

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**В. І. Тимофєєв**

# **МІКРОХВИЛЬОВА ТЕХНІКА**

## **ЕЛЕКТРОННІ КОЛА НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ**

*Затверджено Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як підручник для студентів,  
які навчаються за спеціальністю 153 «Мікро- і наносистемна техніка»,  
спеціалізаціями «Інформаційні технології проектування в електроніці та  
наносистемах», «Електронні біомедичні системи і технології»*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
2018

Рецензенти: *В.М. Михальський*, чл.-кор. НАН України, доктор технічних наук, професор (Інститут електродинаміки НАН України)  
*О.А. Гончаров*, доктор фізико-математичних наук, професор, (Інститут фізики НАН України)

Відповідальний редактор *Москалюк В.О.*, кандидат технічних наук, професор

*Гриф надано Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 7 від 26.06.2018 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

*Тимофєєв Володимир Іванович*, д-р техн. наук, проф.

# МІКРОХВИЛЬОВА ТЕХНІКА ЕЛЕКТРОННІ КОЛА НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

Мікрохвильова техніка: Електронні кола надвисоких частот [Електронний ресурс] : підручник для студентів спеціальності 153 «Мікро- і наносистемна техніка», спеціалізацій «Інформаційні технології проектування в електроніці та наносистемах», «Електронні біомедичні системи і технології» / В.І.Тимофєєв; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: **X,XX** Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 231 с.

У підручнику викладено основи мікрохвильової техніки та теорії електронних кіл надвисоких частот з урахуванням особливостей активних і пасивних компонентів електронних кіл НВЧ (надвисоких частот) і КВЧ (край високих частот), а також інтегральних схем (ІС) на їх основі.

Проектування сучасних електронних кіл НВЧ пов'язане з рядом особливостей, які обумовлені субмікронними ефектами в активних компонентах; необхідністю аналізу, ідентифікації і оптимізації паразитних параметрів субмікронних компонентів; застосуванням методів аналізу компонентів з розподіленими параметрами та ін.

Наведені методи і підходи для фізико-топологічного і схемотехнічного моделювання параметрів і характеристик компонентів і НВЧ кіл, включаючи моделі приладів і компонентів для систем автоматизованого проектування.

In this textbook the theory of microwave electronic circuits are expounded taking into account the features of active and passive components of microwave electronic circuits and also integrated circuits (IC) with this components.

Design of the modern microwave electronic circuits is related with the row of features which are submicrometer effects in active components.

It is require to use special method of analysis, authentication and optimization of parasitic parameters of submicrometer components and application the methods of analysis to the components with distributed parameters.

The textbook contains methods and approaches for topological and circuits design of parameters and characteristics of microwave components and microwave ICs, including models for CAD systems.

© В.І.Тимофєєв, 2018  
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

## ЗМІСТ

1. Кола з розподіленими параметрами при гармонійному сигналі.....	6
1.1. Довгі лінії.....	6
1.2. Рівняння довгих ліній.....	11
1.3. Розв'язок рівнянь довгих ліній .....	14
1.4. Вхідний опір лінії.....	17
1.5. Хвильові процеси у лініях передачі.....	22
1.6. Узгодження лінії передачі .....	28
1.7. Умова неспотворюючої передачі лінії .....	30
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	32
2. Перехідні процеси у колах з розподіленими параметрами .....	33
2.1. Рівняння довгої лінії у часовій області.....	33
2.2. Операторний метод аналізу систем у часовій області.....	34
2.3. Рівняння довгої лінії в операторній формі .....	37
2.4. Розв'язок рівнянь лінії в операторній формі.....	38
2.5. Хвильові процеси у лінії при імпульсному сигналі .....	41
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	43
3. Багатополіусники на НВЧ .....	44
3.1. Матричний опис розподілених кіл (класична теорія) .....	44
3.2. Хвильові параметри чотириполіусника .....	46
3.3. Розрахунок схемних функцій за матрицею передачі.....	52
3.4. Зв'язок між системами хвильових параметрів .....	54
3.5. Умови нормування хвильових матриць і класичної матриці передачі.....	55
3.6. Шумові характеристики чотириполіусника .....	59
3.7. Хвильові шумові параметри .....	61
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	64
4. Моделі компонентів ІС НВЧ.....	65
4.1. Моделювання субмікронних ефектів у польових НВЧ транзисторах.....	65
4.2. Особливості схемних моделей активних компонентів на НВЧ.....	67
4.3. Аналіз фізичних процесів у субмікронному ПТШ .....	69
4.4. Схемний опис областей субмікронного ПТШ.....	70
4.5. Розрахунок малосигнальних крутизни і вихідної провідності .....	72
4.6. Розрахунок малосигнальних вхідної і прохідної ємностей, параметрів домену .....	74
4.7. Особливості конструкції ПТШ.....	76
4.8. Розрахунок паразитних параметрів субмікронного ПТШ.....	77
4.9. Лінії передачі ІС НВЧ .....	79
4.10. Індуктивні елементи ІС НВЧ .....	82
4.11. Ємнісні елементи ІС НВЧ .....	85
4.12. Резистивні елементи ІС НВЧ .....	87
4.13. Неоднорідності в ІС НВЧ.....	89
4.14. Резонатори.....	91
4.15. Фільтри ІС НВЧ .....	94
4.16. Направлені відгалужувачі .....	98

4.17. Дільники і суматори потужності.....	100
4.18. Фазообертачі.....	101
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	103
<b>5. Малошумлячі кола НВЧ .....</b>	<b>105</b>
5.1. Фізична інтерпретація малошумлячого режиму субмікронних ПТШ .....	105
5.2. Мінімальний коефіцієнт шуму .....	110
5.3. Розрахунок коефіцієнта підсилення потужності і коефіцієнта стійкості.....	111
5.4. Аналіз неоднорідностей субмікронних польових структур.....	113
5.5. Рівняння для врахування розподілених ефектів у польових структурах.....	115
5.6. Розв'язок рівнянь розподіленої моделі ПТШ .....	116
5.7. Рівняння і матриця провідності лінії затвора.....	118
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	120
<b>6. Генератори НВЧ .....</b>	<b>121</b>
6.1. Транзисторні генератори НВЧ коливань.....	121
6.2. Параметри транзисторних автогенераторів НВЧ.....	123
6.3. Автогенератори НВЧ на тунельних діодах .....	126
6.4. Триточкові схеми автогенераторів на тунельних діодах .....	128
Контрольні запитання та завдання розділу .....	129
<b>7. Субмікронні компоненти монолітних ІС НВЧ і КВЧ .....</b>	<b>130</b>
7.1. Перспективи розвитку активних компонентів ІС НВЧ і КВЧ.....	130
7.2. Моделювання субмікронних ефектів і граничних режимів у польових структурах ...	131
7.3. Релаксаційні рівняння у квазидвовимірному наближенні.....	133
7.4. Моделювання електричного режиму субмікронних польових транзисторів .....	135
7.5. Моделі ПТШ для режиму великого сигналу .....	139
7.6. Двовимірне чисельне моделювання субмікронних польових структур .....	143
7.7. Моделювання субмікронних гетероструктурних транзисторів .....	151
7.8. Аналіз процесів струмопереносу у гетеробіполярних субмікронних транзисторах ...	155
7.9. Моделі гетеробіполярних субмікронних транзисторів з врахуванням саморозігріву.....	162
7.10. Шумові властивості субмікронних гетеробіполярних транзисторів.....	164
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	169
<b>8. Широкопasmові кола НВЧ. Аналіз НВЧ підсилювачів з розподіленим підсиленням .....</b>	<b>171</b>
8.1. Схемна модель підсилювача з розподіленим підсиленням.....	171
8.2. Частотні характеристики підсилювача з розподіленим підсиленням .....	176
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	183
<b>9. Підсилювачі потужності НВЧ .....</b>	<b>184</b>
9.1. Підсилювачі на гетеробіполярних і польових транзисторах .....	184
9.2. Нелінійні моделі потужних гетеротранзисторів для підсилення НВЧ сигналів .....	186
9.3. Апроксимація параметрів схемної моделі гетероструктурного транзистора для нелінійного аналізу .....	190
9.4. Нелінійні моделі гетеробіполярних транзисторів.....	192

9.5. Класифікація підсилювачів потужності.....	194
9.6 Схеми підсилювачів НВЧ з підсумовуванням потужності .....	200
9.7 Підсилювачі потужності за схемою Доєрті.....	205
9.8. Проектування підсилювачів потужності НВЧ з підсумовуванням потужності .....	207
9.9. Підсилювачі потужності на нітрид галієвих гетеротранзисторах.....	208
9.10. Підсилювачі потужності на МОН (LDMOS) транзисторах .....	213
Контрольні запитання та завдання до розділу .....	218
<b>10. Перетворювачі частоти НВЧ .....</b>	<b>219</b>
10.1. Параметри змішувачів НВЧ.....	219
10.2. Схемна реалізація змішувачів НВЧ.....	223
10.3. Транзисторні змішувачі НВЧ .....	226
Контрольні запитання до розділу.....	229
<b>Рекомендована література.....</b>	<b>230</b>

# 1. КОЛА З РОЗПОДІЛЕНИМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ ГАРМОНІЙНОМУ СИГНАЛІ

## 1.1. Довгі лінії

Довгими лініями називають такі лінії, геометрична довжина яких більше робочої довжини хвилі електромагнітних коливань або порівнянна з нею. Відношення геометричної довжини лінії до довжини робочої хвилі називають електричною довжиною лінії. У лініях, у довжину яких укладається одна або декілька довжин хвиль, в один і той же момент струм у провідниках лінії і напруга між ними можуть мати не лише різну величину, але і напрям. Унаслідок цього властивості лінії залежать від довжини, умов на кінці лінії (режиму холостого ходу або короткого замикання) і характеру навантаження.

Довгі лінії можна розглядати як кола з розподіленими параметрами. Кола з розподіленими параметрами, на відміну від кіл із зосередженими параметрами, характеризуються хвильовими процесами; при цьому величини (наприклад, хвилі струму і напруги), що описують їх, є в загальному випадку функціями часу і просторових координат.

Розрізняють кола з об'ємно-розподіленими параметрами, коли усі три лінійні розміри їх елементів порівнянні з довжиною хвилі, і лінійно-розподілені кола, у яких лише один з лінійних розмірів порівнянний з довжиною хвилі, а два останніх істотно менше її. Характерними прикладами об'ємно-розподілених кіл є хвилеводи, резонатори і подібні ним елементи техніки надвисоких частот (НВЧ). До класу лінійно-розподілених кіл можна віднести двопровідну і коаксіальну лінії, а також такі елементи інтегральної техніки НВЧ, як мікросмужкова, компланарна і щілинна лінії.

## Діапазони електромагнітного випромінювання

Таблиця 1.1

Назва діапазону		Довжини хвиль	Частоти	Джерела
Радіохвилі	Наддовгі	більше 10 км	менше 30 кГц	Атмосферні і магнітосферні явища. Радіозв'язок
	Довгі	10 км— 1 км	30 кГц— 300 кГц	
	Середні	1 км— 100 м	300 кГц— 3 МГц	
	Короткі	100 м — 10 м	3 МГц— 30 МГц	
	Ультракороткі	10 м — 1 мм	30 МГц— 300 ГГц	
Інфрачервоне випромінювання		1 мм— 780 нм	300 ГГц— 429 ТГц	Випромінювання молекул і атомів при теплових і електричних діях
Видиме (оптичне) випромінювання		780—380 нм	429 ТГц — 750 ТГц	
Ультрафіолетове		380— 10 нм	$7,5 \times 10^{14}$ Гц — $3 \times 10^{16}$ Гц	Випромінювання атомів під впливом електронів
Рентгенівське		10 нм— 5 пм	$3 \times 10^{16}$ — $6 \times 10^{19}$ Гц	Атомні процеси при дії х заряджених частинок
Гама		менше 5 пм	більше $6 \times 10^{19}$ Гц	Ядерні і космічні процеси, радіоактивний розпад

У таблиці 1.1 показані діапазони частот і довжин хвиль для джерел випромінювання різної фізичної природи. Окрім даної класифікації прийнято відносити до діапазону НВЧ частотний діапазон від 3 до 30 ГГц (відповідає довжинам хвиль від 10 см до 1 см – сантиметровий діапазон довжин хвиль), а до діапазону КВЧ (край високих частот) – частотний діапазон від 30 до 300 ГГц (відповідає довжинам хвиль від 10 мм до 1 мм – міліметровий діапазон довжин хвиль).

Властивості довгої лінії залежать від її поперечних розмірів, значно менших порівняно з довжиною хвилі, і властивостей середовища (металу

провідника і діелектричного заповнення). Двопровідна (а) і коаксіальна (б) лінії передачі з повітряним заповненням із позначенням геометричних розмірів, що визначають їх властивості, приведені на рис. 1.1.

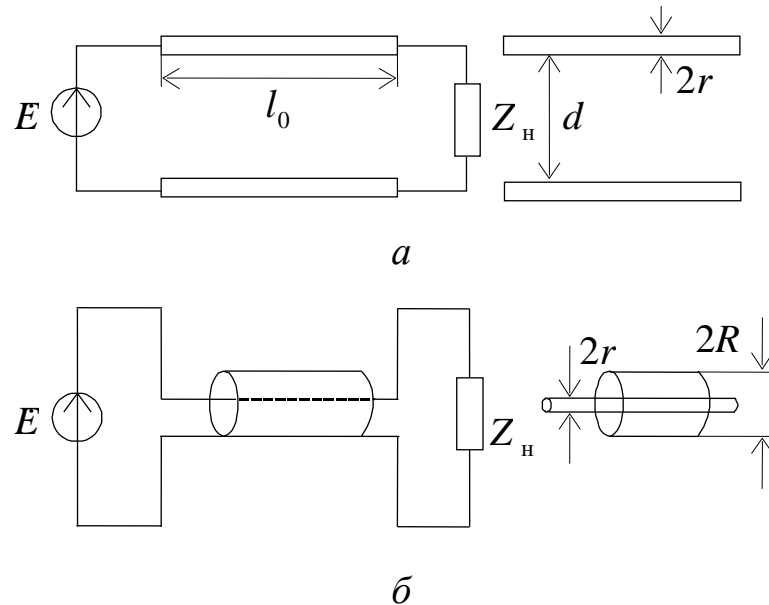


Рис. 1.1. Лінії передачі:  
а – двопровідна, б – коаксіальна

До ліній, що використовують для передачі електромагнітної енергії, висувають вимоги передачі максимальної потужності від джерела до навантаження, при цьому вхід і вихід лінії мають бути узгодженими. Крім того, лінії повинні забезпечувати пропускання досить широкого спектру частот для неспотворюючої передачі імпульсних сигналів і мати при даній передаваній потужності і частоті мінімальні розміри. У загальному випадку функціональні можливості відрізків лінії передачі ширші, ніж передача сигналу від джерела до навантаження. Як буде показано, за деяких умов відрізки лінії можуть розглядатися як реактивні елементи (індуктивності і ємності), коливальні контури, частотні фільтри, елементи узгодження, трансформатори і ін.

У розподіленій лінії електричне і магнітне поля розподілені по всій довжині лінії і втрати електромагнітної енергії відбуваються також по

всій довжині лінії (у вигляді тепла, випромінювання, втрат у провіднику та діелектрику).

Надалі розглядатимемо лінійні ізотропні середовища, властивості яких не залежать від інтенсивності поля (лінійність) і від напрямку вектора напруженості електричного і магнітного полів (ізотропність).

Процес передачі електромагнітної енергії уздовж провідників лінії подібний до хвильових процесів поширення цієї енергії у вільному просторі, але здійснюється уздовж провідників лінії, які для хвиль можуть також розглядатися як напрямні. Тому перенесення енергії в лініях передачі можна розглядати як хвильовий процес і описувати як на основі рівнянь Максвелла, використовуючи терміни напруженостей електричного і магнітного полів, так і на основі рівнянь теорії кіл, використовуючи поняття хвиль струму і напруги.

Схемна модель відрізка довгої лінії може бути представлена з'єднанням елементів із зосередженими компонентами (рис.1.2), які описуються погонними параметрами, віднесеними до одиниці довжини: індуктивністю  $L_0$ , Гн/м і дисипативним опором дротів  $R_0$ , Ом/м, ємністю  $C_0$ , Ф/м і провідністю  $G_0$ , См/м.

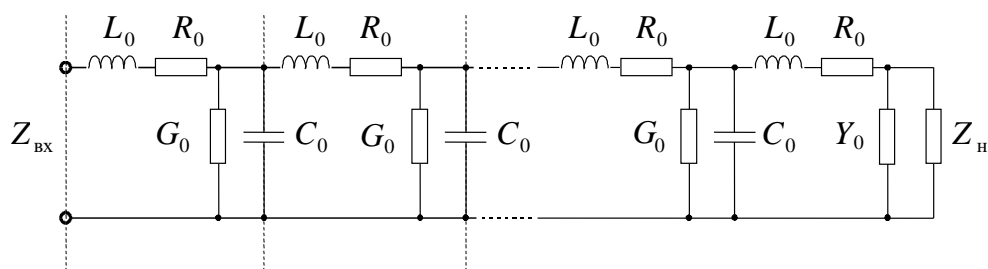


Рис. 1.2. Схемна модель довгої лінії

Якщо погонні параметри уздовж лінії не змінюються, то таку лінію називають однорідною. Неоднорідність у лінії може виникати, наприклад, при зміні її поперечних розмірів або властивостей середовища – зміні електрофізичних параметрів провідника і діелектрика.

У разі гармонійних коливань повний погонний опір лінії запишемо як  $Z_0 = R_0 + j\omega L_0$ , а повну погонну провідність  $Y_0 = G_0 + j\omega C_0$ . У довільних перетинах однорідної лінії відношення напруги до струму для хвилі, що біжить, – величина постійна і дорівнює хвильовому опору.

Визначимо хвильовий опір через погонні параметри лінії, розглядаючи вхідний опір диференціального відрізка лінії, навантаженого на провідність  $Y_{XB} = 1/Z_{XB}$  (рис.1.3).

Вхідний опір при послідовно-паралельному з'єднанні елементів можна записати у вигляді

$$Z_{XB} = \Delta Z + \frac{1}{\Delta Y + Y_{XB}} = \frac{\Delta Z \Delta Y + \Delta Z Y_{XB} + 1}{\Delta Y + Y_{XB}}.$$

При  $\Delta Z, \Delta Y \rightarrow 0$  доданок  $\Delta Z \Delta Y$  є нескінченно малою величиною другого порядку і їм можна нехтувати:

$$Z_{BX} = Z_{XB} = \frac{Z_{XB} + \Delta Z}{Z_{XB} \Delta Y + 1}.$$

Виражаючи  $Z_{XB}$ , отримаємо формулу для хвильового опору:

$$Z_{XB} = \sqrt{\Delta Z / \Delta Y}.$$

З врахуванням виразів для повного комплексного опору і повної комплексної провідності опір через погонні параметри лінії визначимо як

$$Z_{XB} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}.$$

Таким чином можна визначити хвильовий опір лінії за відомими значеннями погонних параметрів лінії.

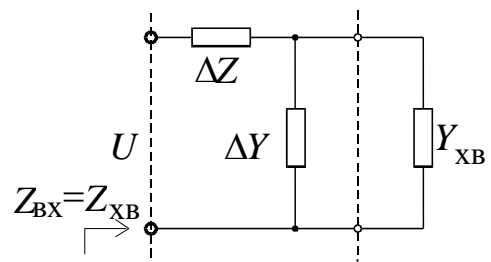


Рис. 1.3. До визначення хвильового опору лінії

## 1.2. Рівняння довгих ліній

При довільній формі сигналу на вході лінії, її можна розглядати як лінійно розподілену систему, а струм і напруга є функціями часу  $t$  і координати  $x$ . У загальному випадку ці процеси описують рівняннями, до яких входять часткові похідні по змінних  $t$  і  $x$ :  $\partial u(t, x)/\partial t$ ,  $\partial i(t, x)/\partial t$ .

У режимі сталих гармонійних коливань в лінії комплексні амплітуди струму і напруги і їх похідні будуть функціями лише просторової координати ( $d\dot{U}/dx$ ,  $d\dot{I}/dx$ ).

У нескінченно малому відрізку лінії довжиною  $dx$  розподілені ефекти не виявляються (виконується умова  $dx \ll \lambda$ ) і для нього справедливі

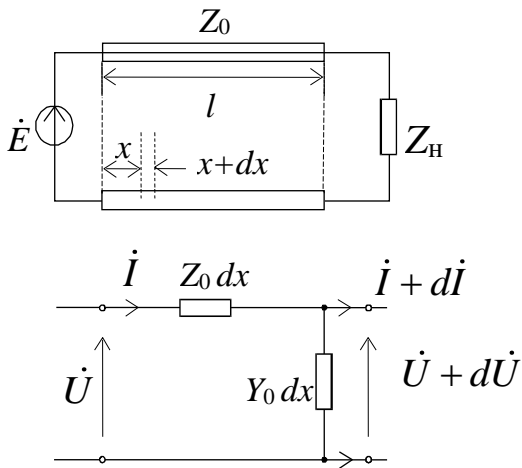


Рис.1.4. Лінія довжиною  $l$  при гармонійному впливі і її диференціальний відрізок

закони Ома і Кирхгофа як для кіл із зосередженими параметрами, тому напруга і струми на відрізку лінії (рис. 1.4) можна виразити співвідношеннями

$$\dot{U} - \dot{I}Z_0 dx - \dot{U} - d\dot{U} = 0$$

$$\dot{I} - \dot{I} - d\dot{I} - (\dot{U} + d\dot{U})Y_0 dx = 0$$

Доданок у другому рівнянні  $d\dot{U} Y_0 dx$  є нескінченно малою величиною другого порядку і їм

можна нехтувати. Тоді перше і друге телеграфні рівняння, що описують зміну амплітуди і фази гармонійних коливань уздовж лінії, можна записати:

$$\begin{aligned} -\frac{d\dot{U}}{dx} &= \dot{I}Z_0; \\ -\frac{d\dot{I}}{dx} &= \dot{U}Y_0 \end{aligned} \quad (1.1)$$

або

$$\begin{aligned}d\dot{U} &= -\dot{I}(R_0 + j\omega L_0)dx \\d\dot{I} &= -\dot{U}(G_0 + j\omega C_0)dx\end{aligned}$$

Для розв'язання рівнянь (1.1) необхідно розділити змінні. Продиференціюємо рівняння (1.1) за просторовою координатою  $x$ :

$$\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = -Z_0 \frac{d\dot{I}}{dx}; \quad \frac{d^2\dot{I}}{dx^2} = -Y_0 \frac{d\dot{U}}{dx}.$$

Підставивши у ці рівняння значення перших похідних з (1.1), отримаємо

$$\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = Y_0 Z_0 \dot{U}; \quad \frac{d^2\dot{I}}{dx^2} = Y_0 Z_0 \dot{I}.$$

Якщо позначити змінною  $\dot{\gamma} = \sqrt{Z_0 Y_0} = \alpha + j\beta$  коефіцієнти при напрузі і струмі у правих частинах рівнянь, отримаємо систему хвильових рівнянь, що є диференціальними рівняннями другого порядку:

$$\begin{aligned}\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} - \dot{\gamma}^2 \dot{U} &= 0 \\ \frac{d^2\dot{I}}{dx^2} - \dot{\gamma}^2 \dot{I} &= 0\end{aligned}, \tag{1.2}$$

де  $\dot{\gamma}$  – комплексна стала поширення хвиль струму і напруги, яка характеризує зміну амплітуди і фази хвилі, що біжить (хвилі, що поширюється без відбивання у нескінченній лінії).

Коефіцієнт згасання  $\alpha$  визначає зменшення амплітуди електромагнітної хвилі при проходженні одиниці шляху. Коефіцієнт фази або хвильове число  $\beta$  показує зміну фази при проходженні одиниці шляху. Комплексна постійна поширення обчислюється через параметри відрізка лінії за таким співвідношенням:

$$\dot{\gamma} = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}.$$

У разі лінії без втрат ( $\alpha = 0; R_0 = G_0 = 0$ )  $\dot{\gamma}$  є чисто уявною величиною  $\dot{\gamma} = j\omega\sqrt{L_0C_0} = j\beta$ . Крім того, у лінії без втрат довжина хвилі пов'язана з коефіцієнтом фази співвідношенням  $\lambda_{\text{хв}} = 2\pi/\beta$ .

У реальних лініях передачі існує згасання, пов'язане з втратами в металевих провідниках  $\alpha_{\text{м}}$ , втратами у діелектрику  $\alpha_{\text{д}}$  і втратами на випромінювання  $\alpha_{\text{в}}$ . У цьому випадку коефіцієнт згасання визначиться за формулою  $\alpha = \alpha_{\text{м}} + \alpha_{\text{д}} + \alpha_{\text{в}}$ . Для характеристики втрат у діелектрику використовують тангенс кута діелектричних втрат ( $\text{tg}\delta$ ). Для ідеального діелектрика (вакуум)  $\text{tg}\delta \approx 0$ . На практиці використовують діелектрики з малими втратами ( $\text{tg}\delta < 10^{-2}$ ) – термопласт, кераміку, поліетилен і інші матеріали. Такі діелектрики є слабо диспергуючими середовищами, оскільки їх діелектрична проникність  $\epsilon$  слабо залежить від частоти. Оскільки струми НВЧ пов'язані з поверхнею металів (поверхневий або скін-ефект), то глибина проникнення електромагнітного поля залежить від коефіцієнта втрат у провідниках. Поверхневий опір (Ом) металевого провідника з врахуванням скін-ефекту можна визначити за формулою

$$Z_S = (1 + j)\sqrt{\pi f \mu_a / \sigma} = R_S + jX_S,$$

де  $f$  – частота,  $\mu_a$  – абсолютна магнітна проникність,  $\sigma$  – питома електропровідність. Таким чином, повний комплексний опір відрізка лінії  $Z_0$  пов'язаний переважно з геометричними і фізичними параметрами провідників лінії, а повна комплексна провідність  $Y_0$  – з аналогічними параметрами діелектрика.

### 1.3. Розв'язок рівнянь довгих ліній

Для розв'язання однорідних хвильових рівнянь (1.2) запишемо їх характеристичне рівняння і визначимо його корені:

$$p^2 - \gamma^2 = 0; \quad p_{1,2} = \pm\gamma.$$

Тоді розв'язання рівнянь для напруги і струму можна записати у вигляді

$$\dot{U} = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x}; \quad \dot{I} = A_3 e^{-\gamma x} + A_4 e^{\gamma x}. \quad (1.3)$$

Для визначення постійних інтегрування  $A_1, \dots, A_4$  задамо граничні умови. Скористаємося значеннями напруги і струму у навантаженні  $\dot{U}|_{x=x_0} = \dot{U}_2; \dot{I}|_{x=x_0} = \dot{I}_2$  і на вході лінії  $\dot{U}|_{x=0} = \dot{U}_1; \dot{I}|_{x=0} = \dot{I}_1$ . Аби не визначати чотири постійних інтегрування, розв'язок для струму виразимо через знайдений розв'язок для напруги.

Для цього визначимо з (1.3) похідну і підставимо її у перше телеграфне рівняння системи (1.1). Отримаємо рівняння

$$\frac{d\dot{U}}{dx} = -\gamma A_1 e^{-\gamma x} + \gamma A_2 e^{\gamma x} = -Z_0 \dot{I},$$

звідки

$$\dot{I} = \frac{\gamma}{Z_0} (A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x}).$$

Оскільки  $\gamma = \sqrt{Z_0 Y_0}$ , то  $\frac{\gamma}{Z_0} = \sqrt{\frac{Y_0}{Z_0}} = \frac{1}{Z_{\text{XB}}}$ .

