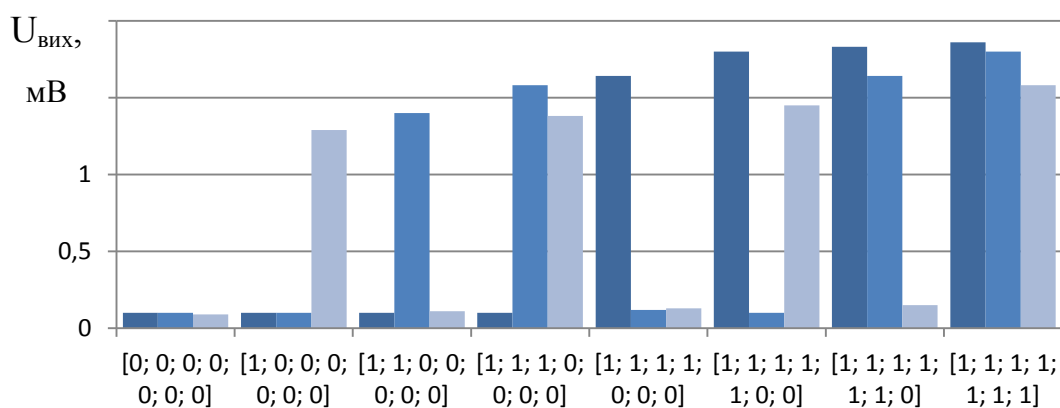


Рисунок 6.24 – Графік залежності вихідної напруги від вхідних логічних станів для транспондера з моноімітансним пріоритетним шифратором

З графіків на рис. 6.24 видно, що рівні вихідних напруг транспондера відповідають вихідним логічним рівням у табл. 6.3 за умови, що логічний «1» на виході схеми відповідає напруга амплітудою $1,2 \div 1,85$ В, а логічному «0» – напруга амплітудою $0 \div 0,15$ В.

Пасивний радіочастотний транспондер з моноімітансним пріоритетним шифратором може використовуватись для контролю значення параметра об'єкта і передавати отриману інформацію у вигляді двійкового коду. Але його недоліком є збільшення кількості вхідних каналів.

6.4 Аналіз існуючих радіочастотних транспондерів і аналіз їх параметрів

Одним з можливих використань моноімітансних логічних елементів і схем є побудова на їх основі радіочастотних транспондерів – пристроїв, що передають інформацію за допомогою радіочастотного сигналу у відповідь на вхідний радіочастотний сигнал опитувача [20]. Розглянемо основні характеристики існуючих радіочастотних транспондерів для їх порівняння з транспондерами, побудованими на моноімітансній логіці.

Однією з головних характеристик є частотний діапазон, за яким радіочастотні транспондери умовно поділяються на такі групи [21], [22]:

1. Низький діапазон частот (30–300 кГц).

Низькочастотні радіочастотні транспондери мають малу дальність зчитування (менше 1 см), але низьку вартість. Використовуються для контролю доступу, ідентифікації тварин та систем інвентаризації. Інформація між транспондером і зчитувачем передається за допомогою електричного або магнітного поля.

2. Високий діапазон частот (3–30 МГц).

Такі транспондери мають середню дальність зчитування (менше 1 м) і високу вартість. Використовуються для контролю доступу, а також для смарт-карт. Інформація передається за допомогою індуктивного зв'язку.

3. Надвисокий діапазон частот (300 МГц–5,8 ГГц).

Транспондери з високою дальністю (більше 1 м) і швидкістю зчитування. Потребують точного націлювання зчитувача. Використовуються для спостереження за перевезенням вантажів залізницею, системи оплати за користування дорогою для водіїв. Інформація передається за допомогою електромагнітних хвиль у НВЧ діапазоні.

Моноімітансна логіка побудована на використанні властивостей лінії передачі у НВЧ діапазоні і тому використовує сигнали НВЧ діапазону, для порівняння потрібно взяти транспондери, що використовують електромагнітні хвилі НВЧ діапазону для передачі інформації.

Важливою характеристикою радіочастотних транспондерів є спосіб забезпечення енергією. За цією характеристикою радіочастотні транспондери поділяються на пасивні та активні [23].

Пасивні радіочастотні транспондери не мають власного джерела електроживлення, і тому вся енергія, необхідна для їх роботи, має бути отримана з електромагнітного сигналу, що надходить від зчитувача. Дальність зчитування пасивних транспондерів залежить від енергії, що надходить від зчитувача. Перевагою пасивних транспондерів є практично необмежений термін їх служби, а також менша вага, розміри і ціна порівняно з активними транспондерами. Недоліком пасивних транспондерів є необхідність використання більш потужних зчитувачів.