У загальному випадку хвильовий опір лінії є комплексною величиною  $Z_{\text{XB}} = |Z_{\text{XB}}| e^{j\varphi}$ . Вираз для струму у лінії можна записати як

$$\dot{I} = \frac{1}{Z_{\text{XB}}} (A_1 e^{\gamma x} - A_2 e^{-\gamma x}). \quad (1.4)$$

Знайдемо постійні інтегрування  $A_1$  і  $A_2$  на початку лінії ( $x = 0$ ). Тоді при  $\dot{U}_1 = \dot{U}|_{x=0}$ ;  $\dot{I}_1 = \dot{I}|_{x=0}$  з першого рівняння (1.3) і рівнянь (1.4) отримаємо

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= A_1 + A_2 \\ \dot{I}_1 &= \frac{1}{Z_{\text{XB}}}(A_1 - A_2),\end{aligned}$$

звідки можна записати:

$$A_1 = \frac{1}{2}(\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\text{XB}}); \quad A_2 = \frac{1}{2}(\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}}).$$

Отже

$$\begin{aligned}\dot{U} &= \frac{1}{2}(\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\text{XB}})e^{-\gamma x} + \frac{1}{2}(\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}})e^{\gamma x} \\ \dot{I} &= \frac{1}{2Z_{\text{XB}}}(\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\text{XB}})e^{-\gamma x} - \frac{1}{2Z_{\text{XB}}}(\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}})e^{\gamma x}.\end{aligned}\tag{1.5}$$

Позначаючи «+» і «-» амплітуди відповідно падаючих і відбитих хвиль напруги і струму, можна записати вирази для них у формі:

$$\begin{aligned}\dot{U}^+ &= \frac{1}{2}(\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\text{XB}}); \quad \dot{U}^- = \frac{1}{2}(\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}}); \\ \dot{I}^+ &= \frac{1}{2Z_{\text{XB}}}(\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\text{XB}}); \quad \dot{I}^- = \frac{1}{2Z_{\text{XB}}}(\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}}).\end{aligned}\tag{1.6}$$

З формули (1.6) вирази для хвиль напруги і струму у довільній точці лінії запишуться як

$$\begin{aligned}\dot{U} &= \dot{U}^+ e^{-\gamma x} + \dot{U}^- e^{\gamma x} \\ \dot{I} &= \dot{I}^+ e^{-\gamma x} - \dot{I}^- e^{\gamma x}.\end{aligned}$$

Використовуючи співвідношення для гіперболічних функцій

$$\text{ch } \gamma x = \frac{1}{2}(e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}); \quad \text{sh } \gamma x = \frac{1}{2}(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}),$$

систему (1.5) можна переписати у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_1 \operatorname{ch} \gamma x - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}} \operatorname{sh} \gamma x \\ \dot{I} &= \dot{I}_1 \operatorname{ch} \gamma x - \frac{\dot{U}_1}{Z_{\text{XB}}} \operatorname{sh} \gamma x \end{aligned} \cdot$$

Прийнявши початок відліку від навантаження, значення напруги і струму у кінці лінії ( $x = l$ , де  $l$  – довжина лінії) можна отримати у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{U}_1 \operatorname{ch} \gamma l - \dot{I}_1 Z_{\text{XB}} \operatorname{sh} \gamma l \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_1 \operatorname{ch} \gamma l - \frac{\dot{U}_1}{Z_{\text{XB}}} \operatorname{sh} \gamma l \end{aligned} \cdot$$

Якщо з цих рівнянь виразити струм і напругу на вході через струм і напругу на виході, то можна отримати рівняння для відрізка лінії передачі, представивши його як чотириполосник у системі А-параметрів, коли незалежними змінними є струм і напруга навантаження:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma l + \dot{I}_2 Z_{\text{XB}} \operatorname{sh} \gamma l \\ \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_2}{Z_{\text{XB}}} \operatorname{sh} \gamma l + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma l \end{aligned} \cdot \quad (1.7)$$

Матрицю передачі відрізка лінії запишемо як

$$[A] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma l & Z_{\text{XB}} \operatorname{sh} \gamma l \\ \operatorname{sh} \gamma l / Z_{\text{XB}} & \operatorname{ch} \gamma l \end{bmatrix}. \quad (1.8)$$

При  $\gamma l \ll 0$  матриця (1.8) перетворюється на матрицю безпосереднього з'єднання (одичну матрицю)

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

де коефіцієнти матриці є коефіцієнтами у такій системі рівнянь:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}.$$

Таким чином, критерієм відсутності розподілених ефектів є нерівність  $\gamma l \ll 0$ . Коефіцієнт фази  $\beta$  в однорідній лінії без втрат пов'язаний з фазовою швидкістю (швидкістю переміщення фронту хвилі) наступним співвідношенням, м/с:

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{\beta},$$

де  $\omega = 2\pi f$ .

Якщо врахувати, що  $v_{\phi} = f\lambda$  або  $v_{\phi} = (\lambda\omega)/2\pi$ , а також вираз для коефіцієнта фази  $\beta = 2\pi/\lambda$ , то фазова швидкість хвилі через погонні параметри схемної моделі однорідної лінії без втрат може бути знайдена за формулою  $v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ .

#### 1.4. Вхідний опір лінії

Розглянемо коло, що складається з генератора гармонійних коливань з комплексною амплітудою  $\dot{E}_T$ , відрізка лінії довжиною  $l$  і опору навантаження  $Z_H$ .

Скористаємося рівняннями (1.7) для напруги і струму у лінії, розділивши обидва рівняння на струм  $\dot{I}_2$ , перше рівняння на друге, а також враховуючи, що опір навантаження через струм і напругу на виході визначається співвідношенням

$$Z_H = \dot{U}_2 / \dot{I}_2,$$

отримаємо

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{Z_H \operatorname{ch} \gamma l + Z_{\text{XB}} \operatorname{sh} \gamma l}{Z_H \operatorname{sh} \gamma l / Z_{\text{XB}} + \operatorname{ch} \gamma l} = Z_{\text{XB}} \frac{Z_H + Z_{\text{XB}} \operatorname{th} \gamma l}{Z_{\text{XB}} + Z_H \operatorname{th} \gamma l}. \quad (1.9)$$

Отриманий вираз для вхідного опору має велике практичне значення.

У разі короткого відрізка лінії ( $\gamma l \ll 1$ ) можна вважати  $\text{ch } \gamma l \approx 1$ ,  $\text{sh } \gamma l \approx \gamma l$  і опір у відповідності з (1.9) опишемо виразом

$$Z_{\text{BX}} = \frac{Z_{\text{XB}}(Z_{\text{H}} + Z_{\text{XB}}\gamma l)}{Z_{\text{XB}} + Z_{\text{H}}\gamma l}. \quad (1.10)$$

Короткозамкнений відрізок лінії ( $Z_{\text{H}} = 0$ ) має вхідний опір відповідно до (1.9):

$$Z_{\text{BX}}^{\text{KЗ}} = Z_{\text{XB}} \text{th } \gamma l. \quad (1.11)$$

Якщо втрати малі і ними можна нехтувати ( $\alpha=0$ ), постійну поширення визначимо як  $\gamma = j\beta$ . Тоді вираз для вхідного опору можна записати:

$$Z_{\text{BX}}^{\text{KЗ}} = Z_{\text{XB}} \text{th}(j\beta l) = jZ_{\text{XB}} \text{tg } \beta l. \quad (1.12)$$

Для розімкненої лінії ( $Z_{\text{H}} = \infty$ )

$$Z_{\text{BX}}^{\text{XX}} = \frac{Z_{\text{XB}}}{\text{th}(\gamma l)}. \quad (1.13)$$

У разі малих втрат

$$Z_{\text{BX}}^{\text{XX}} = -\frac{jZ_{\text{XB}}}{\text{tg}(\beta l)} = -jZ_{\text{XB}} \text{ctg}(\beta l). \quad (1.14)$$

Для короткого ( $\gamma l \ll 1$ ) короткозамкненого відрізка лінії вхідний опір відповідно до (1.10) визначимо за формулою

$$Z_{\text{BX}} = Z_{\text{XB}}\gamma l.$$

Враховуючи, що  $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$ , вхідний опір через погонні параметри визначимо як

$$Z_{\text{BX}} = Z_{\text{XB}}\gamma l = (R_0 + j\omega L_0)l.$$

З останнього виразу виходить, що короткий короткозамкнений відрізок лінії подібний до резистора або індуктивного елемента (залежно від співвідношення  $R_0$  і  $\omega L_0$ ).

Для короткого ( $\gamma l \ll 1$ ) розімкненого відрізка лінії ( $Z_H = \infty$ ) можна записати

$$\begin{aligned} Z_{\text{BX}} &= \frac{Z_{\text{XB}}}{\gamma l} = \frac{1}{(G_0 + j\omega C_0)l} = \frac{G_0 - j\omega C_0}{(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)l} = \\ &= \frac{G_0}{(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)l} - \frac{j\omega C_0}{(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)l}. \end{aligned}$$

Тут перший доданок пов'язаний з активною, а другий - з реактивною (ємнісною) складовою повного комплексного опору. Таким чином, схемна модель короткої розімкненої лінії може бути представлена послідовно включеним резистором і ємнісним елементом. Розглянутий аналіз вхідного опору відрізка лінії має практичне значення, оскільки один з методів виміру хвильового опору лінії пов'язаний з холостим ходом і коротким замиканням. Перемножуючи вирази для вхідного опору у режимі холостого ходу (1.11) і короткого замикання (1.13), отримаємо хвильовий опір лінії у вигляді

$$Z_{\text{BX}}^{\text{KЗ}} Z_{\text{BX}}^{\text{ХХ}} = Z_{\text{ХВ}}^2.$$

Графіки залежностей вхідних опорів короткозамкненої і розімкненої ліній передачі без втрат як функції довжини представлені на рис. 1.5 і 1.6.

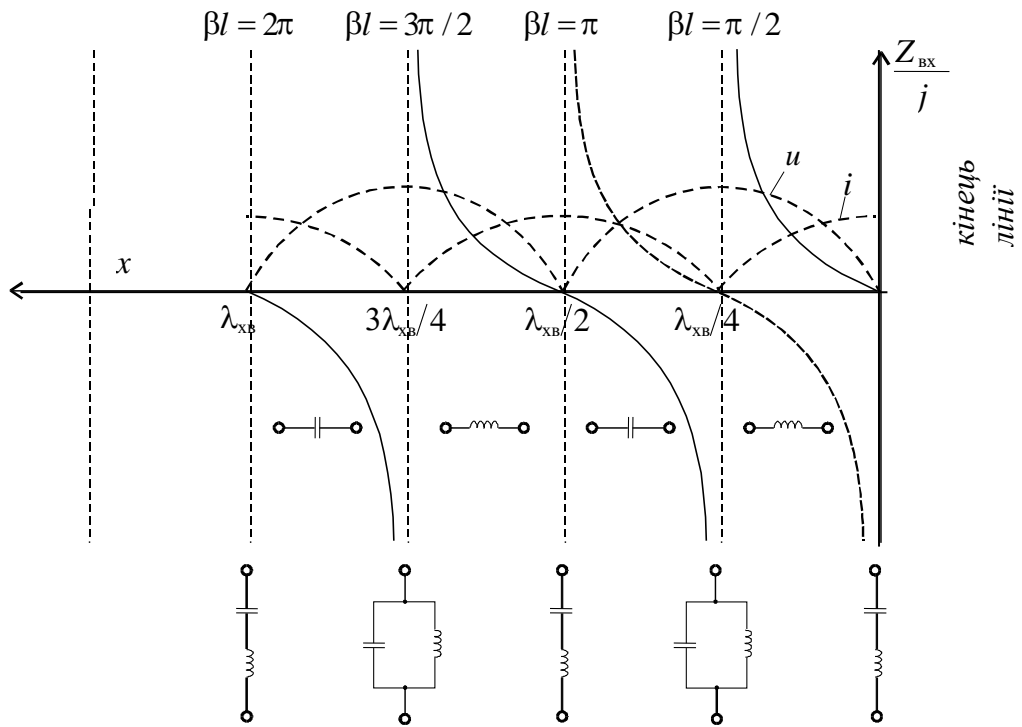


Рис. 1.5. Вхідний опір короткозамкненої лінії без втрат

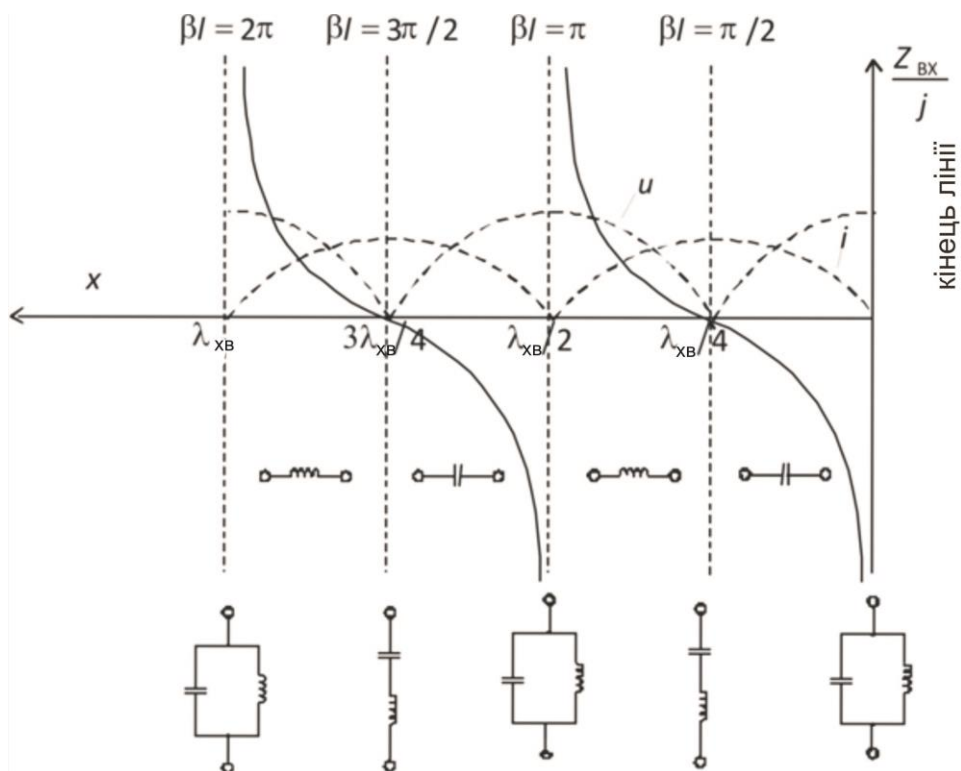


Рис. 1.6. Вхідний опір розімкненої лінії без втрат

Відповідно до наведених рисунків характер хвильового опору (індуктивний або ємнісний) пов'язаний з чвертьхвильовими відрізками, відрахованими від кінця лінії, а у точках, кратних чверті довжини хвилі, має місце резонанс струмів або напруги. Аналіз рисунків 1.5 і 1.6 показує, що фізичні процеси у короткозамкненій і розімкненій лініях передачі аналогічні, але характер опору і вид резонансу пов'язані з площиною відліку просторової координати. У короткозамкненій лінії послідовному коливальному контуру еквівалентні відрізки лінії завдовжки  $\lambda/2, \lambda, 3\lambda/2, \dots$ , а паралельному контуру – ділянки завдовжки  $\lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$ .

У розімкненій лінії послідовному коливальному контуру еквівалентні відрізки лінії завдовжки  $\lambda/4, \lambda/4, 5\lambda/4, \dots$ , а паралельному контуру – ділянки завдовжки  $\lambda/2, \lambda, 3\lambda/2, \dots$ .

Якщо довжина лінії не кратна чверті довжини хвилі, то вхідний опір буде або ємнісним, або індуктивним. При цьому змінюватиметься і характер запасеної на окремих ділянках кола енергії. Електричну енергію можна пов'язати із стоячою хвилею напруги, а магнітну енергію – із стоячою хвилею струму. Вектор Пойнтінга, що описує потік електромагнітної енергії, на сусідніх чвертьхвильових відрізках лінії має протилежне значення, а середні значення енергії на цих ділянках рівні. Це означає, що середнє значення енергії на відрізок лінії  $\lambda/2$  у будь-який момент часу дорівнює нулю.

У теорії довгих ліній у зв'язку з розглянутими процесами відомий метод допоміжного відрізка. Ідея полягає у використанні схожих властивостей розімкненої і короткозамкненої ліній (рис. 1.5–1.6), що повторюються з інтервалом  $\lambda/4$ . Замінюючи, наприклад, короткозамикаючий провідник у лінії (рис. 1.5) чверть хвильовим відрізком, можна отримати «розімкнену» лінію, розподіл струму і напруги у якій по відношенню до вихідної лінії не змінюється.

Розглядаючи вираз для вхідного опору короткозамкненої лінії довжиною  $l$  і розімкненою довжиною  $l + \lambda/4$ , отримаємо відповідно до (1.14)

$$Z_{\text{вх}} = -jZ_{\text{хв}} \operatorname{ctg} \beta \left( l + \frac{\lambda}{4} \right) = -jZ_{\text{хв}} \operatorname{ctg} \left( \beta l + \frac{\pi}{2} \right) = jZ_{\text{хв}} \operatorname{tg} \beta l.$$

Отриманий результат збігається з (1.12) для короткозамкненого відрізка лінії.

## 1.5. Хвильові процеси у лініях передачі

Аналіз хвильових процесів у лініях передачі пов'язаний з трьома характерними режимами, які за певних припущень дозволяють досить строго описувати хвильові процеси у лініях. Розглянемо процеси у лініях без втрат у режимі хвиль, що біжать, стоячих і змішаних.

**Режим хвиль, що біжать.** Хвилі, що переміщуються у просторі без відбивання, називають хвилями, що біжать. Режим хвиль, що біжать, в лінії можна отримати лише при повному поглинанні енергії у навантаженні, коли не утворюються відбиті хвилі. Для генератора подібна лінія є чисто активним навантаженням.

Поширення хвилі, що біжить, означає розповсюдження у просторі фази коливань, що зростає з часом, тобто переміщення фази коливань уздовж лінії. Тому швидкість переміщення такої хвилі називається фазовою швидкістю. При цьому фази струму і напруги хвиль, що біжать, збігаються.

Рівняння для комплексних амплітуд напруги і струму у лінії при відліку просторової координати від навантаження до генератора мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \frac{1}{2}(\dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}) e^{\gamma x} + \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}) e^{-\gamma x} \\ \dot{I} &= \frac{1}{2Z_{\text{XB}}}(\dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}) e^{\gamma x} - \frac{1}{2Z_{\text{XB}}}(\dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}) e^{-\gamma x} \end{aligned} \quad (1.15)$$

З врахуванням прийнятих раніше позначень для падаючих і відбитих хвиль напруги і струму, вирази (1.15) можна переписати у такому вигляді

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}^+ e^{\gamma x} + \dot{U}^- e^{-\gamma x} \\ \dot{I} &= \dot{I}^+ e^{\gamma x} - \dot{I}^- e^{-\gamma x} \end{aligned} \quad (1.16)$$

Необхідно відзначити, що використання понять падаючих і відбитих хвиль обумовлене формою запису рівнянь для напруги і струму у лінії (1.16) і наочністю представлення.

Якщо прийняти, що напруга і струм генератора змінюються за синусоїдальним законом  $u = u_m \sin \omega t$ , то напруга і струм у лінії також змінюватимуться за цим законом, але із запізненням на якийсь час, що дорівнює  $x/v$ , де  $x$  – відстань, а  $v$  – швидкість переміщення фронту хвилі. Напругу у лінії визначимо формулою

$$u_l = u_m \sin \omega \left( t - \frac{x}{v} \right).$$

Режим хвиль, що біжать, можна проілюструвати наступними графіками (рис. 1.7–1.8).

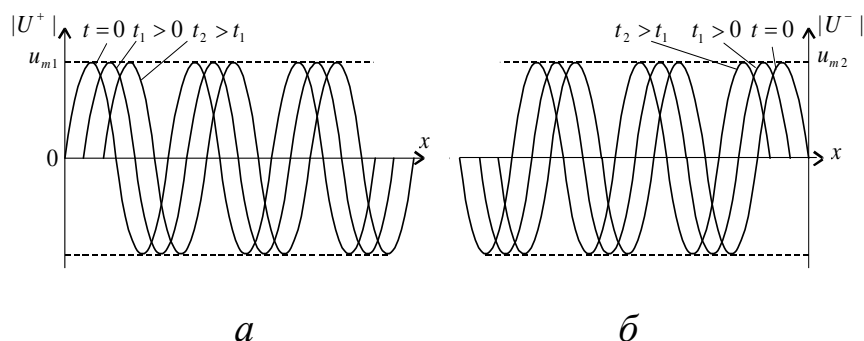


Рис. 1.7. Хвилі напруги, що біжать, у лінії без втрат:  
а – падаюча; б – відбита хвиля

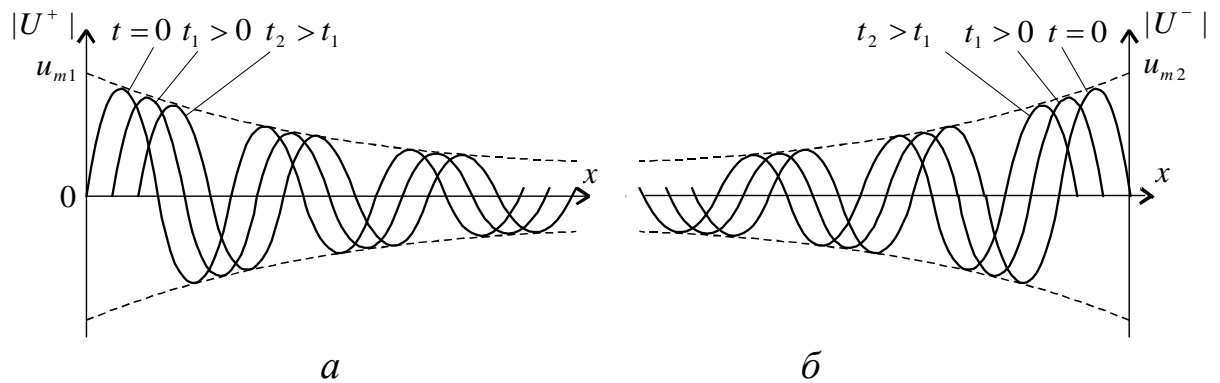


Рис. 1.8. Хвилі напруги, що біжать, у лінії з втратами:  
*a* – падаюча, *б* – відбита хвиля

Необхідно відзначити, що у загальному випадку фазова швидкість поширення хвилі залежить від частоти сигналу у лінії, тобто має місце дисперсія фазової швидкості. У разі двопровідної довгої лінії найчастіше дисперсією фазової швидкості можна нехтувати. Хвильовий опір через напруги і струми падаючих і відбитих хвиль у лінії відповідно до рівнянь (1.15) можна записати як

$$Z_{\text{хв}} = \frac{U^+}{I^+} = \frac{U^-}{I^-}.$$

Звідси витікає, що хвильовий опір можна охарактеризувати як опір, який надає лінія струму хвилі, що біжить.

**Режим стоячих хвиль.** Під стоячою хвилею прийнято розуміти періодичну зміну амплітуди напруги або струму, викликану інтерференцією падаючої і відбитої хвиль рівних амплітуд (рис. 1.9). Стоячі хвилі виникають при порушенні однорідності лінії, коли виникає відбита хвиля. Цей режим можна розглядати як режим двох хвиль, що біжать у протилежних напрямках. Повністю стоячі хвилі виникають у лінії без втрат при повному відбитті енергії сигналу від навантаження (режим повного відбиття).

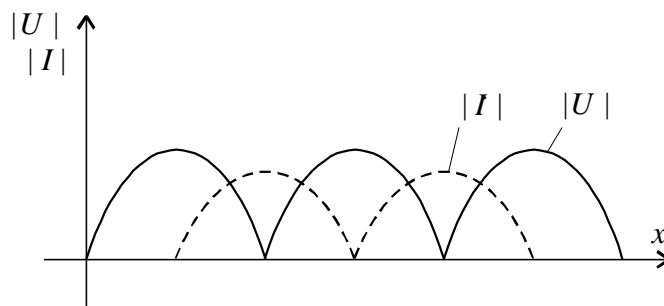


Рис. 1.9. Стоячі хвилі струму і напруги у лінії

Це означає, що у всіх випадках хвиля напруги перебуває по відношенню до хвилі струму у протифазі.

Максимуми, що утворюються у режимі стоячих хвиль називають пучностями, а мінімуми – вузлами. Там, де падаюча і відбита хвилі зустрічаються з однаковою фазою, виходять пучності; де хвилі при зустрічі мають протилежні фази, виходять вузли. Нуль напруги або струму у вузлах або їх подвоєне значення у пучностях виникає лише за рівності амплітуд падаючої і відбитої хвиль. Положення вузлів і пучностей стоячої хвилі не змінюється з часом. Пучності і вузли завжди відстоять від границі відбиття на відстані, кратній чверті довжини хвилі. У режимі чисто стоячих хвиль потужність є реактивною величиною, тобто енергія у лінії не споживається. У цьому режимі лінію можна розглядати як замкнену коливальну систему, характер резонансу якої змінюється через кожні чверть довжини хвилі.

**Змішані хвилі.** Режим змішаних хвиль (частково стоячих хвиль) виникає при неповному відбитті на кінці лінії. Сумарна хвиля при цьому утворюється у результаті інтерференції падаючих і відбитих хвиль нерівних амплітуд. Таке співвідношення амплітуд можливе у тому випадку, коли частина енергії, яка переноситься падаючою хвилею, поглинається опором навантаження у кінці лінії. Відносна величина амплітуд падаючої і відбитої хвиль характеризує ефективність передачі потужності до навантаження: чим менша амплітуда відбитої хвилі, чим більша потужність передається до навантаження.

Змішану хвилю можна також представити як суперпозицію хвиль, що біжать, і стоячої. Припустимо, що амплітуда відбитої хвилі менша за амплітуду падаючої хвилі  $-|\dot{U}^-| < |\dot{U}^+|$ . Падаючу хвилю розіб'ємо на дві складові:  $\dot{U}_1^+$  і  $\dot{U}_2^+$  з амплітудою другої складової, яка дорівнює амплітуді відбитої хвилі:

$$\dot{U}_m = |\dot{U}^+| + |\dot{U}^-| = |\dot{U}_1^+| + |\dot{U}_2^+| + |\dot{U}^-|; \quad |\dot{U}_2^+| = |\dot{U}^-|.$$

При цьому  $\dot{U}_2^+$  і  $|\dot{U}^-|$  утворюють стоячу хвилю:

$$|\dot{U}_{\text{ст}}| = |\dot{U}_2^+| + |\dot{U}^-|,$$

отже

$$\dot{U}_m = |\dot{U}_1^+| + |\dot{U}_{\text{ст}}|.$$

Таким чином, хвильовий процес у лінії без втрат у разі змішаних хвиль можна представити у вигляді суперпозиції хвиль, що біжать, і стоячої.

Стоячі хвилі прийнято оцінювати за допомогою коефіцієнта відбиття у заданому перетині лінії (1.17) і коефіцієнта стоячої хвилі (1.18) і (1.19).

Модуль коефіцієнта відбиття показує яку частину падаючої хвилі складає амплітуда відбитої хвилі. У загальному випадку коефіцієнт відбиття визначають формулою

$$\dot{\Gamma} = \Gamma e^{j\varphi} = U^- / \dot{U}^+. \quad (1.17)$$

Коефіцієнт стоячої хвилі напруги (КСХН) визначається як відношення амплітуд напруги у лінії у точках максимуму і мінімуму частково стоячої хвилі:

$$\text{КСХН} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = \frac{|\dot{U}^+| + |\dot{U}^-|}{|\dot{U}^+| - |\dot{U}^-|}. \quad (1.18)$$

Якщо чисельник і знаменник останнього виразу розділити на  $|\dot{U}^+|$ , то КСХН можна виразити через модуль коефіцієнта відбиття:

$$\text{КСХН} = \frac{1 + \left| \frac{\dot{U}^-}{\dot{U}^+} \right|}{1 - \left| \frac{\dot{U}^-}{\dot{U}^+} \right|} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|}. \quad (1.19)$$

Якщо відбиття у лінії відсутнє ( $\dot{\Gamma} = 0$ ), то коефіцієнт стоячої хвилі набуває мінімального значення, яке дорівнює одиниці.

З перших рівнянь систем (1.15) і (1.16) падаючу і відбиту хвилі напруги можна записати як

$$\begin{aligned} \dot{U}^+ &= \frac{1}{2}(\dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}) \\ \dot{U}^- &= \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}) \end{aligned} \quad (1.20)$$

Тоді коефіцієнт відбиття з урахуванням  $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_{\text{H}}$  і (1.20) отримаємо у вигляді

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{U}^-}{\dot{U}^+} = \frac{\dot{U}_2 - \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}}{\dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_{\text{XB}}} = \frac{Z_{\text{H}} - Z_{\text{XB}}}{Z_{\text{H}} + Z_{\text{XB}}}.$$

Звідси витікає, що у режимі узгодження ( $Z_{\text{H}} = Z_{\text{XB}}$ ) відбиття у навантаженні відсутнє ( $\dot{\Gamma} = 0$ ). У режимі короткого замикання ( $Z_{\text{H}} = 0$ ) коефіцієнт відбиття  $\dot{\Gamma} = -1$ , тобто відбита хвиля напруги по амплітуді дорівнює падаючій і хвилі протифазні.

В режимі холостого ходу ( $Z_{\text{H}} \rightarrow \infty$ )  $\dot{\Gamma} = 1$ , тобто амплітуда відбитої хвилі дорівнює падаючій і синфазна їй.

## 1.6. Узгодження лінії передачі

Як було показано, при включенні у лінію навантаження з опором, що дорівнює хвильовому, енергія повністю поглинається у навантаженні і відбиття відсутнє. У реальних лініях передачі такий режим, а також розглянуті режими чисто реактивного навантаження, реалізувати практично неможливо. Наявність стоячих хвиль (КСХ більше одиниці) призводить до комплексного характеру хвильового опору, активна частина якого пов'язана з хвилями, що біжать, а реактивна – зі стоячими хвилями. З точки зору узгодження лінії, тобто отримання хвилі, що біжить, важливий практичний результат виходить із співвідношення (1.9). За відсутності втрат у лінії комплексна постійна поширення є чисто уявною величиною, тому гіперболічні функції у виразі для вхідного опору (1.9) можуть бути замінені на тригонометричні і даний вираз набирає вигляду

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{xb}} \frac{Z_{\text{н}} \cos \beta l + j Z_{\text{xb}} \sin \beta l}{Z_{\text{xb}} \cos \beta l + j Z_{\text{н}} \sin \beta l} = Z_{\text{xb}} \frac{Z_{\text{н}} + j Z_{\text{xb}} \operatorname{tg} \beta l}{Z_{\text{xb}} + j Z_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l}. \quad (1.21)$$

Якщо лінія навантажена на активний опір, тобто  $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ , а довжина лінії  $l = \lambda/4$ , то з (1.21) отримаємо

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{xb}} \frac{j(Z_{\text{xb}}/R_{\text{н}}) \sin \frac{\pi}{2}}{j \sin \frac{\pi}{2}} = \frac{Z_{\text{xb}}^2}{R_{\text{н}}}. \quad (1.22)$$

Для отримання максимальної потужності у навантаженні необхідно, аби вхідний опір (1.22) з боку генератора дорівнював внутрішньому опору генератора  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{г}}$ . Опір  $R_{\text{н}}$  представлятиме навантаження на генератор з  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{г}}$ , якщо  $R_{\text{н}}$  підключити відповідно до (1.22) через чвертьхвильову лінію з хвильовим опором  $Z_{\text{xb}} = \sqrt{R_{\text{н}} R_{\text{г}}}$ .

Потужність на генераторі запишеться як  $P_{\text{г}} = U^2 / Z_{\text{вх}} = U^2 / R_{\text{г}}$ , а струм у лінії  $U / Z_{\text{xb}}$ . Тоді потужність на опорі навантаження визначиться

як  $P_H = I^2 R_H = (U^2 / Z_{XB}^2) R_H$ . Оскільки  $R_H = Z_{XB}^2 / R_H$ , то потужність, що виділяється, буде такою ж, як і на генераторі.

Розглянемо приклад, коли довжина відрізка лінії дорівнює  $l = \lambda/2$ . У цьому випадку для вхідного опору отримаємо

$$Z_{BX} = Z_{XB} (Z_H / Z_{XB}) = Z_H; \quad Z_{BX} = R_H.$$

Таким чином, напівхвильовий відрізок лінії з опором  $R_H$  не змінює властивостей опору навантаження. Якщо довжина відрізка лінії кратна цілому числу півхвиль, то дана властивість дозволяє, не порушуючи умови хвиль, що біжать, передавати енергію від генератора до навантаження, що перебуває на значній відстані. Дану властивість використовується, наприклад, при під'єднанні антени і приймача, генератора і антени і т.д.

Розглянемо метод узгодження ліній з різними хвильовими опорами, використовуючи властивості чвертьхвильового відрізка, так званого чвертьхвильового трансформатора. Розглянемо чвертьхвильовий трансформатор, включений між двома однорідними лініями, як показано на рис. 1.10. Лінії мають хвильові опори  $Z_{XB1}$  і  $Z_{XB3}$ , а чвертьхвильовий відрізок опір  $Z_{XB2}$ . У місцях з'єднання (перетини  $a - a_1$  і  $b - b_1$ ) виникають відбиті хвилі, амплітуди яких залежать від коефіцієнтів відбиття. Коефіцієнт відбиття у перетині  $a - a_1$  визначається формулою

$$\dot{\Gamma}_1 = \frac{Z_{XB1} - Z_{XB2}}{Z_{XB1} + Z_{XB2}} = \frac{Z_{XB1}/Z_{XB2} - 1}{Z_{XB1}/Z_{XB2} + 1},$$

а в перетині  $b - b_1$  формулою

$$\dot{\Gamma}_2 = \frac{Z_{XB2} - Z_{XB3}}{Z_{XB2} + Z_{XB3}} = \frac{Z_{XB2}/Z_{XB3} - 1}{Z_{XB2}/Z_{XB3} + 1}.$$

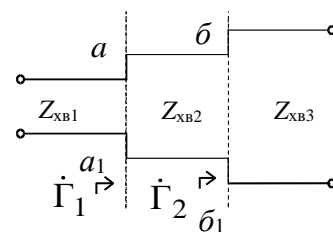


Рис. 1.10. Узгодження ліній за допомогою чвертьхвильового трансформатора

Розглядаючи відбиті хвилі у перетині  $a - a_1$ , можна відзначити, що хвиля, відбита від неоднорідності у перетині  $b - b_1$ , у перетині  $a - a_1$

матиме фазу, протилежну до фази відбитої хвилі, що виникає у перетині  $a - a_1$ . За умови рівності амплітуд хвиль вони знищуватимуться. Рівність амплітуд відбитих хвиль матиме місце за рівності коефіцієнтів відбиття, тобто  $\dot{\Gamma}_1 = \dot{\Gamma}_2$ , звідки  $Z_{\text{XB1}}/Z_{\text{XB2}} = Z_{\text{XB2}}/Z_{\text{XB3}}$ .

Це означає виконання умови  $Z_{\text{XB2}} = \sqrt{Z_{\text{XB1}}Z_{\text{XB3}}}$ , отриманої при розгляді вхідного опору чвертьхвильового відрізка лінії. Проте необхідно відзначити, що розглянутий метод узгодження має істотний недолік: дане узгодження вузькосмугове, тобто узгодження може бути досягнуто лише для сигналу на заданій довжині хвилі. Для широкосмугового узгодження ліній (наприклад, при передачі імпульсного сигналу) використовують складніші пристрої, що містять два і більше трансформуючих відрізки (у загальному випадку це може бути плавний перехід).

## 1.7. Умова неспотворюючої передачі лінії

Як було показано, хвильовий опір і постійна поширення при збудженні у лінії гармонійних коливань є частотно залежними величинами. Це означає, що умови проходження хвиль струму і напруги на різних частотах є різними.

Для неспотворюючої передачі необхідно, аби хвильовий опір, а також коефіцієнт згасання, постійна поширення і фазова швидкість були частотно незалежні, при цьому коефіцієнт фази пропорційний частоті. Відсутність частотної залежності коефіцієнту згасання означає, що коефіцієнти передачі у лінії усіх частотних складових сигналу рівні, що важливо при передачі імпульсних сигналів. Покажемо, що лінія є неспотворюючою якщо виконуються дві умови. Перша з них пов'язана із співвідношенням

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0}. \quad (1.23)$$

Дійсно, при цьому хвильовий опір може бути записаний таким чином:

$$Z = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \sqrt{\frac{R_0/L_0 + j\omega}{G_0/C_0 + j\omega}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}},$$

а комплексна постійна поширення як

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \sqrt{L_0 C_0} \sqrt{(R_0/L_0 + j\omega)(G_0/C_0 + j\omega)} = \\ &= \sqrt{L_0 C_0} (R_0/L_0 + j\omega) = \sqrt{R_0 G_0} + j\omega \sqrt{L_0 C_0}. \end{aligned}$$

Можна показати, що за цих умов коефіцієнти  $\alpha$  і  $\beta$  мінімальні:

$$\alpha_{\min} = \sqrt{R_0 G_0}; \quad \beta_{\min} = \omega \sqrt{L_0 C_0}.$$

Відповідно, фазова швидкість буде максимальною і може бути визначена

$$\text{як } v_{\max} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}.$$

Зазвичай у лініях виконується нерівність  $R_0/L_0 > G_0/C_0$ , оскільки провідність  $G_0$  ізолятора у лініях з діелектричним заповненням незначна. Зменшення опору провідників  $R_0$  і ємності діелектрика лінії  $C_0$  для виконання умови (1.23) практично не реалізується. Один із способів отримання неспотворюючої лінії полягає у штучному підвищенні індуктивності  $L_0$  через включення у лінію через певні відстані котушок індуктивності або відрізків лінії (кабелю) з високою магнітною проникністю.

Друга умова неспотворюючої передачі пов'язана з відсутністю у лінії відбитої хвилі. Як було показано, дана умова виконується, якщо лінія узгоджена. Якщо після включення додаткових індуктивних елементів (для виконання першої умови) виявляється порушенням режим узгодження, між лінією і навантаженням включається пристрій, що узгоджує.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 1.1. Які геометричні і електрофізичні параметри впливають на електричні характеристики ліній передачі?
- 1.2. Якими параметрами описується схемна модель відрізка лінії передачі?
- 1.3. Як впливають погонні параметри на хвильовий опір відрізка лінії передачі?
- 1.4. Які рівняння дозволяють розрахувати розподіл хвиль напруги і струму вздовж довгої лінії?
- 1.5. Наведіть графіки залежностей вхідного опору замкненого і розімкненого відрізка лінії передачі.
- 1.6. Опишіть особливості режиму хвиль, що біжать, режимів стоячих і змішаних хвиль у лінії передачі.
- 1.7. Наведіть умови узгодження відрізка лінії передачі.
- 1.8. Поясніть спосіб узгодження у лінії за допомогою чвертьхвильового трансформатора.
- 1.9. Поясніть умови неспотворюючої передачі у лінії.
- 1.10. Як розраховується коефіцієнти відбиття і стоячої хвилі напруги?
- 1.11. Охарактеризуйте параметри матриці передачі відрізка довгої лінії.
- 1.12. Яким чином визначається коефіцієнт згасання неспотворюючої лінії передачі?
- 1.13. Як впливає діелектрична проникність підкладки на хвильовий опір і фазову швидкість у лінії передачі?
- 1.14. Як визначаються коефіцієнти втрат та фази для неспотворюючої лінії передачі?
- 1.15. Які фізичні процеси визначають втрати у лінії передачі?

## 2. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ У КОЛАХ З РОЗПОДІЛЕНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

### 2.1. Рівняння довгої лінії у часовій області

Перехідні процеси у лінії виникають, наприклад, при її включенні і виключенні, при імпульсних сигналах і т.п. Для дослідження таких процесів необхідно розв'язувати системи рівнянь у часткових похідних при заданих граничних і початкових умовах.

Розглянемо диференціальний відрізок однорідної двопровідної лінії. Струм у провідниках лінії залежить не лише від часу  $t$ , але від просторової координати  $x$ , оскільки на кожному відрізку  $dx$  відгалужується струм і падає напруга. Зміна напруги  $(\partial u/\partial x)dx$  між провідниками у заданий момент часу визначається напругою на омичному  $iR_0dx$  і індуктивному  $L_0(di/dt)dx$  опорах. Зміна струму пов'язана із струмом зміщення  $C_0(\partial u/\partial t)dx$  і струмом провідності  $G_0udx$ . Запишемо рівняння відповідно до приведених рисунків (рис. 2.1) за законами Кирхгофа розглядаючи відповідно вузол і контур для диференціального відрізка лінії.

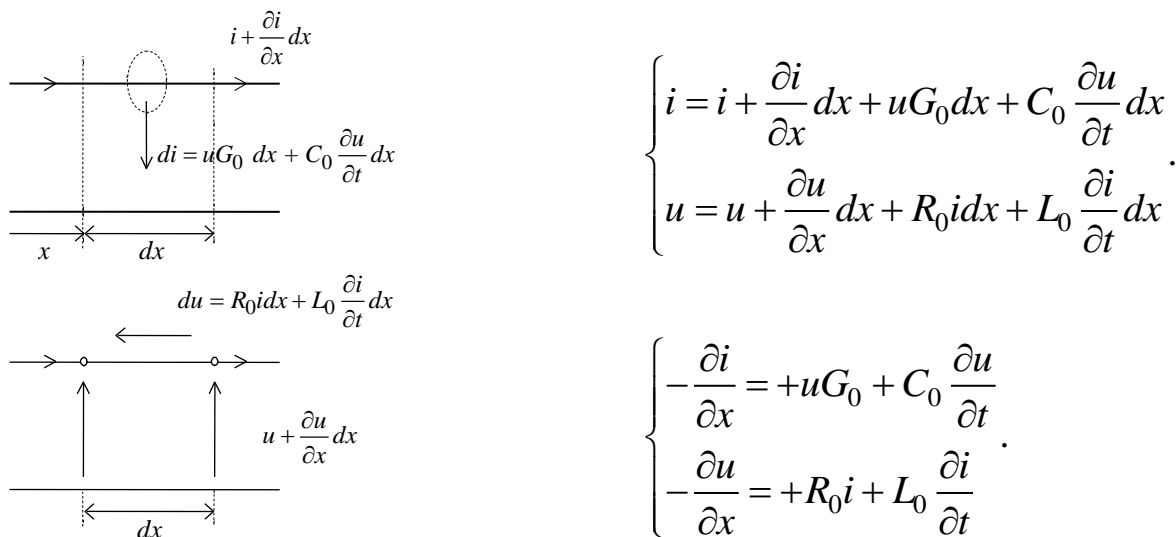


Рис. 2.1. Диференціальні відрізки лінії і їх рівняння

## 2.2. Операторний метод аналізу систем у часовій області

Для розрахунку струмів  $i(t)$  і напруги  $u(t)$  як функцій часу може використовуватися операторний метод, заснований на інтегральному перетворенні Лапласа, при цьому функції часу  $f(t)$  перетворюються у функції комплексної змінної  $F(s) = F(\sigma + j\omega)$ . Пряме перетворення Лапласа виконується для функцій  $f(t)$ , які дорівнюють нулю при від'ємних значеннях часу  $t < 0$  і відповідають умові:

$$\int_0^{\infty} |f(x)| e^{-\sigma_0 t} dt < \infty,$$

де  $\sigma_0$  – дійсне позитивне число.

Пряме перетворення Лапласа здійснюється відповідно до співвідношення:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = L[f(t)],$$

де  $F(s)$  – операторне зображення функції  $f(t)$ .

Зворотний перехід у часову область здійснюється за формулою:

$$f(t) = \alpha \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} F(s) e^{st} ds = L^{-1}[F(s)],$$

де  $f(t)$  – оригінал зображення  $F(s)$ .

Перехід від знайдених операторних зображень струму  $I(s)$  і напруги  $U(s)$  проводиться відповідно до теореми розкладання:

а) якщо зображення деякої функції  $F(s) = A_m(s)/B_n(s)$  є раціональною дробу функцією, що має прості полюси  $s_1, s_2, \dots, s_n$  (тобто корені рівняння  $B_n(s) = 0$ ), то її представляють у вигляді

$$F(s) = \frac{A_m(s)}{b_n(s-s_1)\dots(s-s_n)} = \frac{K_1}{s-s_1} + \frac{K_2}{s-s_2} + \dots + \frac{K_n}{s-s_n},$$

де коефіцієнти розкладання

$$K_i = [(s - s_i)F(s)]_{s=s_i}; \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

тоді оригінал визначається:

$$f(t) = \sum_{i=1}^n K_i e^{s_i t};$$

б) якщо зображення деякої функції  $F(s) = A_m(s)/B_n(s)$  має  $q$  полюсів  $S_1, S_2, \dots, S_q$ , кратність кожного з яких дорівнює  $m_k, k = 1, 2, \dots, q$  (у цьому випадку  $\sum_{k=1}^q m_k = n$ , де  $n$  – порядок полінома  $B_n(s)$ ), то його можна представити у такому вигляді:

$$F(s) = \frac{A_m(s)}{(s - s_1)^{m_1} \dots (s - s_q)^{m_q}} = \sum_{k=1}^q \sum_{j=1}^{m_k} \frac{K_{kj}}{(s - s_k)^{m_k - j + 1}},$$

де коефіцієнти розкладання  $k = 1, 2, \dots, q$ ;

$$K_{kj} = \frac{1}{(j-1)!} \left\{ \frac{d^{(j-1)}}{ds^{(j-1)}} [(s - s_k)^{m_k} F(s)] \right\}_{s=s_k};$$

$$j = 1, 2, \dots, m_k$$

тоді оригінал визначається:

$$f(t) = \sum_{k=1}^q \sum_{j=1}^{m_k} \frac{K_{kj}}{(m_k - j + 1)!} t^{(m_k - j + 1)} e^{s_k t}.$$

Якщо операторну схемну модель розподіленої системи представити як систему з двома сторонами (рис. 2.2), то її характеризуватимуть операторні схемні функції  $K(s)$ . Наприклад:  $K_u(s) = U_{\text{вих}}(s)/U_{\text{вх}}(s)$ .

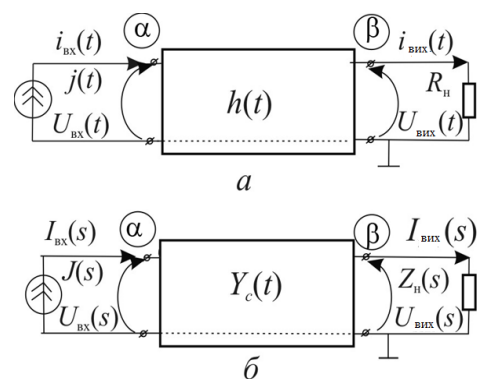


Рис.2.2 Представлення розподіленої системи у вигляді чотириполюсника: а – для функції  $h(t)$ , б – для функції  $Y_c(t)$

Схемні функції визначають через матрицю провідності внутрішньої частини системи так само, як і схемні функції лінійних резистивних систем. Наприклад

$$K_u(s) = [Z(s)\Delta_{\alpha\beta}(s)]/[Z(s) + \Delta_{\alpha\alpha,\beta\beta}(s)],$$

де  $\Delta_{\alpha\alpha}(s)$  – алгебраїчне доповнення матриці  $Y_c(s)$ .

Від операторних схемних функцій  $K(s)$  легко перейти до частотних характеристик системи. Для цього досить замінити  $s$  на  $j\omega$ , наприклад

$$K_u(j\omega) = K_u(s)|_{s=j\omega}.$$

Перехідну  $h(t)$  і імпульсну  $g(t)$  характеристики системи можна визначити через відповідні схемні функції  $K(s)$ :

$$h(t) = Z^{-1}[K(s)/s];$$

$$g(t) = Z^{-1}[K(s)].$$

Наприклад, якщо на вході системи діє джерело струму  $j(t)$ , а на виході потрібно визначити напругу на навантаженні  $U_{\text{вих}}(t)$ , то перехідну характеристику  $h(t)$  такої системи можна визначити як оригінал функції  $Z_{\text{пер}}(s)/s$ , а імпульсну характеристику  $g(t)$  – як оригінал схемної функції  $Z_{\text{пер}}(s)$ . У даному прикладі вибір опору передачі  $Z_{\text{пер}}(s)$  як необхідної схемної функції обумовлений типом джерела (тобто  $J(s)$ ), що діє на вході системи, і типом величини на виході (тобто  $U_{\text{вих}}(s)$ ). Величина  $U_{\text{вих}}(t)$  може бути знайдена через інтеграл суперпозиції з використанням  $h(t)$  або через інтеграл згортання з використанням  $g(t)$ , або як оригінал функції  $U_{\text{вих}}(s) = Z_{\text{пер}}(s)J(s)$  з використанням теореми розкладання.

### 2.3. Рівняння довгої лінії в операторній формі

У разі одновимірної розподіленої системи напруга і струм є функціями двох змінних –  $t$  і  $x$ , тому операторні зображення є функціями двох змінних  $s$  і  $x$ . Відповідно до прямого перетворення Лапласа зображення напруги і струму можна записати:

$$\begin{cases} U(s, x) = \int_0^{\infty} u(t, x) e^{-st} dt \\ I(s, x) = \int_0^{\infty} i(t, x) e^{-st} dt \end{cases} .$$

Використовуючи властивості диференціювання зображень, похідну за часом від напруги за ненульових початкових умов, можна записати

$$\frac{\partial u}{\partial t} \Rightarrow sU(s, x) - U(0, x),$$

де  $U(0, x)$  – розподіл напруги уздовж лінії при  $t = 0$ .

Похідна від напруги по  $x$  запишеться

$$\frac{\partial u}{\partial x} \Rightarrow \frac{dU(s, x)}{dx}.$$

Відповідно зображення для похідних струму визначають як

$$\begin{aligned} \frac{\partial i}{\partial t} &\Rightarrow sI(s, x) - I(0, x); \\ \frac{\partial i}{\partial x} &\Rightarrow \frac{dI(s, x)}{dx}. \end{aligned}$$

Таким чином, рівняння однорідної лінії в операторній формі набудуть вигляду:

$$\begin{aligned} -\frac{dU(s, x)}{dx} &= R_0 I(s, x) + sL_0 I(s, x) - L_0 I(0, x) \\ -\frac{dI(s, x)}{dx} &= G_0 U(s, x) + sC_0 U(s, x) - C_0 U(0, x) \end{aligned} .$$

Отримані рівняння мають істотну особливість: порівняно операторних зображень вони є звичайними диференціальними рівняннями, оскільки містять лише одну змінну –  $x$ , що аналогічно рівнянням лінії, записаним у комплексній формі при гармонійному сигналі.

## 2.4. Розв'язок рівнянь лінії в операторній формі

Розв'язуючи спільно отримані рівняння за заданих граничних умов (при  $x=0$  і  $x=l$ , де  $l$  — довжина лінії) ми можемо знайти операторні зображення  $U(s, x)$  і  $I(s, x)$ , а по них і оригінали — функції  $u(t, x)$  і  $i(t, x)$ .

За нульових початкових умов [ $u(0, x)$  і  $i(0, x) = 0$ ] рівняння приймають вигляд

$$\begin{cases} -\frac{dU(s, x)}{dx} = (R_0 + sL_0)I(s, x) \\ -\frac{dI(s, x)}{dx} = (G_0 + sC_0)U(s, x) \end{cases} \quad (2.1)$$

Диференціюючи перше рівняння по  $x$  і використовуючи друге рівняння, знаходимо

$$\frac{d^2U(s, x)}{dx^2} = \gamma^2 U(s, x); \quad \gamma = \sqrt{(R_0 + sL_0)(G_0 + sC_0)}.$$

Аналогічно для другого рівняння

$$\frac{d^2I(s, x)}{dx^2} = \gamma^2 I(s, x).$$

Розв'язком рівняння для напруги є

$$U(s, x) = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x}.$$

Диференціюючи за просторовою координатою, отримаємо

$$\frac{dU(s, x)}{dx} = -\gamma A_1 e^{-\gamma x} + \gamma A_2 e^{\gamma x},$$

де  $A_1$  і  $A_2$  не залежать від  $x$ , але можуть бути функціями від  $s$ , тобто  $A_1 = F_1(s)$ ,  $A_2 = F_2(s)$ .

Виражаючи  $I(s, x)$  з рівняння (2.1), для операторного зображення струму отримаємо

$$\begin{aligned} I(s, x) &= -\frac{1}{R_0 + sL_0} \frac{dU(s, x)}{dx} = \frac{\gamma}{R_0 + sL_0} \left[ A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \right] = \\ &= \sqrt{\frac{G_0 + sC_0}{R_0 + sL_0}} \left( A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \right) = \frac{1}{Z_{\text{XB}}(s)} \left( A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \right), \end{aligned}$$

де  $Z_{\text{XB}}(s) = \sqrt{\frac{R_0 + sL_0}{G_0 + sC_0}}$  – операторне зображення хвильового опору лінії,

а  $\gamma = \sqrt{(R_0 + sL_0)(G_0 + sC_0)}$  – операторне зображення коефіцієнта поширення. Рішення спрощується у разі неспотворюючої лінії:

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0} \Rightarrow Z_{\text{XB}}(s) = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

і

$$\gamma = \sqrt{R_0 G_0} + s \sqrt{L_0 C_0} = \alpha + \frac{s}{v_0}.$$

Таким чином (опускаючи індекс у позначенні фазової швидкості для скорочення запису), отримаємо

$$\begin{cases} U(s, x) = \left[ F_1(s) e^{-\frac{s x}{v}} \right] e^{-\alpha x} + \left[ F_2(s) e^{\frac{s x}{v}} \right] e^{\alpha x} \\ I(s, x) = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \left[ F_1(s) e^{-\frac{s x}{v}} \right] e^{-\alpha x} - \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \left[ F_2(s) e^{\frac{s x}{v}} \right] e^{\alpha x} \end{cases}.$$

Оригінал функції від  $s$ , що стоїть при множнику  $e^{-\alpha x}$ , можна отримати застосовуючи формулу Рімана (зворотне перетворення Лапласа):

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds = L^{-1}[F(s)].$$

Для функції у першому доданку системи рівнянь (у квадратних дужках) оригінал може бути записаний як

$$\varphi(t, x) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \left[ F_1(s) e^{-\frac{sx}{v}} \right] e^{st} ds = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F_1(s) e^{-\frac{s}{v}(x-vt)} ds.$$

З останнього виразу видно, що  $\varphi(t, x)$  є функцією аргументу  $x - vt$ , оскільки  $x$  і  $t$  входять спільно лише у такій комбінації, тобто  $\varphi(t, x) = \varphi(x - vt)$ .

Аналогічно для функції від  $s$  (при  $e^{\alpha x}$ ) отримаємо  $\psi(t, x) = \psi(x + vt)$ .

Таким чином, розв'язок хвильових рівнянь для напруги і струму у часовій області можна записати у вигляді

$$\begin{cases} u(t, x) = \varphi(x - vt) e^{-\alpha x} + \psi(x + vt) e^{\alpha x} \\ i(t, x) = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \left[ \varphi(x - vt) e^{-\alpha x} - \psi(x + vt) e^{\alpha x} \right]. \end{cases}$$

Отримані рівняння дозволяють визначати напругу і струм у довільній точці лінії у довільний момент часу.

## 2.5. Хвильові процеси у лінії при імпульсному сигналі

Розглянемо рівняння для лінії без втрат ( $R_0 = 0$ ,  $G_0 = 0$ ), тоді:

$$\begin{cases} u = u_\phi + u_\psi \\ i = \left[ \varphi(x - vt) \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \right] - \left[ \psi(x + vt) \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \right] = i_\phi - i_\psi \end{cases}$$

Хай в окремому випадку  $\psi(x + vt) = 0$  і  $u = \varphi(x - vt) = u_\phi$ . Поклавши в останній рівності  $t = 0$ , знайдемо розподіл напруги уздовж лінії в початковий момент часу. Візьмемо деяку довільну точку  $x$  і припустимо, що вона переміщається уздовж лінії зі швидкістю  $v$ , тобто її положення визначається координатою  $x = x_0 + vt$ . Тоді напруга у цій рухомій точці  $u_\phi = \varphi(x_0 + vt - vt) = \varphi(x_0)$  не залежатиме від часу.

Оскільки цей висновок справедливий для будь-якої точки, що рухається зі швидкістю  $v$ , то при  $u = \varphi(x - vt) = u_\phi$  початковий розподіл напруги  $u$  переміщується уздовж лінії зі швидкістю  $v$ , тобто  $u_\phi = \varphi(x - vt)$  визначає пряму хвилю напруги, яка поширюється уздовж лінії зі швидкістю  $v$ , тобто хвилю напруги, що біжить вперед і яка не зазнає зміни форми. Аналогічно функція  $u_\psi = \psi(x + vt)$  визначає зворотну хвилю напруги, яка поширюється уздовж лінії також без зміни форми з швидкістю  $v$ , або що біжить з швидкістю  $v$ , але у зворотному напрямі.

Таким чином, як і у разі гармонійного сигналу, хвильові процеси при імпульсному сигналі можна представити як суперпозицію двох хвиль, що поширюються уздовж лінії без зміни форми зі швидкістю  $v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$  у протилежних напрямках. Наявність у виразах для  $u$  і  $i$  множників  $e^{-\alpha x}$  і  $e^{\alpha x}$ , причому  $\alpha = \sqrt{R_0 G_0}$ , показує, що обидві хвилі по мірі їх розповсюдження уздовж лінії згасають за експоненціальним законом. Такий імпульс може виникати у лінії, наприклад, при включенні лінії або при локальній дії у вигляді індукованого заряду.

Хвильові процеси для хвиль напруги і струму у деякі моменти часу показані на рис. 2.3. Характерними є процеси у початковий момент часу: падаюча і відбита хвилі напруги у сумі дають подвоєну амплітуду, а струм дорівнює нулю.