Активні радіочастотні транспондери мають вбудовану автономну батарею, яка постачає всю або частину енергії для роботи інтегральної мікросхеми, тому вони потребують меншої потужності зчитувача. Перевагою активних радіочастотних транспондерів порівняно з пасивними є значно більша дальність зчитування інформації і висока допустима швидкість руху активного транспондера відносно зчитувача.

Оскільки моноімітансна логіка не має активних елементів, на її основі є можливою побудова пасивних транспондерів.

Процедури передавання даних від транспондера на зчитувач можуть бути поділені на три типи [21]:

- використання зворотного відбиття (backscatter), при цьому частота відбитого коливання відповідає частоті передавання зчитувача [24]. Використовується більшістю давачів дальньої дії;

- модуляція навантаження (load modulation). На поле зчитувача впливає зміна навантаження давача; частота вихідного сигналу відповідає частоті вхідного;

- використання субгармонік і генерація в давачі n -кратних гармонічних коливань.

Транспондери, побудовані на основі моноімітансної логіки, можуть використовувати будь-який з наведених принципів передавання інформації.

Розглянемо параметри декількох існуючих пасивних радіочастотних сенсорів і транспондерів, що працюють у НВЧ діапазоні, та порівняємо їх з транспондерами, які побудовані на моноімітансній логіці.

Сенсор вологості SPS1M002 – це пасивний радіочастотний сенсор для вимірювання вологості на неметалевих поверхнях. Живлення сенсора відбувається через НВЧ сигнал зчитувача. Оцифровування показників вологості здійснюється чипом Magnus-S2. Вихідний сигнал сенсора може бути зчитаний за допомогою стандартного EPC Gen 2 зчитувача. Сенсор вологості SPS1M002 (рис. 6.25) може бути використаний у медицині, промисловості і сфері управління об'єктами [25].

Сенсор має два діапазони робочих частот: FCC (902–928 МГц), ETSI (866–868 МГц). Чутливість зчитування сенсора –16 дБм. Сенсор може передавати інформацію за допомогою 5-розрядного числа, що дозволяє позначати 32 рівні вологості. Обсяг внутрішньої пам'яті 64 біти TID, 128 бітів EPC + 144 біти пам'яті для користувача. Розміри $91,5 \times 26,5$ мм.

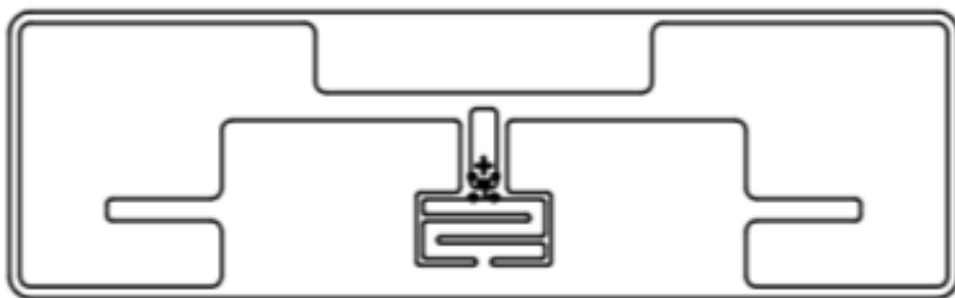


Рисунок 6.25 – Сенсор вологості SPS1M002

Сенсор температури SPSXT001 (рис. 6.26) використовується для вимірювання температури на неметалевих поверхнях. Живлення чипа Magnus-S3 забезпечується вхідним НВЧ сигналом. Вихідний сигнал сенсора може бути зчитаний за допомогою стандартного EPC Gen 2 зчитувача [26].

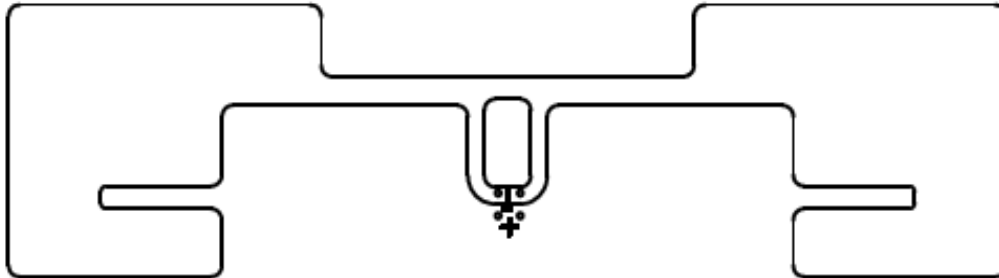


Рисунок 6.26 – Сенсор температури SPSXT001

Сенсор також має два діапазони робочих частот FCC (902–928 МГц), ETSI (866–868 МГц). Чутливість зчитування –16 дБм. Кількість розрядів – 9 (512 рівнів температури). Обсяг внутрішньої пам'яті – 64 біти TID, 128 бітів EPC + 192 біти пам'яті для користувача. Розміри – 101,6 × 31,75 мм.