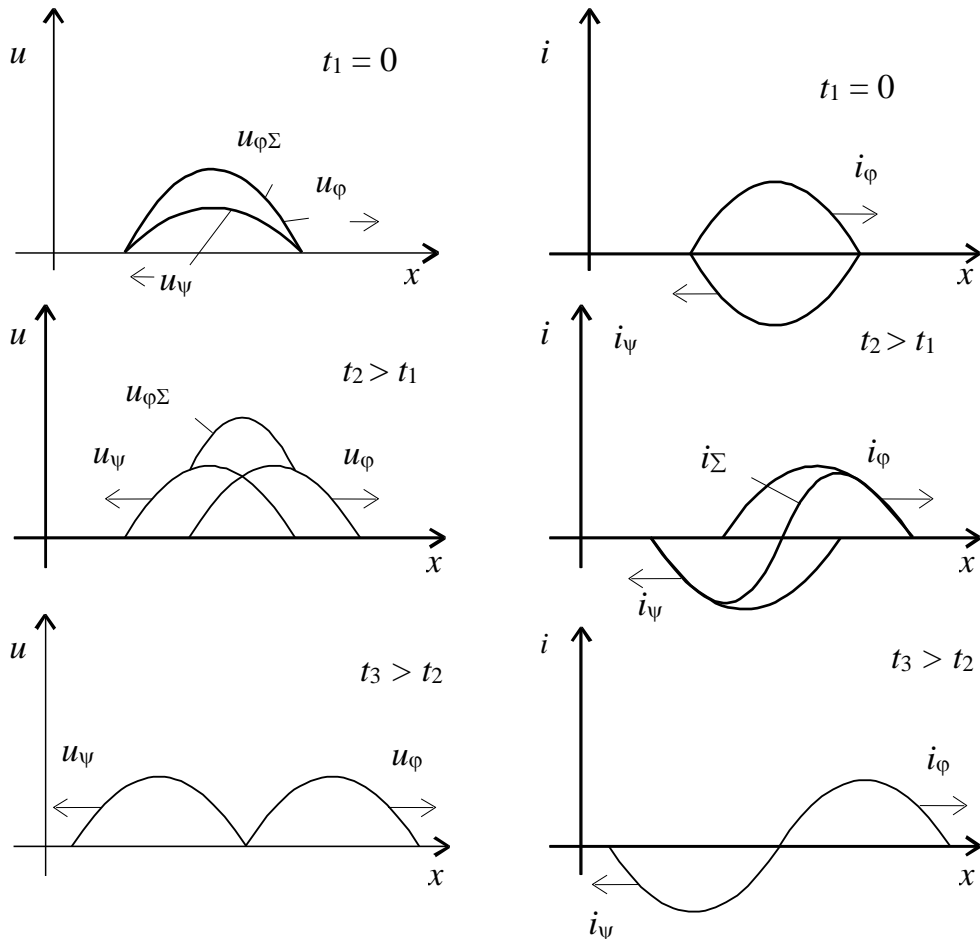


Рис. 2.3. Хвильові процеси для хвиль напруги і струму

При досягненні хвилями кінців лінії, у разі виконання режиму узгодження, вони розсіюються у генераторі і у навантаженні.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 2.1. Якими рівняннями описуються процеси у довгій лінії у часовій області?
- 2.2. Наведіть рівняння довгої лінії в операторній формі і опишіть їх властивості.
- 2.3. З якою метою застосовується операторний метод для аналізу процесів у часовій області?
- 2.4. Яка інтерпретація хвильових процесів у лінії впливає з розв'язку хвильових рівнянь у часовій області?
- 2.5. Які параметри впливають на розподіл хвиль напруги і струму вздовж лінії?
- 2.6. Як впливають втрати у лінії на форму сигналу?
- 2.7. Які обмеження існують щодо застосування операторного методу для аналізу хвильових процесів у часовій області?

## 3. БАГАТОПОЛЮСНИКИ НА НВЧ

### 3.1. Матричний опис розподілених кіл (класична теорія)

При аналізі розподілених кіл зручно використовувати декомпозицію кола на підсхеми. При цьому окремі елементи кола, сполучені довільним чином, можуть бути багатополюсниками, описаними у різних системах параметрів.

Залежно від особливостей кіл і частотного діапазону, широко використовуються системи параметрів класичної теорії, в якій під сигналами розуміють струми і напруги, і хвильової теорії, де сигнали – це хвилі струму і напруги. Між параметрами цих теорій існують однозначні зв'язки.

У загальному випадку розподілені кола описують рівняннями Максвелла. Проте на практиці такий аналіз є дуже складним. Використовуються такі припущення, які дозволяють використовувати методи теорії кіл, тобто представлення елементів у вигляді, наприклад, багатополюсників. Таким чином розподілені кола можна розраховувати за допомогою матричного апарату теорії кіл у припущенні, що матриці, що описують елементи кола, залишаються незмінними при будь-якому складному з'єднанні елементів. При цьому передбачається, що зона збуреного поля поблизу неоднорідностей локалізована у безпосередній близькості від елемента (лінійне наближення). Окрім цього, обумовлюється, що взаємодія елементів здійснюється на основному типі хвилі.

Розглянемо найбільш типові з'єднання чотиріполюсників і відповідні ним параметри класичної теорії.

Паралельно з'єднані чотиріполюсники зручно описувати матрицею провідності, при цьому результуючу матрицю знаходять як суму матриць  $k$  включених паралельно чотиріполюсників (при паралельному з'єднанні

входи і виходи чотириполіусників включені паралельно і струми підсумовуються) (рис. 3.1).

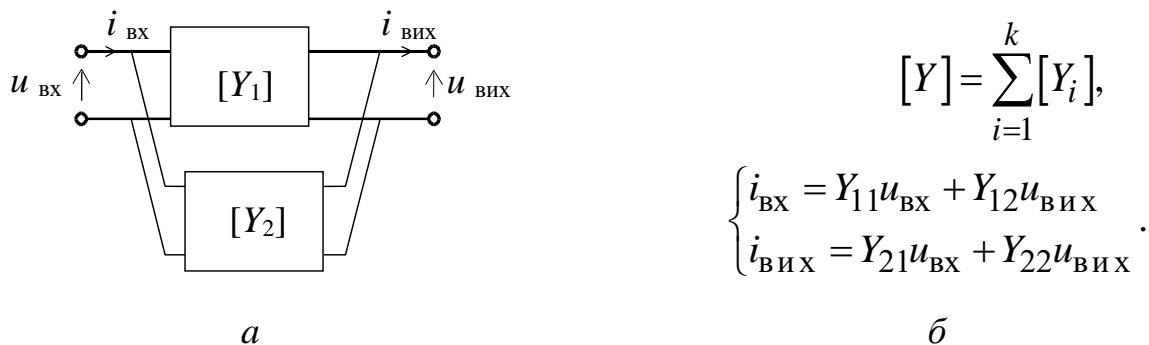


Рис.3.1. Паралельне з'єднання чотириполіусників: а – схема; б – відповідна система рівнянь

Послідовно з'єднані чотириполіусники зручно описувати матрицею опорів, при цьому результуючу матрицю знаходять як суму матриць  $k$  з'єднаних послідовно чотириполіусників (при послідовному з'єднанні входи і виходи чотириполіусників включені послідовно і напруги підсумовується) (рис. 3.2).

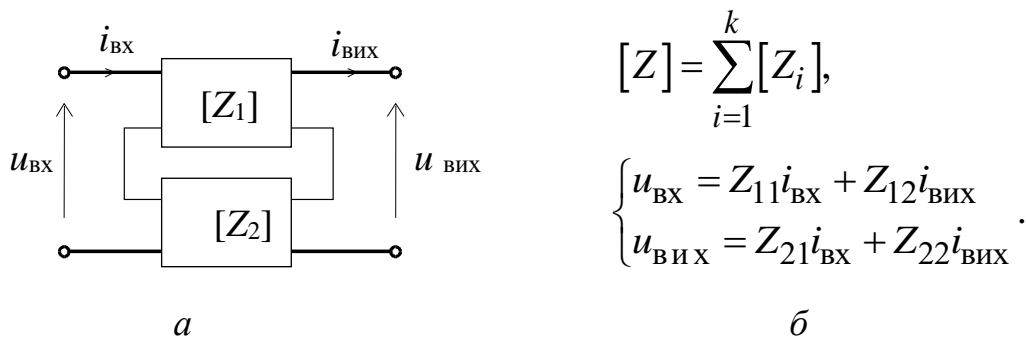
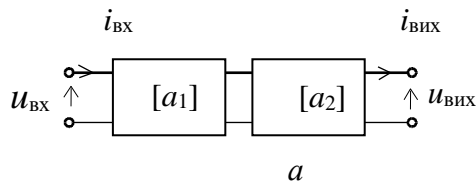


Рис.3.2.Послідовне з'єднання чотириполіусників а – схема; б – відповідна система рівнянь

За каскадного з'єднання вихід попереднього каскаду сполучений зі входом наступного каскаду, що типово, наприклад, для каскадного включення підсилювачів (рис. 3.3).



$$[a] = \prod_i^k [a_i] \quad \begin{cases} u_{\text{вх}} = a_{11}u_{\text{вих}} + a_{12}i_{\text{вих}} \\ i_{\text{вх}} = a_{21}u_{\text{вих}} + a_{22}i_{\text{вих}} \end{cases}$$

3.3. Каскадне з'єднання чотириполосників: *a* – схема; *б* – відповідна система рівнянь

Результуючу матрицю знаходять через перемножування матриць передачі  $k$  окремих чотириполосників. Коефіцієнт передачі багатокаскадної схеми знаходять перемножуванням коефіцієнтів передачі окремих чотириполосників.

### 3.2. Хвильові параметри чотириполосника

*Хвильова матриця розсіяння.* Переваги опису багатополосників у вигляді параметрів хвильової матриці розсіяння ( $S$ -параметрів) можуть бути обумовлені наступними чинниками.

По-перше, з можливістю безпосереднього вимірювання, що майже не реалізується для параметрів класичної теорії, оскільки, наприклад, при вимірюванні  $Y$ -параметрів передбачається проведення короткого замикання і холостого ходу, що практично не реалізується у розподілених колах.

По-друге, параметри розсіяння вимірюють на основі хвиль, що поширюються, що дозволяє проводити вимірювання на деякій відстані від фізичного місця розташування об'єкту. Остання обставина особливо актуальна за умови мікророзмірів об'єкту.

Обмежившись розглядом чотириполосників, виберемо як залежні змінні хвилі, що розходяться від чотириполосника, тобто розсіяні хвилі (рис. 3.4).

Тоді система рівнянь для хвиль, що сходяться і розходяться від чотириполосника, з коефіцієнтами у вигляді параметрів розсіяння, може бути записана як

$$\begin{aligned} U_1^- &= S_{11}U_1^+ + S_{12}U_2^- \\ U_2^+ &= S_{21}U_1^+ + S_{22}U_2^- \end{aligned} \quad (3.1)$$

Тут  $S_{ii}$  – коефіцієнти відбиття відповідно від входу і виходу чотириполюсника,  $S_{ik}$  коефіцієнти передачі з плеча  $k$  до плеча  $i$ . При цьому падаючі і відбиті хвилі нормуються так, щоб квадрат їх модуля давав відповідну потужність. У матричній формі система рівнянь (3.1) може бути записана у вигляді

$$\begin{bmatrix} U_1^- \\ U_2^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_2^- \end{bmatrix}.$$

Знаючи параметри матриці розсіювання можна розрахувати відповідні схемні функції чотириполюсника. Наприклад, однонаправлений коефіцієнт передачі потужності може бути розрахований за формулою  $K_p = |S_{21}|^2$ .

Параметри матриці розсіювання можуть бути розраховані з відомої матриці провідності чотириполюсника за формулою

$$[S] = ([1] - [Y]) \cdot ([1] + [Y])^{-1},$$

де  $[1]$  – одинична матриця.

Необхідно відзначити важливу особливість параметрів матриці розсіювання, пов'язану з напрямом проходження сигналу. При зміні напрямку передачі зміняться лише індекси у параметрах розсіювання ( $S_{12}$  на  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  на  $S_{22}$ ), знаки ж величин, що входять до рівняння (3.1) залишаться незмінними.

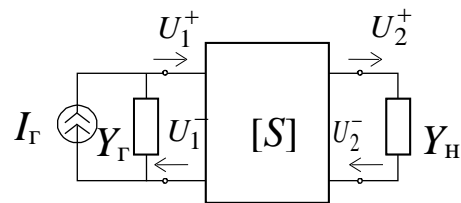


Рис. 3.4. До визначення параметрів розсіювання

Встановимо зв'язок між параметрами хвильової теорії ( $S$ -матриця) і параметрами класичної теорії ( $Y$ -матриця). Для цього розглянемо чотириполіусники з напрямками падаючих і відбитих хвиль, струмів і напруги, як показано на рис. 3.5–3.6, а також відповідні даним системам параметрів рівняння.

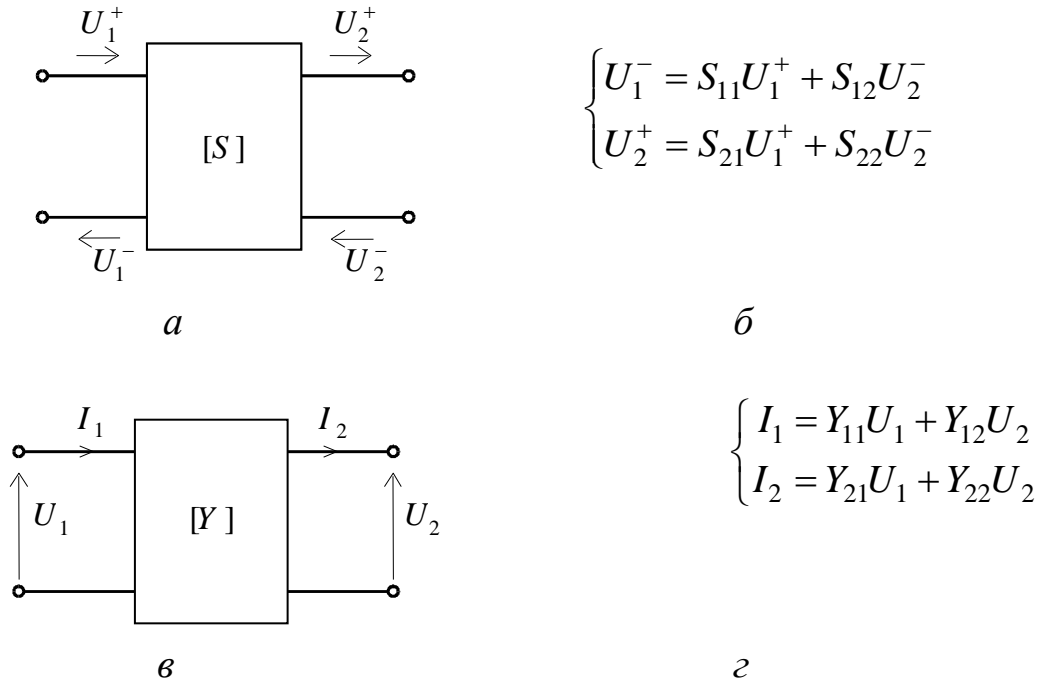


Рис. 3.5. Чотириполіусники у хвильовій і класичній теоріях:  
*a* – схема; *б* – відповідне рівняння; *в* – схема; *г* – відповідне рівняння

Враховуючи введені раніше позначення для падаючих і відбитих хвиль

$$\begin{aligned} U_1^+ &= \frac{1}{2}(U_1 + I_1 Z_{\text{XB}}); & U_2^+ &= \frac{1}{2}(U_2 + I_2 Z_{\text{XB}}); \\ U_1^- &= \frac{1}{2}(U_1 - I_1 Z_{\text{XB}}); & U_2^- &= \frac{1}{2}(U_2 - I_2 Z_{\text{XB}}), \end{aligned}$$

а також узявши з цих рівнянь вирази для струмів і напруги, підставимо їх до рівняння для  $S$ -параметрів:

$$\begin{cases} U_1 = U_1^+ + U_1^- \\ I_1 = \frac{1}{Z_{\text{XB}}}(U_1^+ - U_1^-) \end{cases};$$

$$\begin{cases} U_2 = U_2^+ + U_2^- \\ I_2 = \frac{1}{Z_{\text{XB}}} [-(U_2^+ - U_2^-)] \end{cases};$$

мінус у другому рівнянні, оскільки струм  $I_2$  направлений з чотирьохполосника.

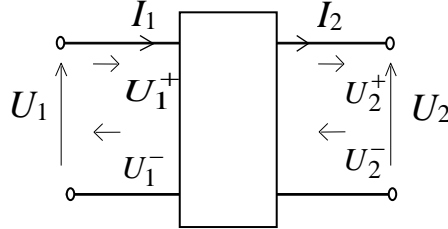


Рис. 3.6. До розрахунку  $S$ -матриці з матриці  $Y$

Підставляючи до рівнянь формули для  $Y$ -параметрів, отримаємо

$$\begin{cases} \frac{1}{Z_{\text{XB}}} (U_1^+ - U_1^-) = Y_{11} (U_1^+ + U_1^-) + Y_{12} (U_2^+ + U_2^-) \\ \frac{1}{Z_{\text{XB}}} (U_2^+ + U_2^-) = Y_{21} (U_1^+ + U_1^-) + Y_{22} (U_2^+ + U_2^-) \end{cases}.$$

Приведемо до спільного знаменника:

$$\begin{cases} U_1^+ - U_1^- = Z_{\text{XB}} Y_{11} U_1^+ + Z_{\text{XB}} Y_{11} U_1^- + Z_{\text{XB}} Y_{12} U_2^+ + Z_{\text{XB}} Y_{12} U_2^- \\ -U_2^+ + U_2^- = Z_{\text{XB}} Y_{21} U_1^+ + Z_{\text{XB}} Y_{21} U_1^- + Z_{\text{XB}} Y_{22} U_2^+ + Z_{\text{XB}} Y_{22} U_2^- \end{cases}.$$

Перегрупуємо доданки

$$\begin{cases} -(U_1^- + Z_{\text{XB}} Y_{11} U_1^-) = U_1^+ (Z_{\text{XB}} Y_{11} - 1) + U_2^+ Z_{\text{XB}} Y_{12} + U_2^- Z_{\text{XB}} Y_{12} \\ -U_2^+ + Z_{\text{XB}} Y_{22} U_2^+ = U_1^+ Z_{\text{XB}} Y_{21} + Z_{\text{XB}} Y_{21} U_1^- + U_2^- (Z_{\text{XB}} Y_{22} + 1) \end{cases}$$

і виразимо з отриманих рівнянь падаючі і відбиті хвилі:

$$\begin{cases} U_1^- = -\frac{U_1^+ (Z_{\text{XB}} Y_{11} - 1) + U_2^+ Z_{\text{XB}} Y_{12} + U_2^- Z_{\text{XB}} Y_{12}}{1 + Z_{\text{XB}} Y_{11}} \\ U_2^+ = -\frac{U_1^+ Z_{\text{XB}} Y_{21} + Z_{\text{XB}} Y_{21} U_1^- + U_2^- (Z_{\text{XB}} Y_{22} + 1)}{1 - Z_{\text{XB}} Y_{22}} \end{cases}.$$

Далі врахуємо нормування матриці провідності:  $Z_{\text{XB}}[y] = [Y]$ , тоді

$$U_1^- = -\frac{U_1^+(Y_{11}-1)+U_2^-Y_{12}}{1+Y_{11}} + \frac{Y_{12}(U_1^+Y_{21}+Y_{21}U_1^-+U_2^-(Y_{22}+1))}{(1+Y_{11})(1-Y_{22})} =$$

$$= -\frac{U_1^+(Y_{11}-1)(1-Y_{22})+U_2^-Y_{12}(1-Y_{22})+Y_{12}Y_{21}U_1^++Y_{12}Y_{21}U_1^-+Y_{12}U_2^-(Y_{22}+1)}{(1+Y_{11})(1-Y_{22})}.$$

Перше рівняння отримаємо у вигляді

$$U_1^- = \frac{U_1^+[(Y_{11}-1)(Y_{22}-1)-Y_{12}Y_{21}]+U_2^-[Y_{12}(Y_{22}-1)-Y_{12}(Y_{22}+1)]}{(1+Y_{11})(1-Y_{22})-Y_{12}Y_{21}} =$$

$$= \frac{U_1^+[(Y_{11}-1)(Y_{22}-1)-Y_{12}Y_{21}]+U_2^-[-2Y_{12}]}{(1+Y_{11})(1-Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}.$$

Перетворимо друге рівняння

$$U_2^+ = -\left[ \frac{U_1^+Y_{21}+U_2^-(Y_{22}+1)}{1-Y_{22}} - \frac{Y_{21}(U_1^+(Y_{11}-1)+U_2^+Y_{12}+U_2^-Y_{12})}{(1-Y_{22})(1+Y_{11})} \right] =$$

$$= -\left[ \frac{U_1^+Y_{21}(1+Y_{11})-U_2^-(1+Y_{22})(1+Y_{11})-Y_{21}U_1^+(Y_{11}-1)-Y_{21}U_2^+Y_{12}-Y_{21}Y_{12}U_2^-}{(1-Y_{22})(1+Y_{11})} \right],$$

отримаємо

$$U_2^+ = \frac{U_1^+2Y_{21}-U_2^-[(1+Y_{22})(1+Y_{11})+Y_{12}Y_{21}]}{(1-Y_{22})(1+Y_{11})+Y_{12}Y_{21}} =$$

$$= -\frac{[-U_1^+2Y_{21}+U_2^-[(1+Y_{22})(1+Y_{11})+Y_{12}Y_{21}]]}{(-Y_{22}+1)(Y_{11}+1)+Y_{12}Y_{21}}.$$

Матриця коефіцієнтів отриманої системи має вигляд

$$[S] = \begin{bmatrix} (Y_{11}-1)(Y_{22}-1)-Y_{12}Y_{21} & -2Y_{12} \\ -2Y_{21} & (1+Y_{22})(1+Y_{11})+Y_{12}Y_{21} \end{bmatrix} \frac{1}{(1+Y_{11})(1-Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}.$$

*Хвильова матриця передачі.* Якщо як залежні змінні вибрати хвилі на вході чотириполосника (хвилю, падаючу на вхід, і хвилю, відбиту від входу), а як незалежні змінні – хвилі на виході (що поширюється до навантаження (рис. 3.7) і відбиту від навантаження), то система рівнянь, коефіцієнтами в якій будуть параметри хвильової матриці передачі, може бути записана:

$$\begin{aligned} U_1^+ &= U_2^+ T_{11} + U_2^- T_{12}; \\ U_1^- &= U_2^+ T_{21} + U_2^- T_{22} \end{aligned}; \quad \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

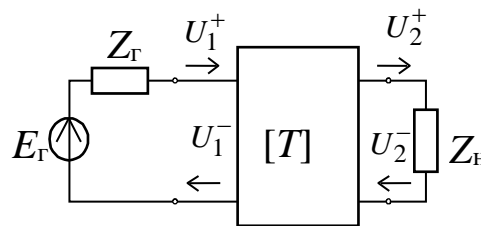


Рис. 3.7. До визначення параметрів  $T$ -матриці

Опис чотириполосників у вигляді хвильової матриці передачі зручно проводити при їх каскадному з'єднанні. Результуючу матрицю передачі в цьому випадку визначаємо відповідно до співвідношення

$$[T] = \prod_{i=1}^k [T]_i,$$

де  $k$  – кількість каскадно з'єднаних чотириполосників.

Можна показати, що для взаємних чотириполосників справедливе співвідношення  $T_{11}T_{22} - T_{21}T_{12} = 1$ , а для симетричних:  $T_{21} = -T_{12}$ .

Зв'язок між хвильовою матрицею і матрицею класичної теорії  $Y$  встановлюють співвідношення

$$[T] = \frac{1}{2Y_{21}} \begin{bmatrix} (1+Y_{11})(1-Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} & -(1+Y_{11})(1+Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} \\ (1-Y_{11})(1-Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} & -(1-Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} \end{bmatrix}.$$

Слід відзначити, що наведені співвідношення справедливі, якщо виконується умова  $Y_{21} \neq 0$ .

### 3.3. Розрахунок схемних функцій за матрицею передачі

Розрахуємо вхідний і вихідний імпеданс чотирьохполосника, а також коефіцієнт передачі напруги при довільних навантаженнях на вході і на виході по  $A$ -матриці (або  $ABCD$ -матриці, як прийнято позначати у зарубіжних джерелах) відповідно до прийнятих на рис. 3.8 позначень:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} u_1 &= Au_2 + Bi_2 \\ i_1 &= Cu_2 + Di_2 \end{aligned} \quad (3.3)$$

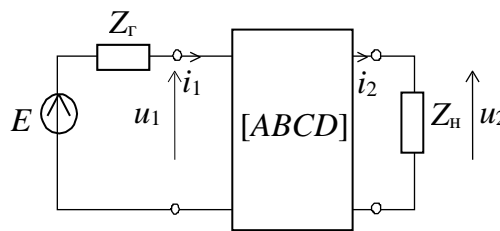


Рис. 3.8. До визначення схемних функцій по  $ABCD$ -матриці

Визначимо опори навантаження і генератора:

$$Z_{\text{н}} = \frac{u_2}{i_2}; \quad Z_{\text{г}} = \frac{E - u_1}{i_1}. \quad (3.4)$$

Вхідний опір визначимо у результаті ділення першого рівняння вихідної системи на друге:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{Au_2 + Bi_2}{Cu_2 + Di_2} = \frac{AZ_{\text{н}} + B}{CZ_{\text{н}} + D}.$$

Визначимо фізичне значення параметрів  $A$ -матриці передачі:

$$A = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_2=0} = \frac{1}{K_u} \quad \text{— зворотний коефіцієнт передачі напруги;}$$

$$B = \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{u_2=0} = \frac{1}{Y_{\text{пер}}} = Z_{\text{пер}}^{\text{зв}} \quad \text{— зворотний опір передачі;}$$

$$C = \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{i_2=0} = Y_{\text{пер}}^{\text{зв}} - \text{зворотна провідність передачі};$$

$$D = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{u_2=0} = \frac{1}{K_i} - \text{зворотний коефіцієнт передачі струму}.$$

Коефіцієнт передачі напруги від джерела до навантаження знайдемо, підставляючи вхідну напругу з (3.4), а потім вхідний струм з другого рівняння до першого рівняння системи (3.3):

$$K_u = \frac{u_2}{E} = \frac{Z_{\text{н}}}{AZ_{\text{н}}B + CZ_{\text{г}}Z_{\text{н}} + DZ_{\text{г}}}.$$

Для отримання виразу для схемної функції  $Z_{\text{вих}}$  розглянемо чотирьохполюсник з незалежним джерелом напруги на виході (рис. 3.9).

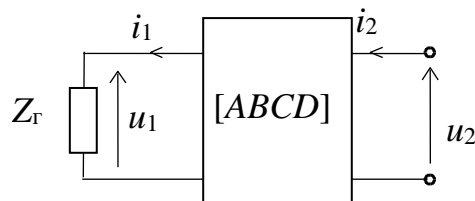


Рис. 3.9. Чотирьохполюсник з незалежним джерелом напруги  $U_2$  на виході

Підставивши до системи рівнянь (3.3) вхідний і вихідний струми з врахуванням знаків, отримаємо

$$\begin{cases} \frac{u_1}{i_2} = -AZ_{\text{вих}} + B \\ \frac{i_1}{i_2} = -CZ_{\text{вих}} + D \end{cases},$$

виражаючи  $i_2 = \frac{u_1}{-AZ_{\text{вих}} + B}$  з першого рівняння і підставляючи до

другого, отримаємо

$$\frac{i_1(-AZ_{\text{вих}} + B)}{u_1} = -\frac{1}{Z_{\text{г}}}(-AZ_{\text{вих}} + B) = -CZ_{\text{вих}} + D;$$

$$-AZ_{\text{вих}} + B = CZ_{\text{вих}}Z_{\Gamma} - DZ_{\Gamma};$$

$$Z_{\text{вих}} = \frac{DZ_{\Gamma} + B}{CZ_{\Gamma} + A}.$$

Коефіцієнт відбиття від входу представимо у вигляді

$$\Gamma_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{вх}} - Z_{\Gamma}}{Z_{\text{вх}} + Z_{\Gamma}}.$$

Коефіцієнт відбиття від виходу представимо у вигляді

$$\Gamma_{\text{вих}} = \frac{Z_{\text{вих}} - Z_{\text{н}}}{Z_{\text{вих}} + Z_{\text{н}}}.$$

Отримані формули використовуються при розрахунку оптимальних навантажень і визначенні умов узгодження, наприклад, в підсилювальних каскадах.

### 3.4. Зв'язок між системами хвильових параметрів

1. Зв'язок між хвильовими матрицями встановлюється співвідношеннями:

$$[T] = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & -|S| \end{bmatrix}; \quad [S] = \frac{1}{T_{11}} \begin{bmatrix} T_{21} & |T| \\ 1 & T_{12} \end{bmatrix},$$

$$|T| = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = \frac{S_{12}}{S_{21}} = |a|$$

де

$$|S| = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = -\frac{T_{22}}{T_{11}}.$$

Матриці існують, якщо  $S_{21} \neq 0$ ;  $T_{11} \neq 0$ .

2. Зв'язок між матрицями хвильової і класичної теорій має вигляд

$$[T] = \frac{1}{2Y_{21}} \begin{bmatrix} (1+Y_{11})(1-Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} & -(1+Y_{11})(1+Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} \\ (1-Y_{11})(1-Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} & -(1-Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21} \end{bmatrix};$$

$$[T] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} A_{11} + A_{21} + A_{12} + A_{22} & A_{11} + A_{21} - A_{12} - A_{22} \\ A_{11} - A_{21} + A_{12} - A_{22} & A_{11} - A_{12} - A_{21} + A_{22} \end{bmatrix};$$

$$[A] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} T_{11} + T_{21} + T_{12} + T_{22} & T_{11} + T_{21} - T_{12} - T_{22} \\ T_{11} - T_{21} + T_{12} - T_{22} & T_{11} - T_{21} + T_{12} + T_{22} \end{bmatrix}.$$

Матриця  $T$  існує, якщо  $Y_{21} \neq 0$ .

### 3.5. Умови нормування хвильових матриць і класичної матриці передачі

Нормування рівнянь чотириполюсника, навантаженого на вході і виході на відрізки ліній із заданими хвильовими опорами, пов'язане із отриманням при описі розподілених кіл однозначних величин. Це пояснюється тим, що використання понять струму і напруги вимагає в кожному випадку окремого визначення.

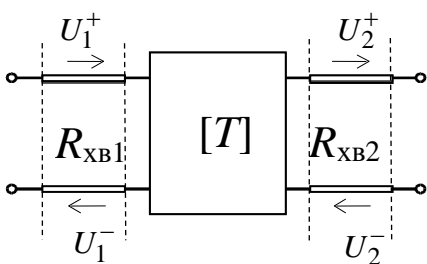


Рис. 3.10. Представлення чотириполюсника для  $T$ -параметрів

Величиною, що однозначно трактується у будь-яких колах і на будь-яких частотах, є потужність на сторонах відрізка лінії або чотириполюсника (рис. 3.10).

Нехай хвильові опори ліній на вході  $R_{xb1}$  і на виході  $R_{xb2}$  активні. Тоді потужність можна визначити як  $U^2/R_{xb}$  або  $I^2R_{xb}$ . Тоді нормовані хвилі на вході і на виході чотириполюсника можна записати як

$$\tilde{u}_1^+ = \frac{U_1^+}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}}; \quad \tilde{u}_1^- = \frac{U_1^-}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}};$$

$$\tilde{u}_2^+ = \frac{U_2^+}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}}; \quad \tilde{u}_2^- = \frac{U_2^-}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}},$$

а нормовані рівняння для хвильових параметрів передачі як

$$\begin{cases} \frac{U_1^+}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}} = \left( T_{11} \sqrt{\frac{R_{\text{XB2}}}{R_{\text{XB1}}}} \right) \frac{U_2^+}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} + \left( T_{12} \sqrt{\frac{R_{\text{XB2}}}{R_{\text{XB1}}}} \right) \frac{U_2^-}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} \\ \frac{U_1^-}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}} = \left( T_{21} \sqrt{\frac{R_{\text{XB2}}}{R_{\text{XB1}}}} \right) \frac{U_2^+}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} + \left( T_{22} \sqrt{\frac{R_{\text{XB2}}}{R_{\text{XB1}}}} \right) \frac{U_2^-}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} \end{cases}.$$

Нормовані таким чином хвилі є коріннями з потужності, що переносяться падаючою і відбитою хвилями. Це вже не хвилі струму або напруги, а деякі нові змінні, що мають розмірність кореня з потужності, що переносяться падаючою, або відбитою хвилею у відповідних лініях передачі, включених на вході і виході чотиріполюсника.

Нормовану хвильову матрицю передачі запишемо як

$$[\tilde{T}] = \sqrt{\frac{R_{\text{XB2}}}{R_{\text{XB1}}}} \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}.$$

Аналогічні умови нормування для  $S$ -матриці можна записати:

$$\begin{cases} \frac{U_1^-}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}} = \frac{U_1^+}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}} S_{11} + \frac{U_2^-}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} \left( S_{12} \frac{\sqrt{R_{\text{XB2}}}}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}} \right) \\ \frac{U_2^+}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} = \frac{U_1^+}{\sqrt{R_{\text{XB1}}}} \left( S_{21} \frac{\sqrt{R_{\text{XB1}}}}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} \right) + \frac{U_2^-}{\sqrt{R_{\text{XB2}}}} S_{22} \end{cases};$$

$$[\tilde{S}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \sqrt{\frac{R_{XB2}}{R_{XB1}}} \\ S_{21} \sqrt{\frac{R_{XB1}}{R_{XB2}}} & S_{22} \end{bmatrix}.$$

Часто нормовані матриці позначають прописними літерами, а ненормовані – рядковими.

Нормування класичної матриці передачі  $A$  пов'язано з такими нормованими змінними:

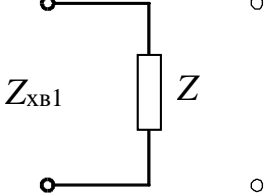
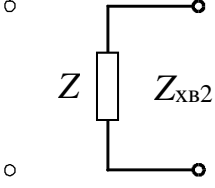
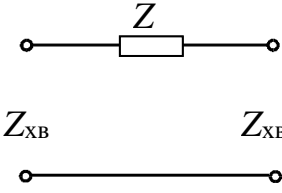
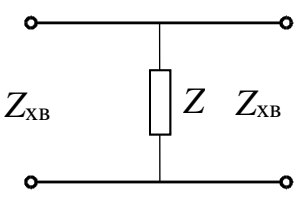
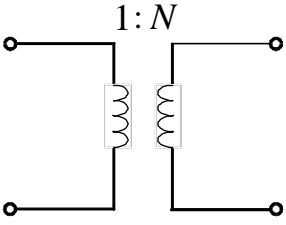
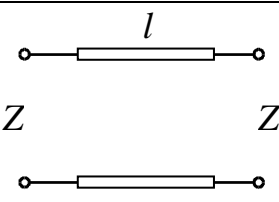
$$\tilde{u}_1 = \frac{u_1}{\sqrt{R_{XB1}}}; \quad \tilde{u}_2 = \frac{u_2}{\sqrt{R_{XB2}}}; \quad \tilde{i}_1 = i_1 \sqrt{R_{XB1}}; \quad \tilde{i}_2 = i_2 \sqrt{R_{XB2}}.$$

Тоді нормована матриця передачі має вигляд

$$[\tilde{A}] = \begin{bmatrix} a_{11} \sqrt{\frac{R_{XB2}}{R_{XB1}}} & \frac{a_{12}}{\sqrt{R_{XB1} R_{XB2}}} \\ \sqrt{R_{XB1} R_{XB2}} a_{21} & a_{22} \sqrt{\frac{R_{XB1}}{R_{XB2}}} \end{bmatrix}.$$

Хвильові нормовані матриці найбільш типових елементів кіл можуть бути представлені у вигляді таких  $n$ -полюсників (таблиця 2.1).

## Хвильові нормовані матриці найбільш типових елементів кіл

№ п/п	Тип $n$ -полюсника	Схема	Формула
1	Двополюсник з лівого плеча		$[S] = \begin{bmatrix} \frac{1-Y}{1+Y} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$ де $Y = 1/Z = Z_{XB1}/Z$
2	Двополюсник з правого плеча		$[S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1-Y}{1+Y} \end{bmatrix},$ де $Y = 1/Z = Z_{XB2}/Z$
3	Послідовний опір		$[S] = \begin{bmatrix} \frac{Z}{2+Z} & \frac{2}{2+Z} \\ \frac{2}{2+Z} & \frac{Z}{2+Z} \end{bmatrix},$ де $Z = Z/Z_{XB}$
4	Паралельний опір		$[S] = \begin{bmatrix} \frac{-Y}{2+Y} & \frac{2}{2+Y} \\ \frac{2}{2+Y} & \frac{-Y}{2+Y} \end{bmatrix},$ де $Y = 1/Z = Z_{XB}/Z$
5	Ідеальний трансформатор		$[S] = \begin{bmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} & \frac{\pm 2N}{1+N^2} \\ \frac{\pm 2N}{1+N^2} & \frac{1-N^2}{1+N^2} \end{bmatrix},$ де $N = W_1/W_2$ – коефіцієнт трансформації
6	Відрізок однорідної лінії передачі без втрат довжиною $l$ і хвильовим опором $Z_{XB}$		$[S] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix},$ де $\theta = 2\pi l/\lambda$

### 3.6. Шумові характеристики чотириполюсника

У діапазоні НВЧ, зазвичай, необхідно враховувати вимоги до шумів компонентів. Особливо це актуально для активних компонентів, внутрішні шуми яких не дорівнюють нулю. У загальному випадку коефіцієнт шуму визначають співвідношенням

$$K_{\text{ш}} = \frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{ВХ}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{ВИХ}}}, \text{ або } K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш ВИХ}}}{P_{\text{ш ВХ}} K_p},$$

де коефіцієнт передачі потужності  $K_p$  визначається у припущенні, що амплітудно-частотна характеристика шумлячого пристрою рівномірна, а шум білий. Тут  $P_c, P_{\text{ш}}$  – потужності сигналу і шуму відповідно.

Для багатокаскадних схем справедливе співвідношення

$$K_{\text{ш}} = K_{\text{ш}1} + \frac{K_{\text{ш}2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{\text{ш}3} - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \dots$$

Це означає, що значною мірою шум багатокаскадного підсилювача визначається його першим каскадом. На практиці саме перший каскад узгоджується для забезпечення мінімального коефіцієнта шуму, а подальші каскади є підсилювачами потужності, при цьому їх вхід і вихід узгоджуються з урахуванням максимальної передачі потужності.

Сумарний коефіцієнт шуму можна також визначити як

$$K_{\text{ш}\Sigma} = 1 + \frac{K_{\text{ш}} - 1}{1 - 1/K_p} = 1 + M_{\text{ш}},$$

де міра шуму  $M_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{ш}} - 1}{1 - 1/K_p}$ .

Завдання оптимізації шумлячого пристрою, зазвичай, полягає у мінімізації міри шуму.

Аналіз шумових характеристик чотириполюсника зручно (з тих же причин, що і  $S$ -параметрів) проводити у системі хвильових шумових параметрів. Якщо чотириполюсник шумить, то на вході і виході є

шумові хвилі  $e_1$  і  $e_2$ , що розходяться (рис. 3.11). Якщо чотириполусник включено до стандартної лінії з хвильовим опором  $Z_{\text{ХВ}}$ , тоді система рівнянь матиме вигляд як на рис. 3.11.

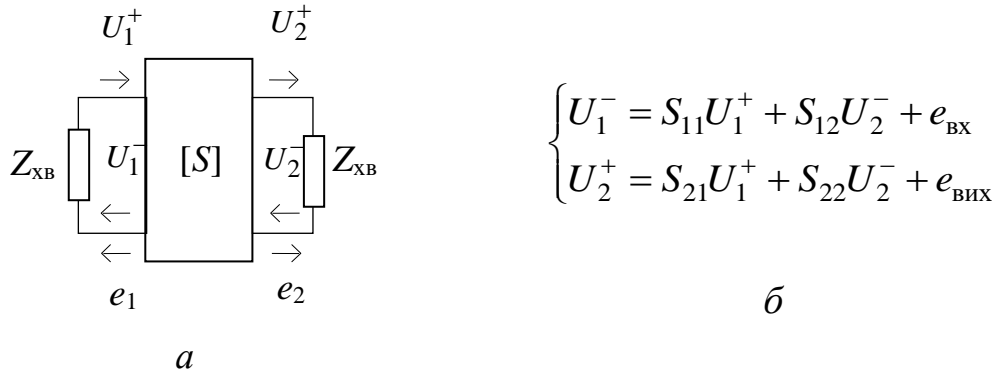


Рис. 3.11. До визначення  $S$ -параметрів шумлячого чотириполусника:  
 $a$  – схема;  $b$  – відповідна система рівнянь

Умови нормування  $e_{\text{ВХ}}$  і  $e_{\text{ВИХ}}$  такі ж самі, що і для хвиль сигналу.

Внутрішні джерела шуму описують, зазвичай, середніми квадратами шумового струму. Наприклад, резистивний шумлячий двополусник описують співвідношенням Найквіста  $|\bar{i}|^2 = 4kT\Delta fG$ . Тут  $k$  – константа Больцмана,  $T$  – зовнішня температура,  $\Delta f$  – смуга частот для розрахунку джерела шуму (може вибиратися, наприклад  $\Delta f = 1$  Гц),  $G$  – провідність шумлячого елемента. Формула Найквіста може бути записана як для джерела шумового струму (схема Нортон), так і для шумового джерела напруги (схема Тевенена):

$$R|\bar{i}|^2 = 4kT\Delta f \Rightarrow 4kT\Delta fG = |\bar{i}|^2$$

$$\frac{|\bar{u}|^2}{R} = 4kT\Delta f \Rightarrow 4kT\Delta fR = |\bar{u}|^2$$

Це співвідношення описує, зазвичай, омічні області, в яких сумарний шум визначається шумами теплової природи. В активних НВЧ

пристроях природа шуму значно різноманітніша і опис шуму у таких пристроях вимагає спеціальних підходів.

### 3.7. Хвильові шумові параметри

Для визначення хвильових шумових параметрів чотиріполіусник представляють у вигляді нешумлячого чотиріполіусника з еквівалентними джерелами шумового струму на вході і виході (рис. 3.12).

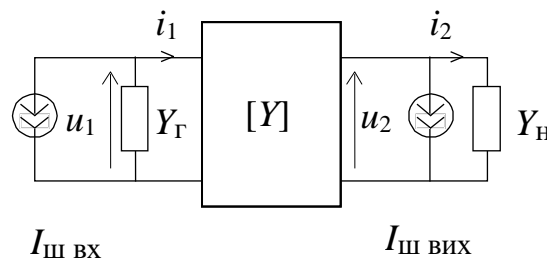


Рис. 3.12. До визначення  $\tau$ -матриці

Розглянемо шумлячий чотиріполіусник з внутрішніми локальними шумовими джерелами різної природи, при цьому чотиріполіусник є генератором шуму. Для визначення інтегральних шумових параметрів чотиріполіусника представимо його як такий, що шумить, а всі внутрішні локальні шумові джерела перерахуємо на вхід і на вихід за формулами для коефіцієнта передачі струму  $K_i$ , представивши коло як систему з багатьма входами. Такий підхід справедливий для лінійних шумлячих систем, при цьому виконується принцип суперпозиції.

Система рівнянь чотиріполіусника з шумовими джерелами на вході і на виході має вигляд

$$\begin{cases} i_1 = u_1 Y_{11} + u_2 Y_{12} + I_{\text{швх}} \\ i_2 = u_1 Y_{21} + u_2 Y_{22} + I_{\text{швих}} \end{cases},$$

де

$$I_{\text{ШВХ}} = \sum_{i=1}^n i_{\text{ШВХ}i}$$

$$I_{\text{ШВИХ}} = \sum_{i=1}^n i_{\text{ШВИХ}i}$$

Сумарні шумові джерела  $I_{\text{ШВХ}}$  і  $I_{\text{ШВИХ}}$  є корельованими джерелами. По відомих шумових джерелах можна розрахувати хвильові шумові параметри. Розглянемо шумові матриці, що використовуються найчастіше.

### 1. Шумові $\tau$ -параметри.

Хвильові шумові параметри визначають за формулами

$$\tau_{11} = \frac{\overline{I_{\text{ШВХ}} I_{\text{ШВХ}}^*}}{4kT \Delta f R_{\text{ХВ}} Y_{\Gamma}^2}, \text{ при } Y_{\Gamma} = 1/R_{\text{ХВ}} \quad \tau_{11} = \frac{\overline{I_{\text{ШВХ}} I_{\text{ШВХ}}^*}}{4kT \Delta f} R_{\text{ХВ}};$$

$$\tau_{22} = \frac{\overline{I_{\text{ШВИХ}} I_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT \Delta f R_{\text{ХВ}} Y_{\text{H}}^2}, \text{ при } Y_{\text{H}} = 1/R_{\text{ХВ}} \quad \tau_{22} = \frac{\overline{I_{\text{ШВИХ}} I_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT \Delta f} R_{\text{ХВ}};$$

$$\tau_{12} = \frac{\overline{I_{\text{ШВХ}} I_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT \Delta f Y_{\Gamma} Y_{\text{H}} R_{\text{ХВ}}}, \text{ при } Y_{\text{H}} = 1/R_{\text{ХВ}} = Y_{\Gamma} \quad \tau_{12} = \frac{\overline{I_{\text{ШВХ}} I_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT \Delta f} R_{\text{ХВ}},$$

де  $R_{\text{ХВ}}$  – хвильовий опір ліній передачі на вході і на виході, причому  $\tau_{21} = \tau_{12}^*$ , а у формулах риска вказує на усереднювання, а зірочка «\*» – на комплексно-спряжену величину.

Параметри шумової хвильової матриці це:  $\tau_{11}, \tau_{22}$  – значення спектральної густини потужності шуму на вході і виході чотириполосника,  $\tau_{12}, \tau_{21}$  – значення взаємних спектральних густин потужності шуму. У наведених вище формулах ці параметри нормовано на  $4kT \Delta f$ .

Хвильові параметри можуть бути розраховані і через шумові хвилі, представлені джерелами напруги:

$$\tau_{11} = \frac{\overline{e_{\text{ШВХ}} e_{\text{ШВХ}}^*}}{4kT\Delta f R_{\text{ХВ}}}; \quad \tau_{22} = \frac{\overline{e_{\text{ШВИХ}} e_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT\Delta f R_{\text{ХВ}}}; \quad \tau_{12} = \tau_{21}^* = \frac{\overline{e_{\text{ШВХ}} e_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT\Delta f R_{\text{ХВ}}}.$$

## 2. Шумові $t$ -параметри.

Для визначення  $t$ -параметрів представимо хвилі сигналу і шуму у чотириполюснику відповідно до рис. 3.13.

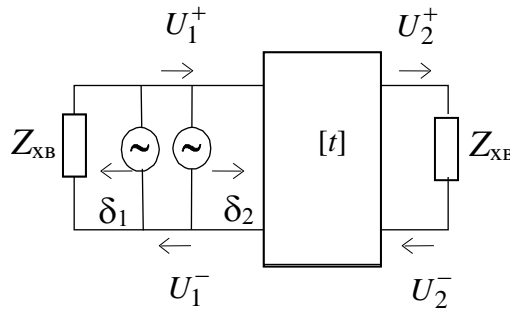


Рис. 3.13. Шумлячий чотириполюсник у системі  $t$ -параметрів

Нормована матриця спектральної густини потужності шумів для шумових хвиль  $\delta_1$  і  $\delta_2$  має вигляд

$$[t] = \frac{1}{4kT\Delta f} \begin{bmatrix} \overline{\delta_1^2} & \overline{\delta_1 \delta_2^*} \\ \overline{\delta_2 \delta_1^*} & \overline{\delta_2^2} \end{bmatrix}.$$

Дані шумові хвилі пов'язані з вже розглянутими хвилями і параметрами наступними співвідношеннями:

$$e_{\text{ВХ}} = \delta_2 \delta_1 T_{21} / T_{11}; \quad \delta_1 = -e_{\text{ВІХ}} / S_{21};$$

$$e_{\text{ВІХ}} = -\delta_1 / T_{11}; \quad \delta_2 = e_{\text{ВХ}} - e_{\text{ВІХ}} S_{11} / S_{21}.$$

Співвідношення справедливі, якщо виконуються умови  $S_{21} \neq 0$  і  $T_{11} \neq 0$ .

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 3.1. Що є сигналами у класичній і хвильовій теорії багатополосників на НВЧ?
- 3.2. Якими системами параметрів можуть бути представлені чотиріполосники у класичній теорії?
- 3.3. Якими системами параметрів можуть бути представлені чотиріполосники хвильової теорії?
- 3.4. Що означає поняття лінійного наближення?
- 3.5. Чим обумовлено використання параметрів хвильової теорії на НВЧ?
- 3.6. Поясніть фізичний смисл параметрів матриці розсіювання.
- 3.7. Поясніть фізичний смисл параметрів матриці передачі хвильової теорії.
- 3.8. Поясніть фізичний смисл параметрів матриці шумової хвильової теорії  $\tau$ .
- 3.9. Як змінюється коефіцієнт шуму при багатокаскадному з'єднанні чотиріполосників?
- 3.10. Поясніть фізичну природу теплових шумів.
- 3.11. Як нормуються параметри матриць чотиріполосників класичної і хвильової теорії?
- 3.12. Якими системами параметрів можна описувати шумові характеристики чотиріполосників?
- 3.13. За якою методикою розраховується шумові характеристики чотиріполосників, які містять локальні джерела шуму?

## 4. МОДЕЛІ КОМПОНЕНТІВ ІС НВЧ

### 4.1. Моделювання субмікронних ефектів у польових НВЧ транзисторах

На НВЧ і край високих частотах (КВЧ) розміри компонентів малі і необхідно враховувати субмікронні ефекти у польових НВЧ транзисторах Шотткі:

- високі градієнти потенціалу (сильні поля, нелінійні ефекти, сильне розігрівання електронного газу), нові механізми розсіяння (оптичні і міждолинні), що призводить до насичення швидкості носіїв і їх перерозподілу по долинах з різними параметрами;
- розмірні ефекти, пов'язані з сумірністю розмірів і довжини вільного пробігу (або часу прольоту і часів релаксації):
  - ефект сплеску дрейфової швидкості, квазібалістичний ефект, підвищення провідності напівізолюючих матеріалів (підкладинки);
  - ефект запізнювання фази сигналу – розподілений характер (хвильові процеси) лінії затвору – ефект третього виміру;
- збільшення впливу технологічних неоднорідностей структур;
- зростання ролі неактивних областей («паразитних» елементів»);
- зростання ролі розподілених ефектів в активній області транзистора і необхідність опису фізичних характеристик диференціальними рівняннями у часткових похідних, що обмежує використання схемних моделей із зосередженими параметрами при схемотехнічному моделюванні.

Найбільш істотними ефектами, що визначають умови перенесення носіїв і шум у субмікронному транзисторі, є ефект «сплеску» дрейфової швидкості, міждолинне розсіяння носіїв внаслідок розігрівання у сильному електричному полі і вплив процесів на границі каналу з підкладинкою.

Моделювання нестационарного дрейфу у таких структурах можливе на основі системи рівнянь, що містять, окрім рівнянь неперервності і Пуассона, рівняння збереження імпульсу і енергії, а також рівняння, що описують процеси на границі епітаксialного шару з підкладинкою з врахуванням інжекції носіїв і їх перерозподілом між каналом і підкладинкою у широкому діапазоні робочих напруг, включаючи субпороговий режим і режим відкритого каналу.

Температура електронів під затвором може істотно відрізнитися від рівноважної унаслідок розігрівання і міждолинних переходів. При цьому «повільні» електрони верхніх долин зменшують середню дрейфову швидкість колективного руху, що призводить до процесів накопичення носіїв в області сильного електричного поля під затвором. Ці процеси можуть бути розглянуті у рамках квазідвовимірної фізико-топологічної моделі у припущенні дифузійного механізму інжекції гарячих носіїв з каналу до підкладинки. У рамках квазідвовимірної моделі, як буде показано, можна розрахувати як розподіли фізичних величин уздовж каналу транзистора, так і схемні малосигнальні параметри.

Необхідно взяти до уваги, що на границі епітаксialного шару з підкладинкою є потенціальний бар'єр, обумовлений контактом напівпровідників з різною концентрацією донорної домішки. Висота потенціального бар'єру на границі може змінюватися із-за порушення рівноваги і інжекції гарячих носіїв і їх перерозподілу між каналом і підкладинкою. Таким чином, потенціальний бар'єр у підкладинці пов'язаний як з просторовим зарядом електронів, що збагачують підкладинку, так і носіями, інжекттованими з каналу до підкладинки.

Середня температура електронів може бути визначена з рівняння балансу енергії:

$$T_e = T_0 + 2k(\varepsilon - G\Delta - \varepsilon_0)/3, \quad (4.1)$$

де  $\varepsilon_0$ ,  $T_0$  – енергія і температура електронів в умовах термодинамічної рівноваги;  $G$  – заселеність верхніх долин;  $\Delta$  – енергетична відстань між верхньою і нижньою долиною.

Вираз, що описує зміну середньої енергії електронів каналу і підкладинки, може бути записаний у вигляді

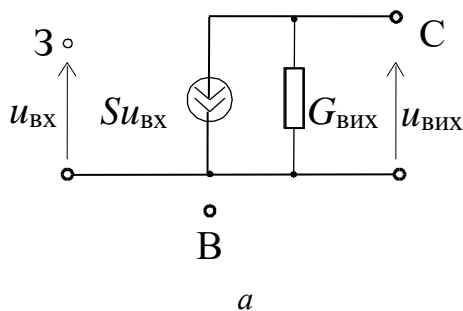
$$d\varepsilon = (I_K d\varepsilon_K + I_{\Pi} d\varepsilon_{\Pi}) / (I_K + I_{\Pi}) = (\varepsilon_{\Pi} - \varepsilon_K + eV_K) d(I_{\Pi K} - I_{\Pi K}) / (I_K + I_{\Pi}) \quad (4.2)$$

де  $I_K$ ,  $I_{\Pi}$  – струми каналу і підкладинки відповідно;  $\varepsilon_K$ ,  $\varepsilon_{\Pi}$  – середні значення енергії для каналу і підкладинки;  $eV_K$  – висота потенціального бар'єру на границі канал-підкладинка;  $dI_{\Pi K}$ ,  $dI_{\Pi K}$  – прирости струмів на ділянці  $dx$  внаслідок інжекції носіїв з каналу до підкладинки і їх повернення до каналу. При інжекції електронів з каналу до підкладинки ( $dI_{\Pi K} > dI_{\Pi K}$ ) відбувається зменшення енергії носіїв (4.1) і (4.2), що призводить до «охолодження» електронного потоку.

## 4.2. Особливості схемних моделей активних компонентів на НВЧ

Розглянемо особливості схемних моделей на прикладі моделей арсенідгалієвих польових транзисторів з бар'єром Шоттки (ПТШ). Схемна модель дозволяє за відомих її параметрів розрахувати частотні сигнальні і шумові характеристики.

Проста (ідеальна) схемна модель на низьких частотах може бути представлена колом (рис. 4.1). Модель містить ідеальне залежне джерело струму, кероване вхідною напругою. Тут  $S$  – крутизна вольт-амперної характеристики ПТШ.



$$K_u = S R_{\text{ВИХ}}$$

б

Рис. 4.1. Схемна модель транзистора на низьких частотах: а – схема; б – формула коефіцієнта підсилення напруги

На високих частотах необхідно враховувати паразитні параметри (рис. 4.2).

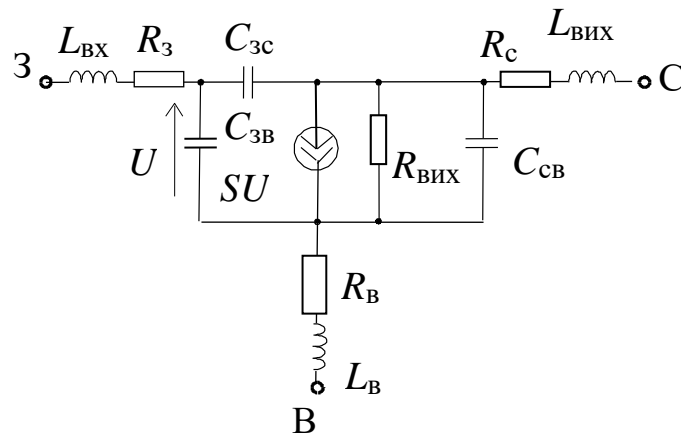


Рис. 4.2. Схемна модель ПТШ на НВЧ:  $C_{зв}$  – вхідна ємність;  $C_{зс}$  – прохідна ємність;  $C_{св}$  – вихідна ємність;  $L_в, L_{вх}, L_{вих}$  – індуктивності виводів;  $R_{вих}$  – вихідний опір;  $R_в, R_з, R_с$  – омичні опори контактів виток, затвора, стоку

Найчастіше використовуються схемні моделі із зосередженими параметрами, які визначаються на основі фізико-топологічної моделі (що містить рівняння Пуассона, рівняння безперервності струму, рівняння руху, рівняння збереження імпульсу і енергії). У режимі малого сигналу з фізико-топологічної моделі розраховуються струми, напруги і заряди для розрахунку параметрів схемної моделі.

В області вкрай високих частот у схемній моделі субмікронного ПТШ необхідно враховувати також паразитні параметри корпусу. Зазвичай, синтез і параметрична ідентифікація паразитних кіл і їх параметрів пов'язана з експериментальними дослідженнями і застосуванням процедур оптимізації.

### 4.3. Аналіз фізичних процесів у субмікронному ПТШ

Область сильного електричного поля у субмікронних ПТШ локалізується у стокового краю затвору. Процеси накопичення носіїв заряду пов'язані із розігріванням і міждолинним перенесенням, звуженням провідного каналу. Доля енергійних носіїв, що перейшли до підкладинки і втратили частину енергії, збільшується з перекриттям каналу. При цьому ймовірність міждолинного розсіяння зменшується, що призводить до зменшення у середньому температури електронного газу і до зменшення міждолинного шуму.

З перекриттям каналу збільшується доля носіїв, що перейшли через потенціальний бар'єр до підкладинки і що дрейфують по підкладинці. Проникнення носіїв у підкладинку пов'язане з гальмуванням у поперечному полі потенціального бар'єру. Ймовірність міждолинного розсіяння у цієї частини носіїв зменшується через втрати енергії при інжекції через потенціальний бар'єр до підкладинки. Це призводить до зменшення температури електронного газу і збільшення середньої дрейфової швидкості потоку носіїв. Крім того, збільшення дрейфової швидкості пов'язане з послабленням домішкового розсіяння через низьку концентрацію донорної домішки подібно до того, як це відбувається в гетероструктурних транзисторах типу **HEMT (high electron mobility transistor)**. Пікові значення дрейфової швидкості приблизно у 1,5 рази можуть перевищувати значення швидкості у каналі, де переважають ефекти розігрівання і накопичення носіїв. Попри те, що зворотний перехід електронів з підкладинки до каналу за затвором пов'язаний із зростанням енергії, коли придбана потенціальна енергія перетворюється на кінетичну, виконання умов для переходу електронів у верхню долину буде дещо затримуватися. У цілому це призводить до послаблення міждолинного розсіяння і розігрівання електронного газу (рис. 4.3).