Сенсор температури SensTAG є пасивним RFID сенсором, що працює в НВЧ діапазоні. Існують дві модифікації сенсора – для високих і для низьких температур. Сенсор має металевий кожух і призначений як для внутрішнього, так і для зовнішнього використання. Для зчитування вихідного сигналу сенсора використовується протокол EPC Gen 2 [8]. Робоча частота сенсора 902–928 МГц. Діапазон вимірювання температури від –20 до +180 °С. Дальність зчитування 60 см, для покращеної антени 1,5 метри і більше. Потужність зчитувача 10 Вт. Розміри сенсора: 50,8 × 35,5 × 15,2 мм.

У результаті аналізу параметрів сучасних радіочастотних пасивних транспондерів, що працюють в НВЧ діапазоні, можемо виділити такі переваги транспондерів, побудованих на моноімітансній логіці, над розглянутими транспондерами:

1. У складі транспондерів, побудованих на моноімітансній логіці, відсутні активні компоненти, завдяки чому такі транспондери можуть працювати з меншими потужностями вхідних сигналів [27]. Це дозволяє зменшити потужність зчитувачів або збільшити дальність зчитування [28].

2. Транспондери, побудовані на моноімітансній логіці, можуть працювати у значно вищому частотному діапазоні [29], причому при

збільшенні робочої частоти зменшуються габаритні розміри транспондерів.

3. Транспондери, побудовані на моноімітансній логіці, дозволяють виконувати прості операції без використання чипів, що дозволяє зменшити їхню вартість.

4. Використання моноімітансної логіки забезпечує високу швидкодію транспондера [29].

Однак транспондери, побудовані на моноімітансній логіці, мають також і недоліки, зумовлені особливостями моноімітансної логіки, зокрема, це відносно великі розміри.

Таким чином, транспондери, побудовані на моноімітансній логіці, можуть бути використані для нескладних логічних операцій з використанням принципів «жорсткої логіки». Прикладами такого застосування є сенсори для вимірювання фізичних величин з малим ступенем дискретності вихідних даних, сенсори для контролю герметичності тари, справності об'єктів тощо.

Перелік літератури до розділу 6

[1] Клаус Финкенцеллер, *RFID-технологии*, Москва, Россия: Додэка-XXI, 2010.

[2] Alanson P. Sample, Daniel J. Yeager, Pauline S. Powledge, Alexander V. Mamishev, and Joshua R. Smith, "Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform," on *Instrumentation and Measurement IEEE Transactions*, vol. 57, pp. 2608–2615, 2008.

[3] Daniela De Venuto, Eduard Stikvoort, "Low power smart sensor for accurate temperature measurements," on *Advances in Sensors and Interfaces (IWASI) 2011 4th IEEE International Workshop*, pp. 71–76, 2011.

[4] MD. Shamim Shahriar Hossain, and Nemaï Karmakar, "An Overview on RFID Frequency Regulations and Antennas," on *Electrical and Computer Engineering 2006. ICECE '06. International Conference*, pp. 424–427, 2006.

[5] Sara Abou Chakra, Usamah O. Farrukh, and Beatriz Amante Garcia, "Electrical Model Simulation for a UHF RFID System," on *Computational Intelligence Communication Systems and Networks 2009. CICSYN '09. First International Conference*, pp. 155–159, 2009.

[6] Sangkil Kim et al., "No Battery Required: Perpetual RFID-Enabled Wireless Sensors for Cognitive Intelligence Applications," on *Microwave Magazine IEEE*, vol. 14, pp. 66–77, 2013.