На наведеному рисунку  $n(x)$ ,  $V(x)$ ,  $E(x)$ ,  $I_{\Pi}(x)$  це, відповідно, розподіл концентрації електронів, потенціалу, напруженості електричного поля, складової струму підкладинки у каналі субмікронного ПТШ.

Наведені результати справедливі без врахування у підкладинці арсенід галієвих польових надвисокочастотних транзисторів центрів захвату, які погіршують шумові властивості. Велика (близько 0,5–0,6 еВ) глибина залягання станів, пов'язаних з цими центрами, призводить до вельми повільних релаксаційних процесів при зміні режиму роботи транзистора. З цієї ж причини флуктуації процесів захвату і звільнення носіїв безпосередньо не впливають на шуми транзистора у робочому діапазоні частот. Цей вплив відбувається внаслідок створення просторового заряду у підкладинці. Носії заряду, захоплені центрами, створюють на границі епітаксialного шару і підкладинки потенціальний бар'єр, що перешкоджає переходам носіїв з каналу до підкладинки. При цьому послаблюється «охолоджуюча» роль підкладинки.

Таким чином, аналіз наведений аналіз показує, що струм підкладинки значною мірою впливає на характеристики субмікронного транзистора.

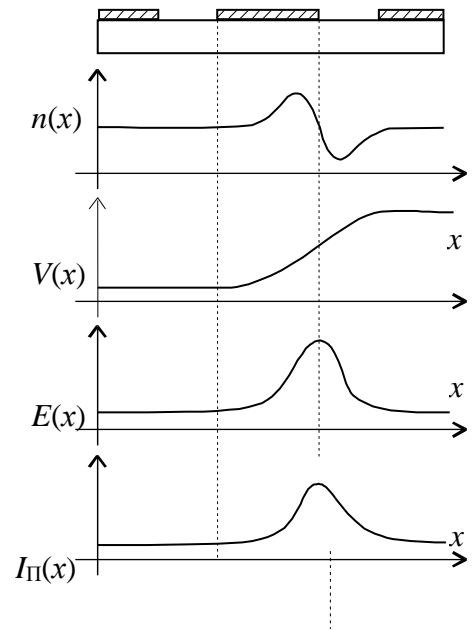


Рис. 4.3. Розподіл концентрації, потенціалу, напруженості електричного поля і струму підкладинки

#### 4.4. Схемний опис областей субмікронного ПТШ

«Активна» область транзистора – це область, що характеризується сильними електричними полями (на рис. 4.4 область між точками  $x_1$  і  $x_3$ ). Цю область описують схемними параметрами, пов'язаними із зміною

потенціалів і зарядів у каналі і підкладинці транзистора і релаксаційними процесами за затвором (рис. 4.4). У багатьох джерелах прийнято позначати компоненти схемної моделі польового транзистора Шоттки за початковими латинськими літерами електродів (англ.): витік – «source», затвор – «gate», стік – «drain».

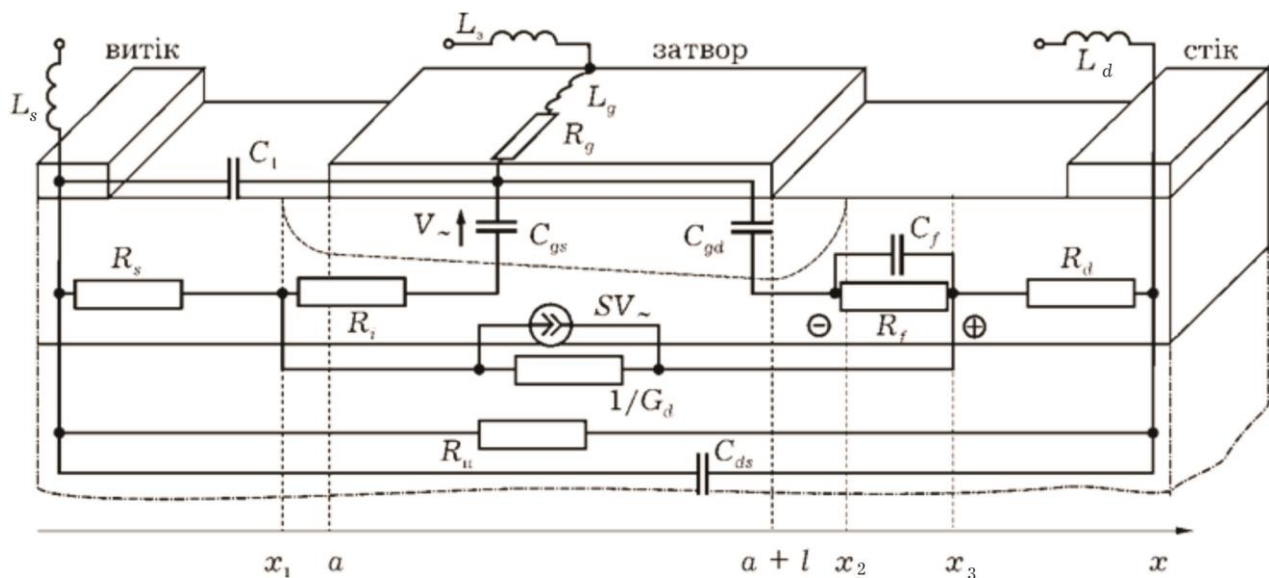


Рис. 4.4. Схемне представлення областей субмікронного ПТШ

На наведеній схемі  $L_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$  – індуктивності контактів витіку, затвору і стоку відповідно;  $SV_{\sim}$  – залежне джерело, кероване напругою  $V_{\sim}$  на вхідній ємності  $C_{gs}$ ;  $R_i$  – опір відкритої частини каналу;  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  – вхідна, прохідна, вихідна ємності (вхідна  $C_{gs}$  і прохідна  $C_{gd}$  ємності включені послідовно, відповідно, з резистором  $R_i$  і колом  $R_f$ ,  $C_f$ , що описують домен сильного електричного поля);  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$  – опори омичних контактів затвору, витіку, стоку, відповідно;  $G_d$  – провідність каналу,  $G_{\Pi} = 1/R_{\Pi}$  – провідність підкладинки. Малосигнальними параметрами є  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $R_f$ ,  $C_f$ ,  $G_d$ ,  $G_{\Pi}$ .

## 4.5. Розрахунок малосигнальних крутизни і вихідної провідності

Малосигнальні параметри можуть бути розраховані за результатами квазідвовимірного моделювання за відомими значеннями потенціалів, струмів і зарядів у різних областях транзистора (рис. 4.5). Для аналізу використовуються малосигнальні значення, пов'язані з краями затвора відповідно витoku і стоку.

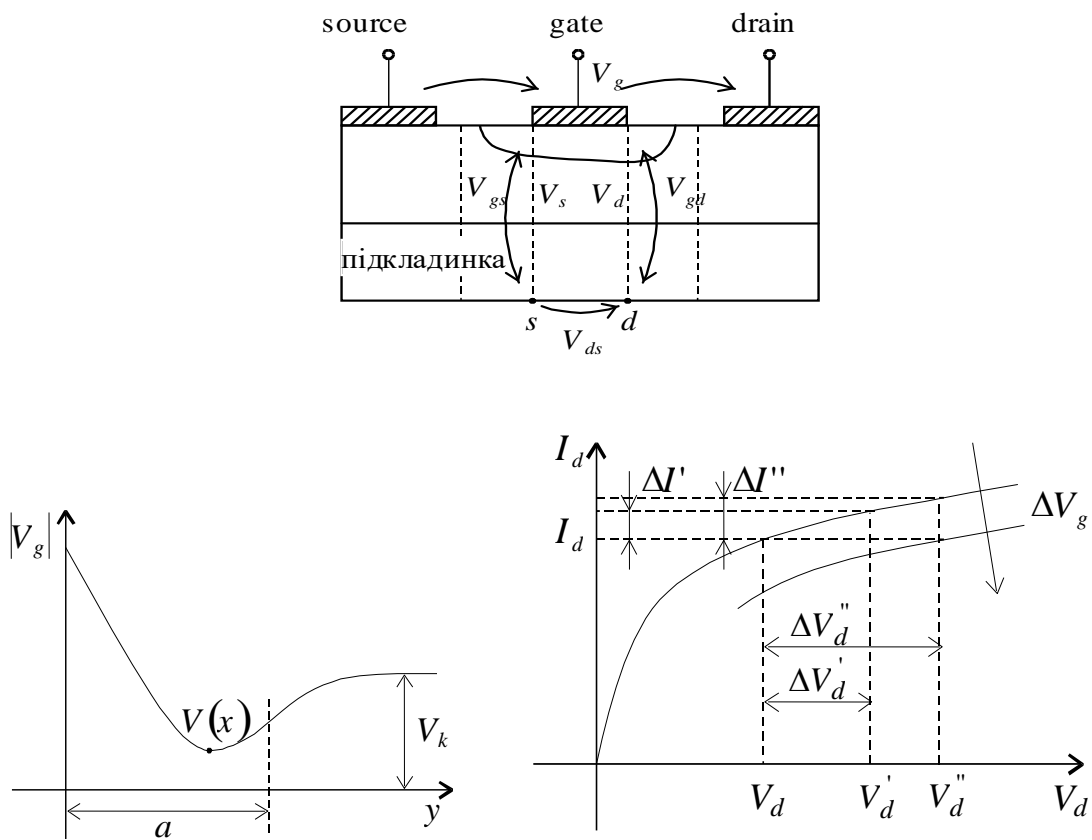


Рис. 4.5. До розрахунку приростів потенціалів і струму

Формула для повного диференціала струму стоку може бути записана у вигляді

$$dI(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{\partial I}{\partial V_{gs}} dV_{gs} + \frac{\partial I}{\partial V_{ds}} dV_{ds} = S_0 dV_{gs} + G_d dV_{ds}.$$

Переходячи від диференціалів до скінченних приростів  $dV_{gs} \rightarrow \Delta V_{gs}$ ,  $dV_{ds} \rightarrow \Delta V_{ds}$  необхідно, даючи прирости  $\Delta I$  і  $\Delta V_g$ , стежити за зміною напруги  $V_{ds}$  з урахуванням  $V_{gs} = V_g - V_s$  і  $V_{gd} = V_g - V_d$ .

Перепишемо вихідне рівняння у скінченних різницях:

$$\Delta V_{ds} = \frac{\Delta I}{G_d} - M \Delta V_{gs},$$

де  $M = \frac{S_0}{G_d}$  або  $\Delta I = S_0 \Delta V_{gs} + \Delta V_{ds} G_d$ .

Зміна струму стоку на величину  $\Delta I$  при постійному потенціалі затвора викличе зміну потенціалів у точках  $s$  і  $d$  так, що  $V'_{gs} = V_g - V'_s$ ;  $V'_{gd} = V_g - V'_d$ . З приведенного вище рівняння отримаємо

$$V'_{ds} - V_{ds} = M(V'_s - V_s) + \Delta I / G_d.$$

Даючи приріст  $\Delta V_g$  за умови постійного струму стоку ( $\Delta I = 0$ ), отримаємо

$$V''_{ds} - V_{ds} = M(V''_s - V_s - \Delta V_g).$$

Для знаходження параметрів  $S_0$  і  $G_d$  необхідно спільно розв'язати наведені вище рівняння. Динамічна крутизна  $S$ , що є параметром схемної моделі, повинна враховувати запізнювання фази зміни струму внаслідок скінченного часу прольоту електронів у каналі:

$$\tau = \sum_{i=1}^n (\Delta x / v_i),$$

а також ту обставину, що напруга джерела напруги, що безпосередньо управляє,  $V_{\sim}$  є лише частиною вхідної напруги на компонентах  $R_i C_{gs}$ .

Тому

$$S = \frac{S_0 e^{-i\omega \tau}}{1 + i\omega R_i C_{gs}},$$

де  $R_i$  – опір відкритої частини каналу. Динамічна крутизна може бути також розрахована за формулою

$$S = S_0 \frac{\sin(\omega\tau / 2)}{\omega\tau / 2} e^{-j(\omega\tau / 2)}.$$

Саме це комплексне значення крутизни враховується у матриці провідності схемної моделі ПТШ.

#### 4.6. Розрахунок малосигнальних вхідної і прохідної ємностей, параметрів домену

Розглянемо структуру транзистора з опорними точками для розрахунку потенціалів як показано на рис. 4.6.

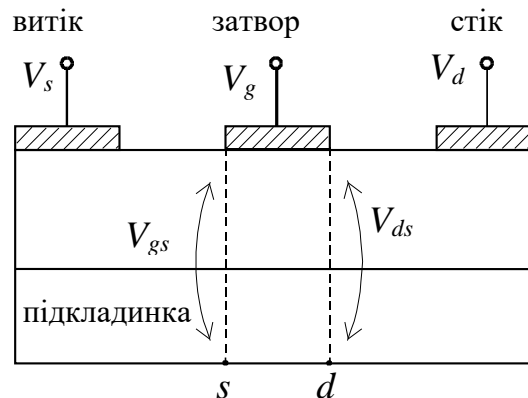


Рис. 4.6. До визначення приростів потенціалів

Оскільки весь заряд іонізованих донорів у збідненій області залежить від потенціалів затвора  $V_g$  і стоку  $V_d$ , то

$$dQ = \frac{\partial Q}{\partial V_d} d(V_g - V_d) + \frac{\partial Q}{\partial V_g} dV_{gs} = C_{gd} d(V_g - V_d) + C_{gs} dV_{gs}.$$

З рівняння для повного заряду можна отримати два рівняння, які відповідають приростам струму  $\Delta I$  і вхідної напруги  $\Delta V_g$ :

$$\Delta Q' = C_{gd} \Delta V'_{gd} + C_{gs} \Delta V'_{gs}, \quad \Delta Q'' = C_{gd} \Delta V''_{gd} + C_{gs} \Delta V''_{gs}.$$

Застосовуючи підхід, аналогічний описаному при визначенні  $S_0$  і  $G_d$  для ємностей  $C_{gs}$  і  $C_{gd}$ , отримаємо

$$\begin{cases} \Delta Q' = C_{gs} \Delta V'_s + C_{gd} \Delta V'_d \\ \Delta Q'' = C_{gs} (\Delta V''_s - \Delta V_g) - C_{gd} (\Delta V_d - \Delta V''_d) \end{cases}$$

Тут введено наступні позначення: для приросту струму стоку  $\Delta I$  зміни потенціалів мають вигляд

$$\begin{cases} \Delta V'_{gd} = (V_g - V'_d) - (V_g - V_d) = V_d - V'_d \\ \Delta V'_{gs} = (V_g - V'_s) - (V_g - V_s) = V_s - V'_s \end{cases}$$

а для приросту напруги  $\Delta V_g$ , відповідно

$$\begin{cases} \Delta V''_{gd} = (V_g - V''_d) - (V_g + \Delta V_g - V_d) = V_d - V''_d - \Delta V_g \\ \Delta V''_{gs} = (V_g - V''_s) - (V_g + \Delta V_g - V_s) = V_s - V''_s - \Delta V_g \end{cases}$$

Опір області сильного поля (домену)  $R_d$  і ємності  $C_d$  визначають через зміну заряду  $\Delta Q_d$  і зміну падіння напруги на області домену  $\Delta V_d$ , які виникають при зміні струму стоку на величину  $\Delta I_d$  при постійній напрузі затвора:

$$R_d = \Delta V_d / \Delta I_d; \quad C_d = \Delta Q_d / \Delta V_d.$$

Методику розрахунку відповідних приростів заряду і потенціалів ілюструють рис. 4.7 і 4.8.

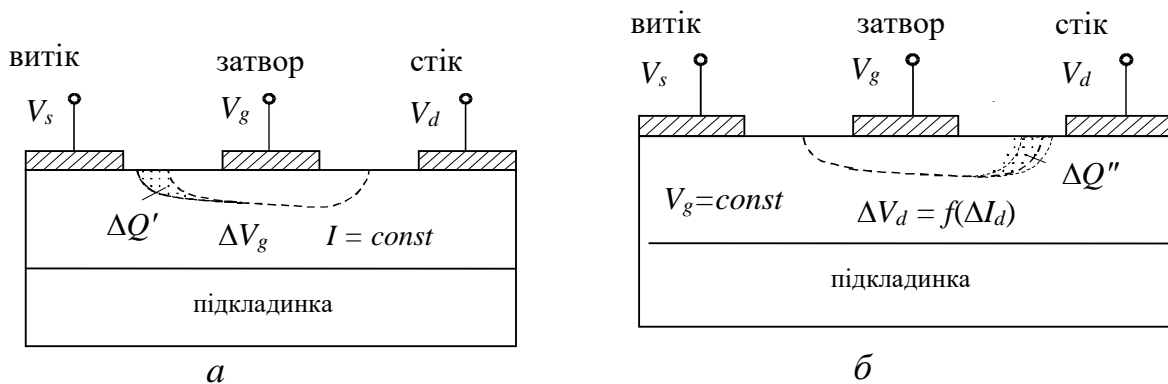


Рис. 4.7. Приріст заряду для визначення ємностей: *a* –вхідної ємності  $C_{gs}$ ; *б* – для прохідної ємності  $C_{gd}$

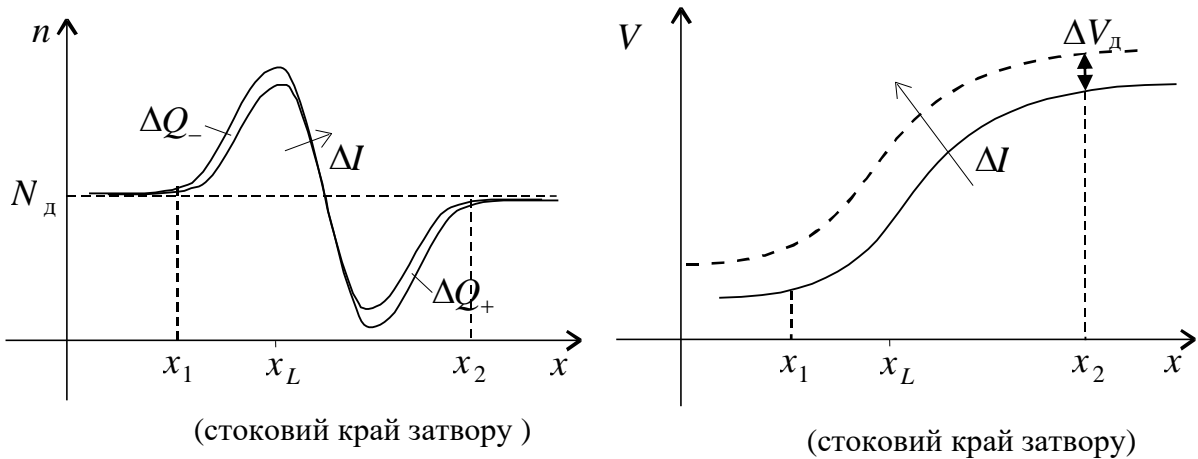


Рис. 4.8. До визначення параметрів домену сильного електричного поля

Приріст потенціалу в області домену визначається за формулою

$$V_d'' = V_d' + \Delta V_d ,$$

де  $\Delta V_d$  позначено падіння напруги на області домену.

## 4.7. Особливості конструкції ПТШ

Конструкціями субмікронних ПТШ, які застосовуються у малошумлячих підсилювачах (МШП), зазвичай, є симетричні двосекційні структури. У даний час існує безліч конструкцій ПТШ, проте як базові структури можуть розглядатися структури, наведені на рис. 4.9.

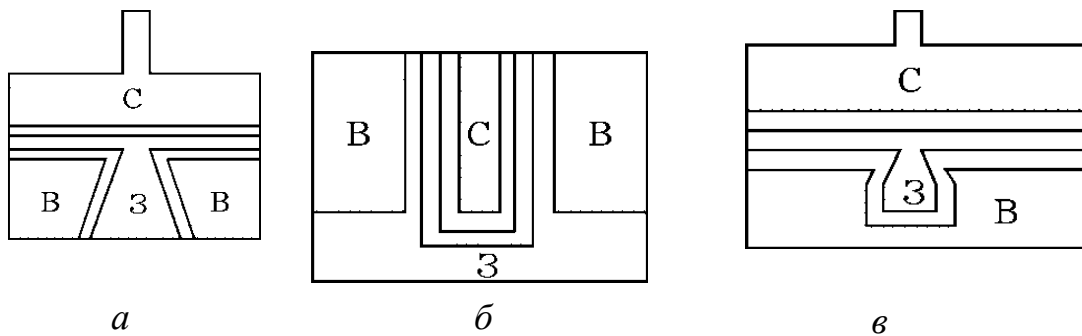


Рис.4.9. Варіанти конструкцій малошумлячих транзисторів:  
*a* – Hewlett Packard HP (США); *б* – Siemens (ФРН); *в* – NEC (Японія)

Застосування тієї або іншої конструкції пов'язане з вибором елементів і кіл, які виконують функції з'єднання і узгодження. Це можуть бути як кола із зосередженими компонентами, так і відрізки ліній передачі. Конкретний тип конструкції транзистора пов'язаний з типом підсилювачів – це можуть бути, наприклад, малопотужні МШП і підсилювачі потужності. У потужних перетворювачах використовуються багатосекційні транзисторні структури і кола на відрізках ліній передачі для узгодження. При розрахунку багатосекційних ПТШ і результуючої матриці провідності необхідно підсумовувати  $Y$ -матриці окремих секцій, оскільки у такій структурі транзисторні секції включені паралельно – збільшення потужності досягається як результат підсумовування струмів при порівняно невеликій напрузі.

Потужний ПТШ наведено на рис. 4.10. Він становить багатосекційну структуру (не показано шар діелектрика, зазвичай, це оксид кремнію, який розділяє затвор і витік поза активною областю).

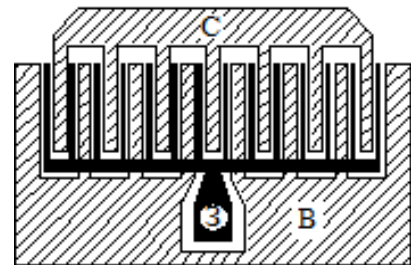


Рис. 4.10. Конструкція потужного ПТШ

#### 4.8. Розрахунок паразитних параметрів субмікронного ПТШ

Зазвичай, металізація затвору описується комплексним опором  $Z_g = R_g + j\omega L_g$ , де  $R_g = \rho_m W \lambda \cdot 3L$ ;  $\rho_m$  – питомий опір металізації затвора;  $\delta_1$  – товщина шару металізації.

Для алюмінієвого затвору з врахуванням скін-ефекту опір металізації визначиться по формулі

$$R_g = \frac{\left[ \frac{17W_{\Pi}}{\delta_m L} + 1,3W_{\Pi} \left( \frac{f}{\delta_m L} \right)^{1/2} \right]}{W_{об}},$$

де  $f$  – частота, ГГц;  $L$  – довжина затвору, мкм;  $W_{\text{п}}$  – ширина однієї секції затвору;  $W_{\text{об}}$  – загальна ширина затвору;  $\delta_s$  – глибина скін-шару, розраховується за формулою  $\delta_s = \sqrt{2\rho/\omega\mu_{\text{п}}}$ ;  $\mu_{\text{п}}$  – магнітна проникність на частоті  $\omega$ . Для алюмінієвого затвору глибина скін-шару складає 1,4...1,9 мкм на частоті 2 ГГц.

Опір омичних контактів стоку і витоку визначимо по формулах

$$R_s = \frac{L_{\text{вз}}}{eN_{\text{д}} \mu_{\text{к}} (a - a_0)W}; \quad R_d = \frac{L_{\text{зс}}}{eN_{\text{д}} \mu_{\text{к}} (a - a_0)W},$$

де  $a_0$  – висота шару збіднення внаслідок поверхневих станів на вільних границях структури транзистора,  $\mu_{\text{к}}$  – рухливість носіїв каналу,  $L_{\text{вз}}$  – відстань витік-затвор;  $L_{\text{зс}}$  – відстань затвор-стік.

Вихідна ємність транзистора може бути визначена як

$$C_{ds} = \varepsilon_0 (\varepsilon_r + 1)W K(k')/K(k),$$

де  $K$  – повний еліптичний інтеграл першого роду, відносна діелектрична проникність арсеніду галію  $\varepsilon_r = 12,9$ . Додаткова функція  $K'$  може бути розрахована за формулами

$$K'(k) = K(k'); \quad k' = \sqrt{1 - k^2}; \quad k = \text{th}(\pi L/2b),$$

де  $b$  – величина зазору конденсатора, утвореного областями витоку і стоку;  $L = L_{\text{с}} = L_{\text{в}}$  – довжини контактних областей витоку і стоку;

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{для } 0 \leq k \leq 0,7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & \text{для } 0,7 \leq k \leq 1 \end{cases}.$$

Повний опір виводів, наприклад, із золота, з врахуванням скін-ефекту може бути оцінено за формулою

$$Z_{\text{вив}} = 3,1 \cdot 10^{-5} \sqrt{f} \frac{l}{2r} (1+i),$$

де  $f$  – частота, ГГц;  $l$  – довжина виводів;  $r$  – радіус поперечного перетину.

#### 4.9. Лінії передачі ІС НВЧ

Найчастіше в інтегральних схемах НВЧ використовуються мікросмужкові (МСЛ), щілинні (ЩЛ) і компланарні лінії (КЛ) передачі (рис. 4.11).

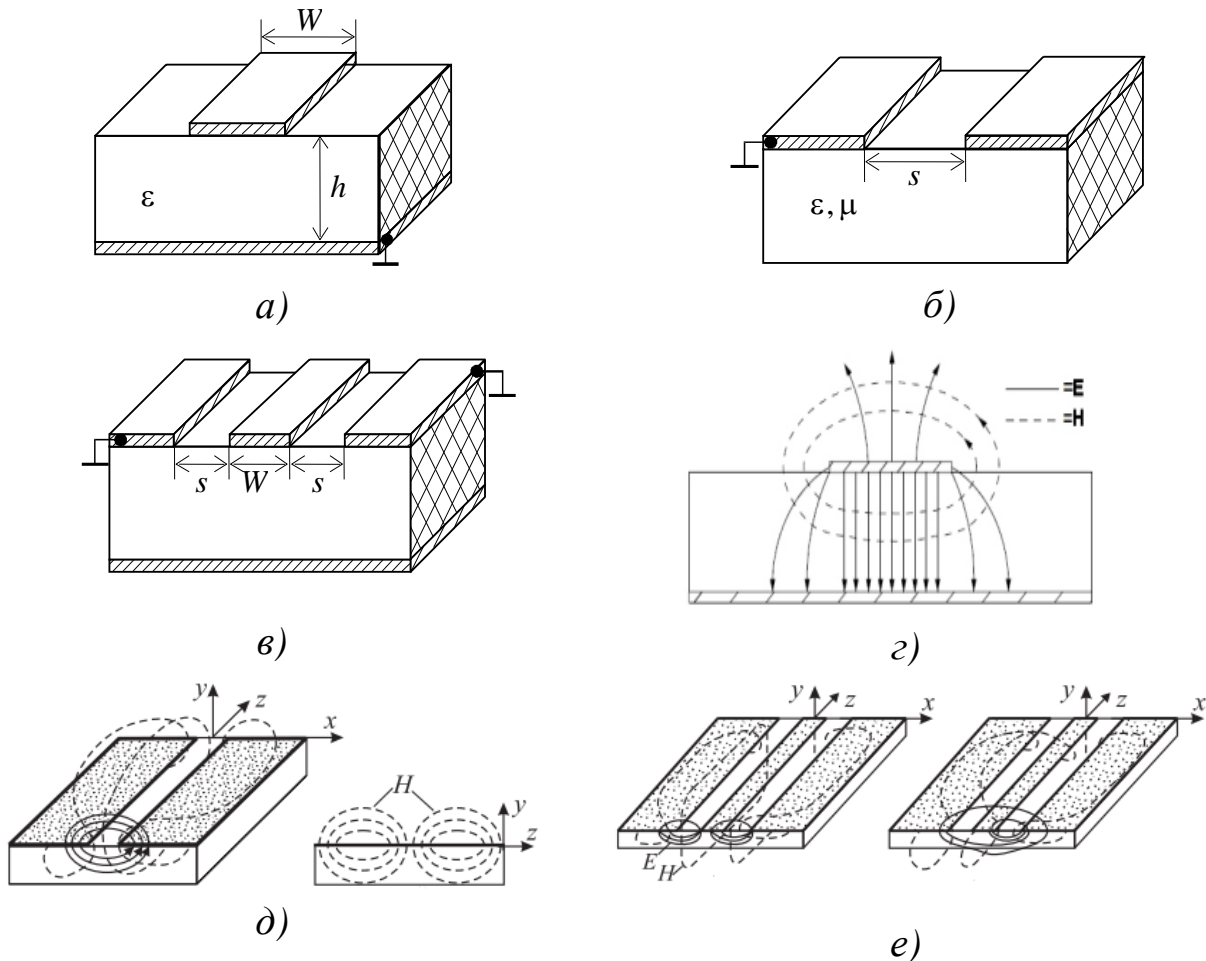


Рис. 4.11. Лінії передачі інтегральних схем НВЧ: а – МСЛ; б – ЩЛ; в – КЛ, г, д, е – структура полів  $E$  і  $H$  у МСЛ, ЩЛ та КЛ відповідно

Зазвичай, при аналізі МСЛ використовується наближення *ТЕМ*-хвилі, а ЩЛ і КЛ – *H*-хвилі. Крім того, для ліній використовується поняття ефективної діелектричної проникності ( $\epsilon_{\text{еф}}$ ), оскільки діелектрик заповнює лінію не повністю.

При цьому хвильовий опір, фазову швидкість і фазову постійну визначають за формулами

$$Z'_{\text{XB}} = \frac{Z_{\text{XB}}}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}}; \quad v_{\text{ф}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}}; \quad \beta = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}}{c}.$$

Крім того, у металі і діелектрику необхідно враховувати втрати на випромінювання, оскільки дані лінії є відкритими хвилеводами:  $\alpha = \alpha_{\text{м}} + \alpha_{\text{д/е}} + \alpha_{\text{в}}$ . На практиці, якщо  $\epsilon \geq 10$ ,  $\alpha_{\text{в}}$  можна нехтувати. Якщо підкладинка напівпровідникова, як це має місце у монолітних інтегральних схемах (МІС), то втрати у підкладинці стають помітними.

Проводячи порівняльний аналіз ліній слід зауважити, що ЩЛ і КЛ зручні для підключення активних елементів і утворення невзаємних пристроїв і, на відміну від МСЛ, мають більші значення  $Z_{\text{XB}}$ . У ЩЛ і КЛ дисперсійні властивості виражені сильніше, при цьому дисперсійні властивості ліній виражаються тим сильніше, чим більше  $\epsilon$  підкладинки. У МСЛ лінія заземлення перебуває на зворотному боці інтегральної схеми, що ускладнює (технологічно) заземлення елементів і активних приладів, проте відсутність у ЩЛ і КЛ на зворотному боці металізації погіршує відведення тепла (у потужних ІС переважно використовується МСЛ). У ЩЛ і КЛ заземлююча пластина перебуває на верхній поверхні ІС і збільшує її площу.

До переваг смужкових ліній передачі слід віднести широкий діапазон робочих частот, малу масу і габарити, а також можливості використання планарної технології монтажу, що дозволяє автоматизувати технологічний процес виготовлення.

*Лінії передачі на напівпровідникових підкладинках* (рис. 4.12) технологічно вигідні при виготовленні МІС. Попри на те, що згасання і

дисперсія у таких лініях більші, вони мають ширші функціональні можливості. Наприклад такі, як трансформація хвильового опору або використання як атенуаторів з електронним управлінням.

Мікросмужкова лінія передачі на напівпровідниковій підкладинці і сигнальна металева пластина утворюють з підкладинкою бар'єр Шотткі, що призводить до виникнення області збіднення (рис. 4.12).

Подаючи на сигнальну пластину відповідний потенціал можна змінювати розміри області просторового заряду. Це дозволяє реалізувати вже згадані елементи з електронним управлінням.



Рис. 4.12. Компланарна лінія передачі на напівпровідниковій підкладинці

Схемотехнічний аналіз ліній передачі ІС НВЧ полягає в оцінці коефіцієнтів втрат  $\alpha_m, \alpha_d, \alpha_v$  по  $\epsilon_r, \sigma, \mu, \text{tg} \delta$  і розрахунку погонних параметрів і сталої поширення. Потім розраховуються хвильовий опір і [A]-матриця передачі

$$\begin{bmatrix} \text{ch } \gamma l & Z_{\text{XB}} \text{ sh } \gamma l \\ \text{sh } \gamma l / Z_{\text{XB}} & \text{ch } \gamma l \end{bmatrix}.$$

Якщо підкладинка діелектрична і можна прийняти наближення про «нульову» товщину металевої смужки, то параметри МСЛ можуть бути розраховані за формулами:

для  $W/h < 1$  
$$Z_{\text{XB}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} \ln \left[ \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right],$$

де 
$$\epsilon_{\text{ef}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} + 0,041 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right];$$

для  $W/h \geq 1$  
$$Z_{\text{XB}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} \frac{1}{W/h + 1,4 + 0,7 \ln(W/h + 1,4)},$$

де 
$$\epsilon_{\text{ef}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2}.$$

Даний спрощений аналіз для багат шарових ІС дає великі розбіжності і для детального аналізу застосовуються більш складні електродинамічні методи розрахунку.

#### 4.10. Індуктивні елементи ІС НВЧ

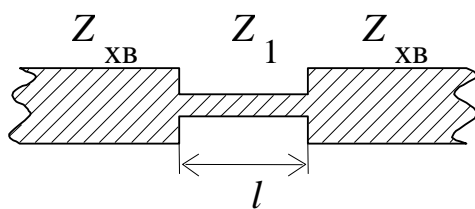
Послідовний індуктивний елемент може бути представлений як короткозамкнений відрізок лінії передачі. Вхідний опір короткого короткозамкненого відрізка лінії визначається відповідно до раніше отриманого співвідношення

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{хв}} \gamma l = (R_0 + j\omega L_0) l$$

і має або резистивний, або індуктивний характер, залежно від співвідношення доданків, причому другий доданок переважає на НВЧ.

На відміну від відрізків ліній передачі діелектрик для зосереджених елементів є підкладкою і ізолятором. Найбільш типові послідовні індуктивні елементи можуть бути представлені такими конструкціями.

1. «Балочний» індуктивний елемент (рис. 4.13).



*a*

$$Z_1 \gg Z_{\text{XB}}; l < \frac{\lambda_{\text{XB}}}{8};$$

$$L \approx Z_1 l \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} / c; Z_1 \approx (1 + j) \sqrt{\pi f \mu / \sigma}.$$

*б*

Рис. 4.13. Балочний індуктивний елемент:

*a* – схема; *б* – формули розрахунку

Звуження сигнальної смужки МСЛ призводить до зростання індуктивної складової опору.

## 2. Кільцевий індуктивний елемент (рис. 4.14).

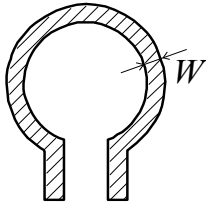


Рис. 4.14. Кільцевий індуктивний елемент

Значення індуктивності у наведених нижче конструкціях визначається геометричними розмірами, а також параметрами металізації і підкладинки. При збільшенні довжини кола кільця індуктивність збільшується, а із збільшенням ширини кільця зменшується.

## 3. Меандровий індуктивний елемент (рис. 4.15).

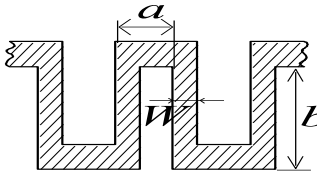


Рис. 4.15. Меандровий індуктивний елемент

Збільшення розмірів  $a$  і  $b$ , а також кількості секцій меандру призводить до зростання індуктивності. Чим ширша смужка металізації меандру, тим індуктивність менша.

## 4. Спіральний круглий індуктивний елемент (рис. 4.16).

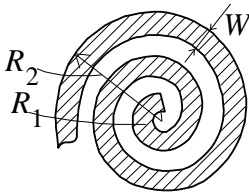


Рис. 4.16. Спіральний круглий індуктивний елемент

Значення індуктивності визначається радіусами внутрішньої і зовнішньої спіralі, а також кількістю витків. З'єднання внутрішнього виводу спірального елемента з іншими компонентами ІС вимагає попереднього нанесення шару ізолятора.

## 5. Спіральний квадратний індуктивний елемент (рис. 4.17).

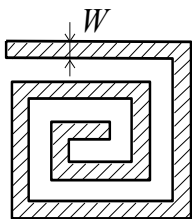


Рис. 4.17. Спіральний квадратний індуктивний елемент

Зменшення зазору між витками спіralі дозволяє створити компактнішу структуру і збільшити кількість витків на тій же площі, проте це призводить до зростання паразитної міжвиткової ємності.

Слід підкреслити, що всі геометричні розміри зосереджених індуктивних елементів мають бути суттєво меншими за  $\lambda_{\text{хв}}$ .

Розглянуті конструкції індуктивних елементів для схемотехнічного аналізу можуть бути представлені схемними моделями – балочні, у вигляді кільця і меандрові елементи – схемною моделлю рис. 4.18.

Схемна модель спіральних елементів показана на рис. 4.19.

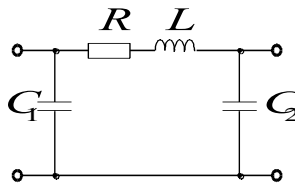


Рис. 4.18. Схемна модель для балочного, кільцевого і меандрового елемента

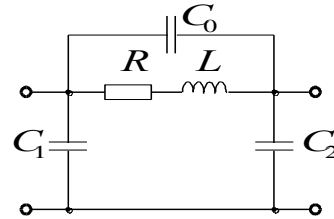


Рис. 4.19. Схемна модель спіральних індуктивних елементів

Тут паралельні ємності  $C_1$  і  $C_2$  обумовлені контактами (неоднорідностями) елементів з лініями передачі на вході і на виході,  $R$  – з опором металізації, а  $C_0$  – з сумарною «міжвитковою» ємністю спіралі. Великі значення індуктивностей дозволяють отримувати спіральні елементи, проте вони мають істотний технологічний недолік, пов'язаний з підключенням до лінії внутрішнього контакту спіралі (необхідно напилювати додатковий шар ізолятора). Велика напруга пробоя і, відповідно, великі значення розсіюваної потужності властиві першим трьом конструкціям індуктивних елементів.

Паралельний індуктивний елемент може бути реалізований у вигляді короткозамкненого шлейфу, при цьому його довжина не повинна перевищувати чверті довжини хвилі.

Матриця провідності короткозамкненого паралельного шлейфу за відсутності втрат показана на рис. 4.20.

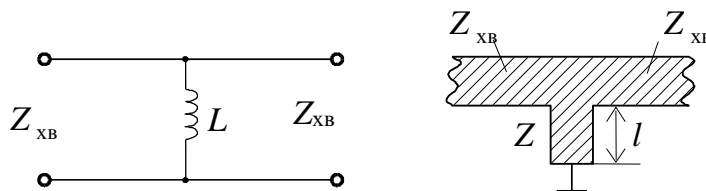


Рис. 4.20. Паралельний індуктивний елемент у вигляді короткозамкненого шлейфу

Матриця передачі зазначеного індуктивного елемента може бути записана у вигляді

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \operatorname{tg} \beta l}{2} & 1 \end{bmatrix}.$$

Довжина шлейфа такого елемента вибирається, зазвичай, меншою  $\lambda_{\text{ХВ}}/4$ .

#### 4.11. Ємнісні елементи ІС НВЧ

Паралельний ємнісний елемент може бути реалізований у вигляді відрізка лінії. Оскільки вхідний опір розімкненої лінії передачі  $Z_{\text{ВХ}} = Z_{\text{ХВ}} \operatorname{ch} \gamma l / \operatorname{sh} \gamma l$ , то для короткої ( $\gamma l \ll 1$ ) розімкненої лінії передачі справедливо

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{Z_{\text{ХВ}}}{\gamma l} = \frac{1}{l(G_0 + j\omega C_0)} = \frac{1}{l} \frac{G_0 - j\omega C_0}{G_0^2 + \omega^2 C_0^2}.$$

На НВЧ другий доданок істотно перевищує омичний опір і вхідний опір є чисто ємнісним опором.

Послідовні ємнісні елементи можуть бути представлені наступними конструкціями.

1. Розрив мікросмушкової лінії передачі і його схемна модель (паразитний резистивний елемент пов'язаний з неідеальністю діелектрика підкладинки) (рис. 4.21, 4.22).



Рис. 4.21. Послідовний ємнісний елемент у вигляді розриву лінії і його схемна модель

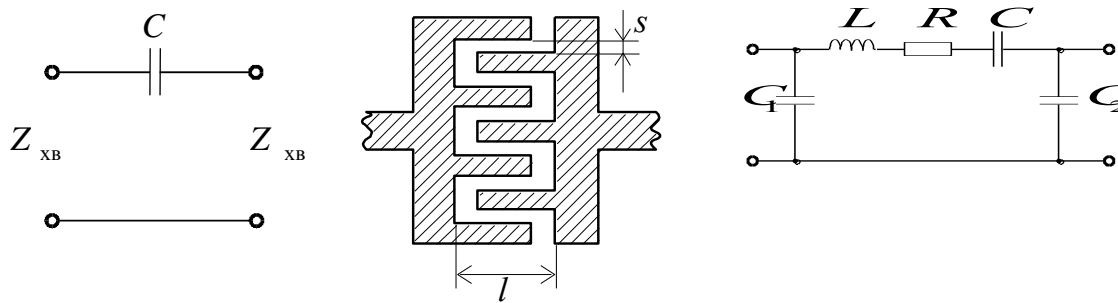


Рис. 4.22. Послідовний конденсатор на зустрічних штирях і його схемна модель

Тут ємності  $C_1$  і  $C_2$  обумовлені контактами ємнісного елемента з лінією передачі, а індуктивність  $L$  і резистор  $R$  описують, відповідно, реактивні і омичні властивості штирів структури.

2. Аналогічна структура на зустрічних штирях може бути застосована для створення паралельного ємнісного елемента (рис. 4.23).

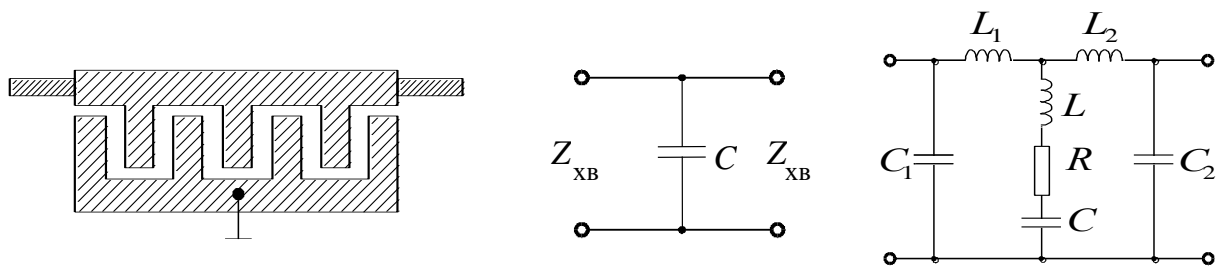


Рис. 4.23. Паралельний конденсатор на зустрічних штирях і його схемна модель

Паразитні індуктивності  $L_1$  і  $L_2$  обумовлені контактами і неоднорідностями на вході і на виході елемента.

3. Плоский (планарний) послідовний ємнісний елемент може бути представлений такою конструкцією (рис. 4.24).

Дана структура може бути описана схемною моделлю, аналогічною послідовному ємнісному елементу на зустрічних штирях. Ємнісні елементи з «бічним зв'язком» (штирьові, щілинні) мають менші значення ємності і добротності порівняно з елементами з «лицьовим зв'язком» (плоский елемент), але більш технологічні. Збільшення ємності

штирьових структур досягається збільшенням числа секцій (широких і коротких штирів для зменшення паразитної індуктивності).

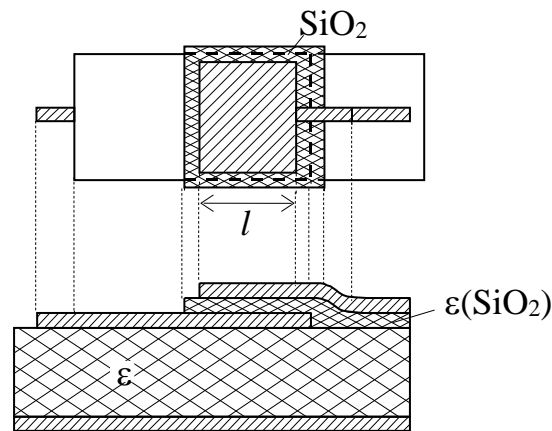


Рис. 4.24. Конструкція планарного конденсатора

4. Електрично керовані ємнісні елементи (варікапи) можуть бути реалізовані на зворотно зміщеному діоді Шоттки і використовуються, наприклад, для управління частотою генераторів і коливальних контурів. Для збільшення сумарної ємності варікапи можуть мати зустрічно-штирьову структуру анода і катода.

## 4.12. Резистивні елементи ІС НВЧ

Плівкові резистори використовують як опори навантаження, у колах дільників, управління і живлення. Основні параметри резистивних елементів:  $R_S$  – поверхневий опір, температурний коефіцієнт питомого опору (ТКО), тепловий опір, максимально допустима розсіювана потужність. Для виготовлення плівкових резисторів використовують метали, напівпровідники, кермети (сполуки кераміки і металів, наприклад, Cr і SiO). Для виготовлення напівпровідникових резисторів використовується той же шар, що і для каналів ПТШ, але такі резистори мають такі недоліки: нелінійні вольтамперні характеристики, обумовлені нестационарними ефектами у сильних полях, а також позитивний ТКО.

Опір плівкових резистивних елементів, окрім електрофізичних параметрів, залежить від  $n=l/w$  – коефіцієнта форми. Як приклад використання плівкових резисторів може бути наведена така конструкція (рис. 4.25). У ній паралельний резистор реалізований через підключення до заземлюючої пластини через короткозамкнений шлейф.

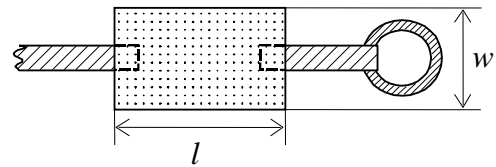


Рис. 4.25. Паралельний резистор з короткозамкненим шлейфом

Приклади використання резисторів з чвертьхвильовими розімкненими шлейфами показані на рис. 4.26.

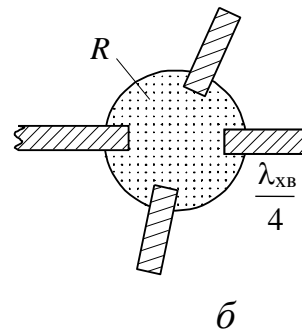
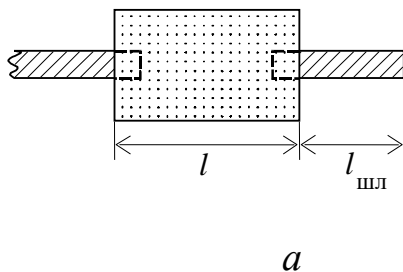


Рис. 4.26. Резистор з розімкненим шлейфом: *a* – одним; *б* – декількома

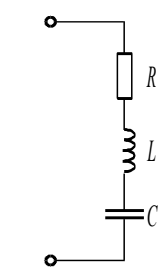


Рис. 4.27. Схемна модель резистора з розімкненим шлейфом

Такі структури використовуються як навантаження для узгодження на одній (*a*) або декількох (*б*) частотах. При цьому довжина шлейфу  $l_{\text{шл}} \approx \lambda_{\text{хв}}/4$ .

Схемна модель подібної структури з одним розімкненим шлейфом представлена на рис. 4.27.

При великих рівнях потужності використовують розподілені резистори у вигляді меандрових або спіральних структур, подібних до індуктивних елементів, проте, замість шару металізації використовують матеріали плівкових резисторів.

### 4.13. Неоднорідності в ІС НВЧ

На НВЧ необхідно враховувати неоднорідності інтегральних схем, до найбільш типових з яких можна віднести вигини лінії передачі, «стрибки» хвильового опору, розімкнені лінії і замкнуті лінії,  $T$ -з'єднання, перетин ліній, зазори у лінії і ін.

Прямокутний вигин лінії може бути представлений у відповідних перетинах схемною моделлю (рис. 4.28).

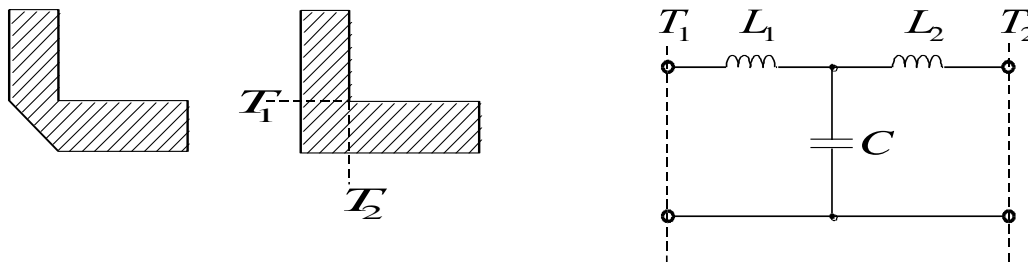


Рис. 4.28. Вигин лінії і його схемна модель

Тут паралельна ємність обумовлена накопиченням електричного заряду, а послідовна індуктивність – спотворенням магнітного поля у вигині. Зменшити вплив неоднорідності можна округляючи вигин лінії.

«Стрибок» хвильового опору (наприклад, при з'єднанні двох ліній з різною шириною сигнальної пластини) і його схемна модель наведена на рис. 4.29.



Рис. 4.29. «Стрибок» хвильового опору і його схемна модель

Розімкнені мікросмужкова і щілинна лінії наведені на рис. 4.30. А схемна модель має вигляд (рис. 4.31).

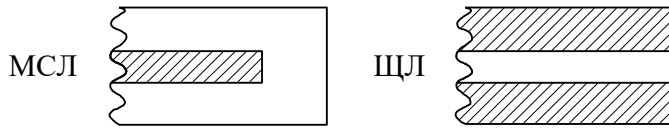


Рис. 4.30. Розімкнені МСЛ і ЩЛ

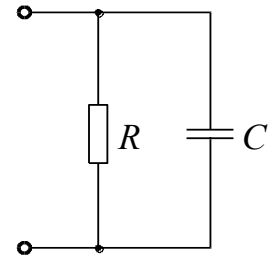


Рис. 4.31. Схемна модель розімкнених МСЛ і ЩЛ

Резистивний елемент схеми обумовлений неідеальністю діелектрика підкладки, а ємнісний – паралельною ємністю, утвореною сигнальним провідником і заземлюючою пластиною. Короткозамкнені МСЛ і ЩЛ наведені на рис. 4.32. А схемна модель має вигляд (рис. 4.33).

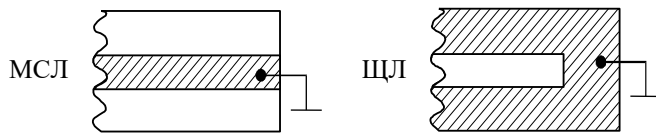


Рис. 4.32. Короткозамкнені МСЛ і ЩЛ

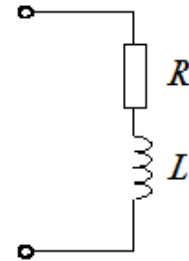


Рис. 4.33. Схемна модель короткозамкнених МСЛ і ЩЛ

Як приклад використання зосереджених ємнісних і індуктивних елементів можна навести такі кола (рис. 4.34 і 4.35):

### 1. Паралельний коливальний контур.

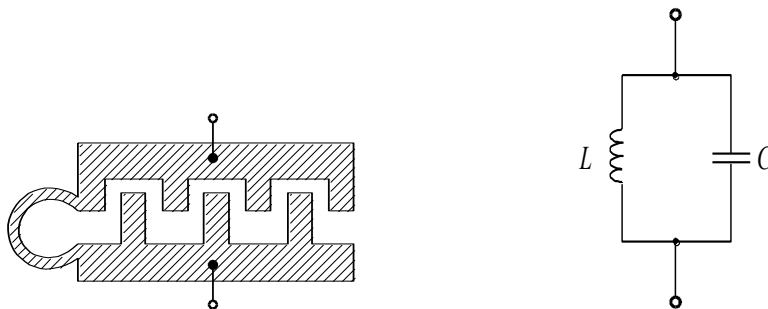


Рис. 4.34. Паралельний коливальний контур і його схемна модель

## 2. Послідовний коливальний контур.



Рис. 4.35. Послідовний коливальний контур і його схемна модель

Усі геометричні розміри у наведених коливальних контурах на зосереджених елементах мають бути значно меншими робочої довжини хвилі.

## 4.14. Резонатори

В ІС НВЧ використовуються інтегральні і об'ємні резонатори. Найчастіше резонатори реалізують як відрізки МСЛ завдовжки  $\lambda_{\text{ХВ}}/4$ ;  $\lambda_{\text{ХВ}}/2$ ;  $\lambda_{\text{ХВ}}$  (рис. 4.36–4.41).

Резонатор у вигляді чверть хвильового короткозамкненого відрізка лінії наведено на рис. 4.36.



Рис. 4.36. Резонатор у вигляді чвертьхвильового короткозамкненого відрізка лінії і його схемна модель

Резонатор у вигляді чвертьхвильового розімкненого відрізка лінії наведено на рис. 4.37.



Рис. 4.37. Резонатор у вигляді чвертьхвильового розімкненого відрізка лінії та його схемна модель

Резонатор з короткозамкненим шлейфом має вищу добротність і менше кінцеве випромінювання порівняно з розімкненим. Технологічним недоліком короткозамкнених резонаторів є необхідність застосування спеціальних короткозамкнених шлейфів.

Як резонатор може використовуватися підключення до лінії послідовного  $LC$ -кола на зосереджених елементах – балочної індуктивності  $Z_2$  і конденсатора  $Z_1$ , утвореного металізацією елементу  $Z_1$  і заземлюючої пластини (рис. 4.38).

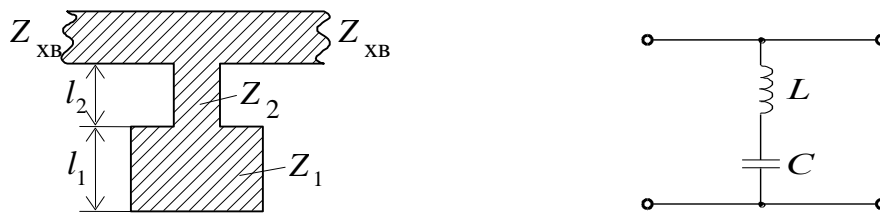


Рис. 4.38. Резонатор у вигляді послідовного  $LC$ -кола і його схемна модель

Коло резонатора може бути утворено також при підключенні до лінії паралельного контуру (рис. 4.39), утвореного розімкненим відрізком лінії  $Z_1$  і короткозамкненим відрізком  $Z_2$  (довжина ліній не повинна перевищувати  $\lambda_{XB}/4$ ).

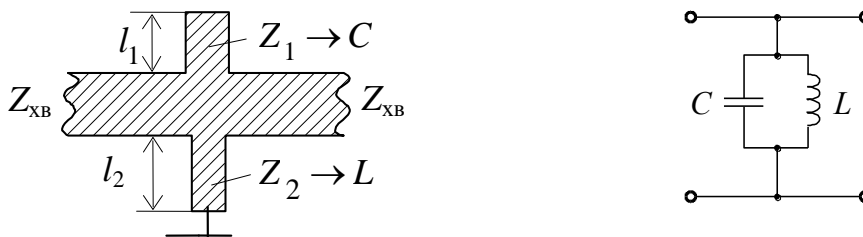


Рис. 4.39. Резонатор у вигляді паралельного  $LC$ -кола

Як інтегральні резонатори можуть використовуватися *кільцеві резонатори* (рис. 4.40) з ємнісним зв'язком (розрив лінії) з лінією передачі на вході і на виході резонатора.

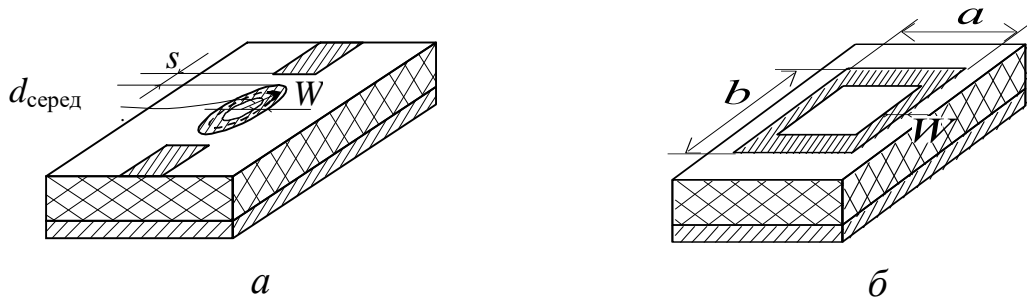


Рис. 4.40. Резонатори у вигляді: *a* – кільця і *б* – прямокутника

У резонаторах у вигляді кільця або прямокутника практично відсутні крайові ефекти. Частота резонансу зв'язана такими співвідношеннями з геометричними параметрами структур:

$$l_{\text{кільця}} = n\lambda_{\text{хв}}; \quad l_{\text{прямокут}} = 2(a+b) = n\lambda_{\text{хв}};$$

$$\lambda_{\text{рез}} = \pi d_{\text{серед}} \sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}; \quad \lambda_{\text{рез}} = l \sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}} / n; \quad a \gg W; \quad b \gg W.$$

Чим ширше кільце, тим більш високі типи коливань можуть виникнути. При ширині кільця більше  $\lambda_{\text{хв}}/2$  у резонаторі виникають вищі типи коливань  $E_{mm0}$  ( $n > 1$ ). Якщо  $W/R \rightarrow 1$ , то кільцевий резонатор перетвориться у дисковий.