- [7] А. П. Кашкаров, *Фото- и термодатчики в электронных схемах*, Москва, Россия: Альтекс, 2004.
- [8] Г. О. Оборський, та П. Т. Слободяник, *Вимірювання неелектричних величин*, Київ, Україна: Наука і техніка, 2005.
- [9] H. Hauser, G. Stangl, W. Fallmann, R. Chabicovsky, and K. Riedling, *Magnetoresistive Sensors*, Vienna, Austria: Institut für Industrielle Elektronik und Materialwissenschaften, 2000.
- [10] R. Waser, and M. Aono, «Nanoionics-based resistive switching memories», *Nature Mater*, vol. 6, pp. 833–840, 2007.
- [11] L. O. Chua, «Memristor – the missing circuit element» *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 18, pp. 507–519, 1971.
- [12] S. S. Rekhviashvili, and A. A. Potapov, «Memristor and the integral quantum Hall effect, *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 189–191, 2012.
- [13] Й. Й. Білінський, та В. П. Стахов, «Пасивні радіочастотні моноімітансні транспондери,» *Наукові праці ВНТУ*, № 3, с. 1–6, 2017.
- [14] В. Л. Дшхунян, и В. Ф. Шаньгин, *Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты*, Москва, Россия: НТ Пресс, 2004.
- [15] О. В. Головин, *Радиоприемные устройства*, Москва, Россия: Горячая Линия-Телеком, 2002.
- [16] Й. Й. Білінський, О. О. Лазарєв, та В. П. Стахов, «Пасивний радіочастотний моноімітансний передавач», *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 3, с. 114–118, 2017.
- [17] М. А. Філінюк та ін., «Моноімітансні перетворювачі напруги» на *Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, Одеса, 2015, с. 113–114.
- [18] И. Ч. Ризкин, *Умножители и делители частоты*, Москва, Россия: Связь, 1976.
- [19] Nemaï Chandra Karmakar, Mohammad Zomorodi, and Chamath Divarathne, *Advanced chipless RFID: MIMO-based imaging at 60 GHz - ML detection*, Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2016.
- [20] Robin Dare, *Transponder: a device for receiving a radio signal and automatically transmitting a different signal*, Rank Stranger Press, 2006.
- [21] В. Л. Дшхунян, и В. Ф. Шаньгин, *Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты*, Москва, Россия: НТ Пресс, 2004.

[22] Arnaud Vena, Etienne Perret, and Smail Tedjini, *Chipless RFID based on RF encoding particle: realization, coding and reading system*, New York, USA: Elsevier, 2016.

[23] Nemaï Chandra Karmakar, Emran Md Amin, and Jhantu Kumar Saha, *Chipless RFID sensors*, Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2016.

[24] Nemaï Chandra Karmakar, Mohammad Zomorodi, and Chamath Divarathne, *Advanced chipless RFID: MIMO-based imaging at 60 GHz - ML detection*, Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2016.

[25] «Sps1m002. Smart Passive Sensor for Direct Moisture Sensing», Semiconductor Components Industries, Rev. 6, 2017. [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/308/SPS1M002-D-1094698.pdf>. Accessed on: Dec. 5, 2017.

[26] «Spsxt001. Smart Passive Sensor for Temperature Sensing», Semiconductor Components Industries, Rev. P0, 2017. [Online]. Available: http://www.onsemi.ru.com/PowerSolutions/document/SPSXT_001-D.PDF. Accessed on: Dec. 5, 2017.

[27] «SensTAG UHF RFID Passive Temperature Sensor Kit Product Description», PHASE IV ENGINEERING, INC. [Online]. Available: http://www.phaseivengr.com/wp-content/uploads/2014/02/61-100042_Data-Sheet-UHF-RFID-Surface-Temp-Kit.pdf. Accessed on: Dec. 5, 2017.

[28] S. L. Farsens «Battery-less wireless sensors based on low power UHF RFID tags», on *ESSCIRC 2010, Workshop ULTRAsponder project*, Seville, 2010. [Online]. Available: http://www.ultrasponder.org/resources/The-project/Dissemination/Publications/Numb10_Talk_Rebollo.pdf. Accessed on: Dec. 5, 2017.

[29] М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська, О. В. Войцеховська, та В. П. Стахов, «Моноиммитансные логические RLC-элементы,» *Вісник Хмельницького національного університету*, № 3 (225), с. 117–121, 2015.

*Наукове електронне видання комбінованого використання.
Можна використовувати в локальному та мережному режимах*

Філінюк Микола Антонович
Білінський Йосип Йосипович
Стахов Володимир Петрович

**МЕТОД СИНТЕЗУ
МОНОІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ
ТА СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПРИСТРОЇ НА ЇХ ОСНОВІ**

Монографія

Редактор С. Малішевська
Оригінал-макет підготовлено В. Стаховим

Системні вимоги:
процесор Pentium; 512 Mb RAM;
Windows XP,7,8,10; Acrobat Reader 6.0+.
Один електронний оптичний диск (CD-ROM); Обсяг даних 3,7 Мб.
Наклад 100 (1-й запуск 1–30) прим. Зам. № E2019-06
Видавець та виготовлювач – Вінницький національний технічний університет,
Інформаційний редакційно-видавничий центр.
Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ, ГНК, к. 114,
м. Вінниця, 21021, тел.: (0432) 59-85-32, 59-81-59.
press.vntu.edu.ua; *email*: kivc.vntu@gmail.com.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Замовити цю книгу <https://press.vntu.edu.ua/index.php/vntu/catalog/book/520>

Видавництво Вінницького національного технічного університету

<https://press.vntu.edu.ua/index.php/vntu/catalog>