Конструкція дискового резонатора показана на рис. 4.41.

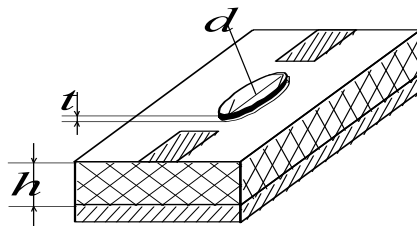


Рис. 4.41. Дисковий резонатор

Чим більший радіус диска, тим більш високі типи коливань виникають. Частоту резонансу можна визначити за формулою

$$\lambda_{\text{рез}} = 2\pi r_{\text{еф}} \sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}} / d_{m,n},$$

де  $r_{\text{еф}} = f(d, h)$  – деяке ефективне значення, залежне від діаметру диска і товщини підкладки, а  $d_{m,n}$  – корені функції Бесселя ( $J_n(x) = 0$ )  $n$ -го порядку.

Зазор  $s$  обирають таким, аби з одного боку не спотворювалося поле резонатора, а з іншого – забезпечувалася необхідна величина зв'язку.

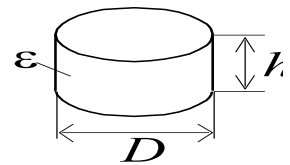


Рис. 4.42. Об'ємний резонатор

Об'ємні резонатори є дисками з діелектрика або фериту (стрижень, сфера, паралелепіпед) (рис. 4.42).

Принцип дії заснований на явищі повного внутрішнього відбиття від границі розділу діелектрик-повітря.

Об'ємні резонатори мають велику діелектричну проникність  $\epsilon \geq 30$  і малий  $\text{tg}\delta \leq 10^{-3}$ . До недоліків таких резонаторів слід віднести необхідність екранування, а також їх чутливість до змін температури. Феритові об'ємні резонатори можуть бути реалізовані із змінною частотою резонансу при зміні поля підмагнічування.

## 4.15. Фільтри ІС НВЧ

Як базові елементи у фільтрах використовують відрізки МСЛ, які, на відміну від прямокутного хвилеводу, не мають нижньої частоти відсічення.

Фільтри низьких частот (ФНЧ) використовують у схемах детекторів, змішувачів, а також у колах живлення. Надвисокочастотні ФНЧ можуть бути реалізовані на розподілених компонентах – відрізках ліній (рис. 4.43).

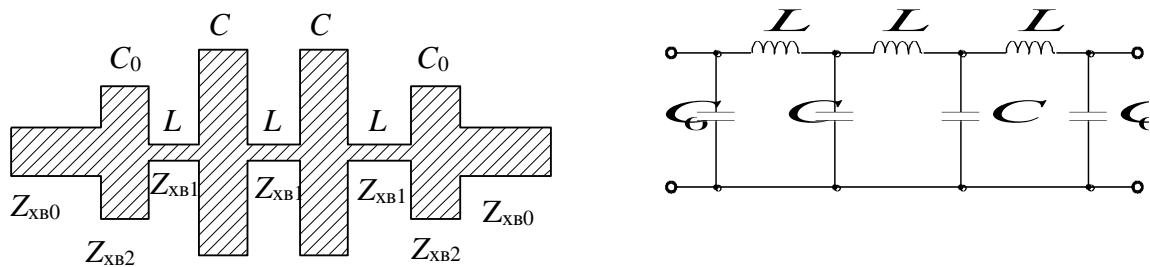


Рис. 4.43. Фільтр низьких частот і його електрична схема

Відрізки лінії з високим хвильовим опором  $Z_{xв1}$  еквівалентні послідовній індуктивності, а розімкнені відрізки, що чергуються з ними, з низьким  $Z_{xв2}$  є паралельними ємностями.

Фільтр низьких частот на зосереджених компонентах показано на рис. 4.44.



Рис. 4.44. Фільтр низьких частот на зосереджених компонентах і його електрична схема

Надвисокочастотні ФВЧ реалізуються на індуктивних елементах у вигляді короткозамкнених відрізків ліній і ємнісних елементах (розриви лінії) (рис. 4.45).

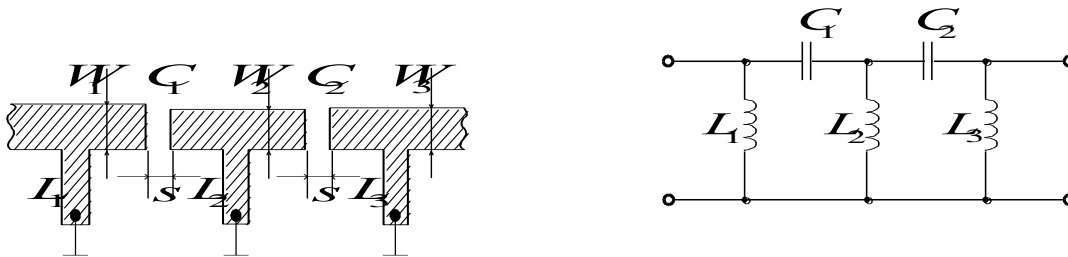


Рис. 4.45. Фільтр НВЧ високих частот і його електрична схема

Смугові фільтри (СФ) НВЧ можуть бути представлені наступними конструкціями. Надвисокочастотні СФ на півхвильовій розімкненій лінії із зазорами показані на рис. 4.46.

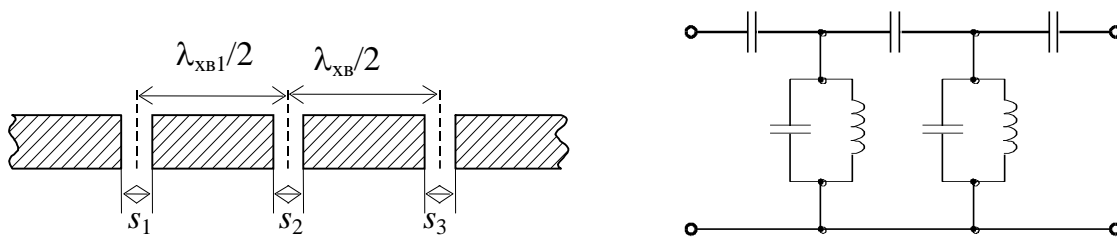


Рис. 4.46. Смуговий фільтр на півхвильових розімкнених лініях і його електрична схема

Дана конструкція надвисокочастотних СФ є мікросмушковими резонаторами з ємнісним зв'язком. Відстань між центрами зазорів дорівнює  $\lambda_{xv}/2$ , а величина зазору визначає смугу пропускання фільтру (чим менший зазор, тим сильніше резонатори зв'язані і ширша смуга пропускання). Кожен з резонаторів має свою резонансну частоту і

результуюча амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) утворюється внаслідок «перекриття» АЧХ окремих резонаторів. Резонансні частоти зв'язаних резонаторів обирають так, щоб забезпечити задані значення смуги пропускання СФ НВЧ і нерівномірності АЧХ. Збільшення кількості резонаторів розширює смугу пропускання. До недоліків СФ НВЧ даної конструкції слід віднести невисокі значення смуги пропускання ( $\Delta f \leq 20\%$ ), а також розміри фільтру.

Компактніша конструкція СФ із зв'язком півхвильових смугових резонаторів через бічні поверхні показана на рис. 4.47.

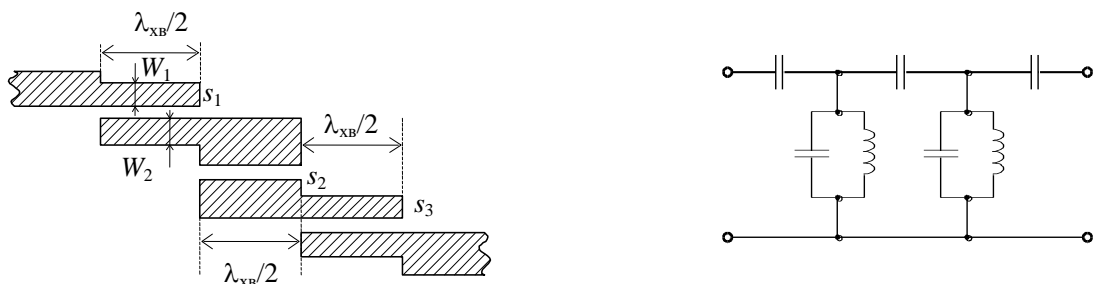


Рис. 4.47. Смуговий фільтр на півхвильових відрізках і його електрична схема

Загальним недоліком СФ на зв'язаних резонаторах є чутливість до допусків на геометричні розміри ( $h$ ,  $S$ ,  $W$ ) і внаслідок цього відхід центральної частоти фільтру (при цьому змінюється і смуга пропускання).

Загасання фільтру в смузі пропускання тим менше, чим вища власна добротність, менше число резонаторів і вища власна добротність резонаторів.

Ще компактніша конструкція надвисокочастотних СФ може бути реалізована на зустрічних короткозамкнених шлейфах (чвертьхвильових резонаторах) (рис. 4.48).

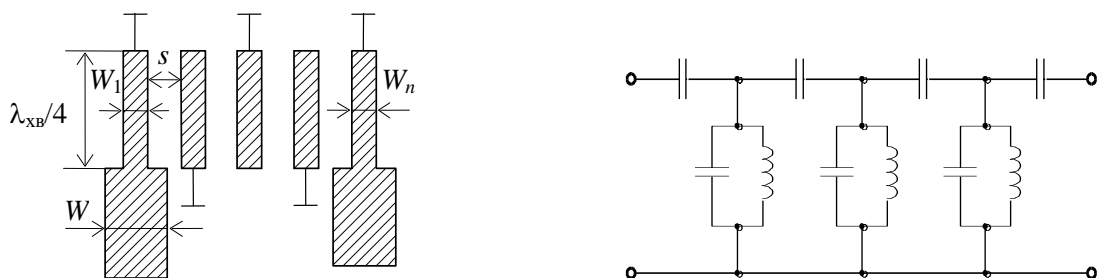


Рис. 4.48. Смуговий фільтр на короткозамкнених шлейфах і його електрична схема

Подібні структури мають малі геометричні розміри і широку смугу пропускання – до 60 %, а також менші втрати на випромінювання. Недоліком конструкції є необхідність забезпечення режиму короткого замикання.

Застосовують також високодобротні (ємність на порядок вища, ніж в планарних) об'ємні діелектричні резонатори, що дозволяє отримувати більш вибіркові частотні характеристики.

Топологія фільтра на послідовно включених дискових резонаторах з ємнісним зв'язком представлена на рис. 4.49.

У діапазоні НВЧ (приблизно до 20 ГГц) використовують також смгові фільтри на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ). При поширенні ПАХ уздовж поверхні кристалічних твердих тіл ці хвилі мають малі втрати. Крім того, ПАХ можуть бути мало дисперсійними.

П'єзоперетворювач з ПАХ показаний на рис. 4.50. Штиркова структура розташовується на поверхні п'єзопідкладки (наприклад, кварцевій). У даній структурі у вхідному колі створюється високочастотне поле, яке внаслідок п'єзоефекту викликає пружні деформації, що поширюються у вигляді ПАХ з малим згасанням.

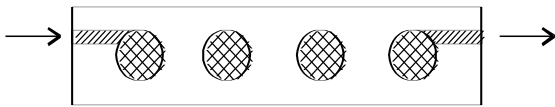


Рис. 4.49. Фільтр на зв'язаних дискових резонаторах

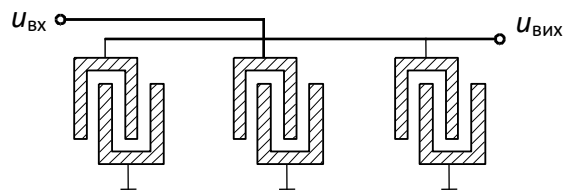


Рис. 4.50. Фільтр на поверхневих акустичних хвилях

У вихідному колі відбувається зворотне перетворення. Частотні властивості (смуга пропускання фільтра) визначаються резонансними властивостями вхідного і вихідного кола.

## 4.16. Направлені відгалужувачі

Направленими відгалужувачами (НВ) називаються восьмиполіусники, призначені для направленої відгалуження високочастотної енергії. Вони використовуються у схемах виміру коефіцієнтів відбиття, зсуву і розділення сигналів, контролю параметрів сигналів, потужності, частоти, а також перемикачів, фазообертачів.

Лінія передачі НВ, по якій передається основна потужність, називається первинною, або основною, а лінія, до якої відгалужується частина потужності, - вторинною або допоміжною.

Основними характеристиками НВ є перехідне послаблення, спрямованість. Перехідне послаблення виражається у децибелах у вигляді відношення вхідної потужності основної лінії до потужності, відгалуженої до робочого плеча 4 допоміжних ліній:  $A_{14} = 10 \lg P_1/P_4$ .

Спрямованість є вираженням у децибелах відношенням потужностей на виході робочого 4 і неробочого 3 плечей вторинної лінії  $A_{43} = 10 \lg P_4/P_3$ .

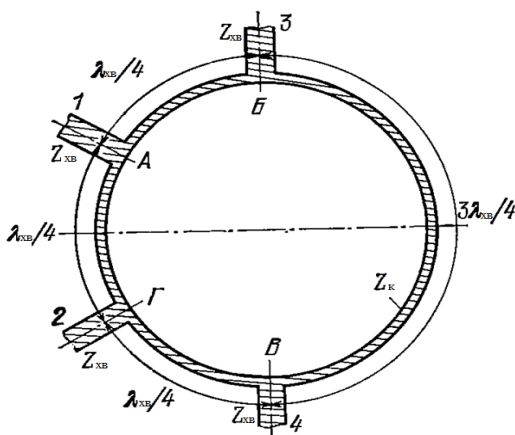


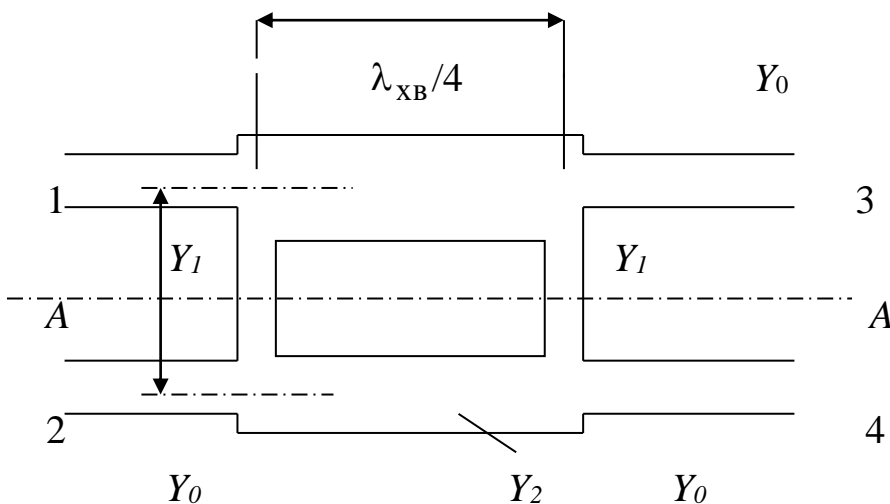
Рис. 4.51. Топологія кільцевого направленного відгалужувача

Вихід неробочого плеча вторинної лінії завжди навантажується на узгоджене навантаження. Кільцеві направлені відгалужувачі використовуються для розділення сигналу між різними колами. На рис. 4.51 наведена схема відгалужувача завдовжки  $3/2 \lambda_{\text{хв}}$ , в якому реалізований режим стоячої хвилі. При подачі сигналу на вхід 1 він розділяється і хвилі напруги проходять по двох лініях по кільцю. При наведених довжинах відрізків кільця хвилі підсумовуються синфазно у плечах 2 і 3. До плеча 4 хвилі напруги приходять у протифазі. Таким чином, сигнал проходить у суміжних до входу 1 плечі 2 і 3 і не проходить у плече 4. Необхідно відзначити, що ефективне відгалуження сигналу пов'язане з досить вузькою смугою частот. Крім того, на практиці в ІС НВЧ неможливо

забезпечити ідеальне узгодження навантажень (рівність коефіцієнтів відбиття у відповідних перетинах кільця). Ідеальне узгодження можливе лише при рівності коефіцієнтів відбиття двох протилежних виходів кільця, тоді у двох інших виходах відбиття відсутнє. У кільцевих направлених відгалужувачах необхідно враховувати нерегулярності, обумовлені  $T$ -з'єднаннями, які помітні у КВЧ діапазоні, коли розміри кільця сумірні з розмірами неоднорідності. Конструктивний недолік кільцевого відгалужувача полягає у тому, що вихідні робочі плечі не є суміжними.

Шлейфові направлені відгалужувачі (рис. 4.52) становлять два відрізки смужкових ліній передачі, сполучених між собою за допомогою двох і більше шлейфів, довжини і відстані між якими дорівнюють чверті довжини хвилі, визначеної у смужковій лінії передачі.

Із збільшенням числа шлейфів спрямованість і діапазонні характеристики шлейфового НВ покращується. Проте при числі шлейфів більше трьох їх хвильові опори стають настільки великими, що практично не можуть бути реалізовані в ІС. У зв'язку з цим в ІС НВЧ найбільшого поширення набули дво- і тришлейфові НВ.



4.52 Двошлейфовий направлений відгалужувач

## 4.17. Дільники і суматори потужності

Схеми дільників і суматорів можуть бути побудовані на основі направлених відгалужувачів. Кільцевий дільник потужності складається з двох чверть хвильових відрізків лінії передачі, які з одного боку сполучені між собою паралельно і підключені до вхідної лінії, а з іншої – зв'язані через активний опір  $R$  і підключені кожен до своєї лінії (рис. 4.53).

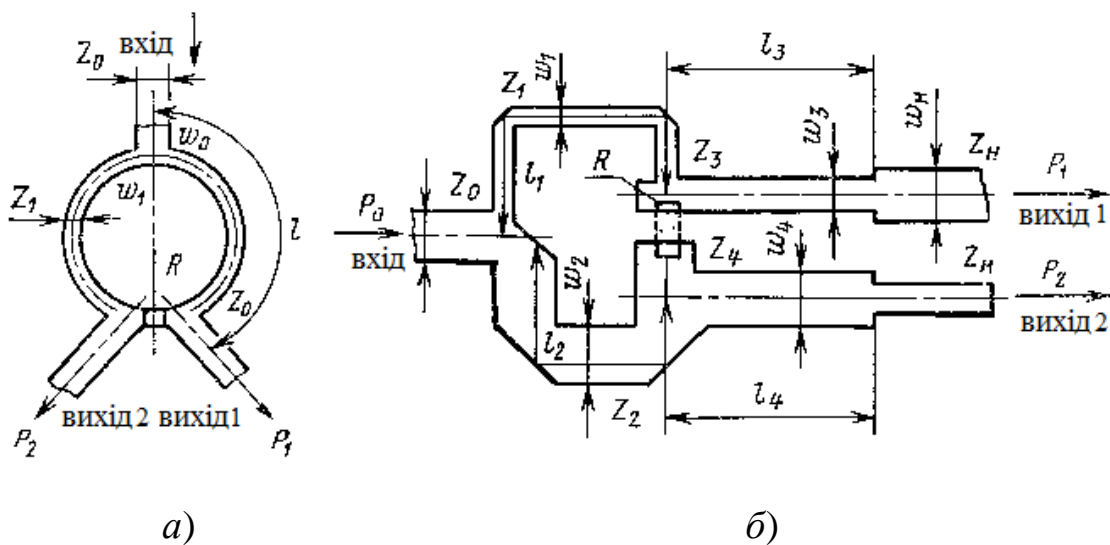


Рис. 4.53 Кільцевий дільник з рівним (а) і нерівним (б) діленням потужності

Найбільше застосування у техніці НВЧ знайшли направлені кільцеві дільники потужності з розв'язуючим опором. Їх застосовують для розгалуження і підсумовування сигналів у системах живлення фазованих антенних решіток (ФАР), потужних підсилювачах на транзисторах, в змішувачах, перемикачах та ін.

Значення хвильового опору кільця дільника з рівним діленням потужності дорівнює  $Z_1 = \sqrt{2Z_0}$ . Розв'язуючий опір  $R = 2Z_0$  виконується у вигляді поглинаючої плівки. Довжина півкільця  $l = \lambda/14\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}$ . Типові параметри дільника наступні: у смузі частот  $f_{\text{макс}}/f_{\text{мін}} = 1,4$ , КСХ  $\leq 1,22$ , розв'язка вихідних плечей більше 20 дБ.

Кільцеві дільники можуть бути виготовлені і для нерівного ділення потужності,  $P_1/P_2 = n^2$ . У одному з таких дільників (рис. 4.53, б) довжини півкільця залишаються рівними чверті довжини хвилі у лінії, а їх хвильові опори відповідно дорівнюють  $Z_1 = \sqrt{n(n^2+1)} Z_0$  і  $Z_2 = \sqrt{n(n^2+1)} Z_0$ . У вихідних плечах розташовують чверть хвильові трансформатори, з хвильовими опорами  $Z_3 = \sqrt{nZ_0Z_1}$  і  $Z_4 = \sqrt{nZ_0Z_2}$ . Розв'язуючий опір визначається формулою  $Z_3 = \sqrt{nZ_0Z_1}$ .

Відношення  $P_1/P_2$  має бути не більше чотирьох. При більшому співвідношенні потужностей дільник важко погоджувати з вхідними лініями.

#### 4.18. Фазообертачі

Фазообертачі ІС НВЧ найчастіше проектується на основі феромагнітних матеріалів і напівпровідникових діодів. *Напівпровідникові фазообертачі* можуть бути прохідного і відбивного типів (рис. 4.54). У фазообертачі прохідного типу за допомогою діодів змінюються вхідна

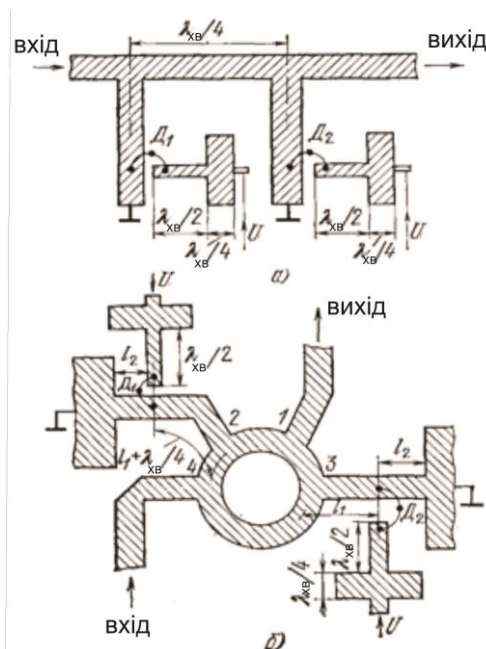


Рис. 4.54 Фазообертачі на діодах прохідного типу – (а) і відбивного (б) типу

реактивна провідність шлейфів, підключених до відрізка лінії передачі, що призводить до зміни фазового зсуву сигналу. Напівпровідниковий фазообертач на два фазові стани складається з кільцевого моста і дводіодних фазообертачів відбивного типу з короткозамкненими відрізками ліній. Вхідний сигнал, що поступає до плеча 4, відбиваючись від плечей 2 і 3 (або від площини включення діодів, або від заземлених площин залежно від стану перемикальних діодів), проходить до плеча 1. При зміні стану діодів фазовий

зсув вихідного сигналу змінюється дискретно на величину, відповідну подвоєній довжині  $l_2$ . Додатковий відрізок  $\lambda_{\text{хв}}/4$  в плечі 2 забезпечує синфазність відбитих сигналів у плечах 2 і 3 і підсумовування їх у плечі 1. Напруга зсуву до діодів підводиться через півхвильові лінії з великим опором ( $\sim 100 \text{ Ом}$ ) і чвертьхвильові лінії з малим опором, що забезпечує малий опір в області діода. Максимальна робоча потужність напівпровідникового фазообертача обмежується тепловою стійкістю діода, можливістю тепловідводу НВЧ потужності.

Феритові фазообертачі характеризуються великою потужністю розсіювання. Вони можуть взаємними і невзаємними. Найбільш відомі

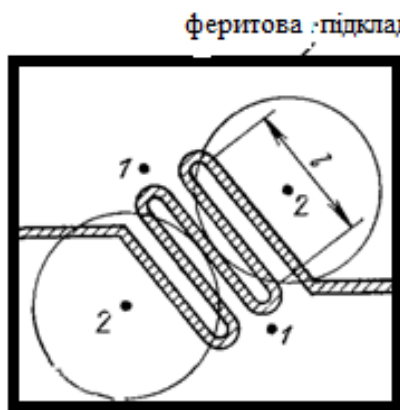


Рис. 4.55 Феритовий фазообертач з меандровою лінією

конструкції взаємних і невзаємних фазообертачів базуються на використанні мікросмушкової меандрової лінії на феритовій підкладці (рис.4.55). У взаємних фазообертачах підмагнічування підкладки проводиться перпендикулярно високочастотному магнітному полю. Фазовий зсув забезпечується внаслідок зміни напрямку магнітних моментів з рівноважного стану у такий, коли магнітні моменти паралельні високочастотному магнітному полю. Із зміною величини і напрямку підмагнічування змінюється магнітна проникність і швидкість поширення хвилі у лінії, отже, і фазовий зсув. Намагнічення підкладки здійснюється за допомогою провідників із струмом, пропущених через отвори 1-1, 2-2 у підкладці вздовж і поперек плеча змійки. Довжина плеча змійки вибирається довільною, але відмінною від  $\lambda_{\text{хв}}/4$ , а відстань між суміжними плечима має бути такою, аби електричний зв'язок між ними був відсутній. З метою забезпечення невзаємного фазового зсуву необхідно виконати дві умови: у феритовій підкладці повинна існувати область з круговою поляризацією; магнітний момент фериту повинен лежати в площині, ортогональній площині кругової поляризації.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 4.1. У чому полягають особливості моделей активних компонентів на НВЧ?
- 4.2. Охарактеризуйте фізичні процеси у каналі субмікронного ПТШ.
- 4.3. Як пов'язані топологія і схемне представлення областей субмікронного транзистора?
- 4.4. Який порядок розрахунку динамічної крутизни і вихідної провідності субмікронного ПТШ?
- 4.5. Який порядок розрахунку малосигнальної вхідної і прохідної ємності?
- 4.6. Який порядок розрахунку параметрів домена сильного поля?
- 4.7. У чому полягають особливості конструкції малошумлячих і потужних польових транзисторів НВЧ?
- 4.8. Здійсніть порівняльний аналіз параметрів мікросмушкової, компланарної та щілинної ліній передачі ІС НВЧ.
- 4.9. Назвіть особливості ліній передачі на напівпровідниковій підкладинці.
- 4.10. Які особливості параметрів і конструкцій індуктивних елементів ІС НВЧ?
- 4.11. Які особливості параметрів і конструкцій ємнісних елементів ІС НВЧ?
- 4.12. Які особливості параметрів і конструкцій резистивних елементів ІС НВЧ?
- 4.13. Чим викликана необхідність врахування неоднорідностей ІС НВЧ?
- 4.14. Якими схемними моделями можуть бути представлені неоднорідності ІС НВЧ?
- 4.15. Наведіть топологію інтегральних резонаторів НВЧ та поясніть принцип роботи.
- 4.16. Наведіть конструкції об'ємних резонаторів НВЧ та поясніть принцип роботи.

- 4.17. Наведіть топологію інтегральних фільтрів НВЧ низьких частот та поясніть принцип роботи.
- 4.18. Наведіть топологію інтегральних фільтрів НВЧ високих частот та поясніть принцип роботи.
- 4.19. Наведіть топологію інтегральних смугових фільтрів НВЧ та поясніть принцип роботи.
- 4.20. Назвіть особливості функціонування фільтрів на поверхневих акустичних хвилях.
- 4.21. Наведіть топологію направленої відгалужувача НВЧ та поясніть принцип роботи.
- 4.22. Наведіть топологію дільника і суматора потужності НВЧ та поясніть принцип роботи.
- 4.23. Охарактеризуйте особливості пасивних фазообертачів і фазообертачів з активними компонентами.

## 5. МАЛОШУМЛЯЧІ КОЛА НВЧ

### 5.1. Фізична інтерпретація малошумлячого режиму субмікронних ПТШ

У даний час відомі моделі ПТШ аналітичні, квазідвовимірні, двовимірні, кінетичні, що відрізняються розмірністю рівнянь, рівнем строгості і об'ємом обчислювальних витрат. Проте заслуговує на увагу моделі, які дозволяють провести детальний аналіз складових шуму і дати фізичну інтерпретацію малошумлячого режиму роботи ПТШ.

Один із способів схемотехнічного аналізу мінімального коефіцієнта шуму у субмікронних ПТШ ґрунтується на використанні квазідвовимірної фізико-топологічної моделі, що дозволяє розраховувати параметри схемної моделі і шумової моделі з різного роду локальними джерелами шуму (рис. 5.1).

У термодинамічній рівновазі спектральну густину шуму описують співвідношенням Найквіста. При цьому справедливе співвідношення Ейнштейна  $D = \mu kT / e$ , яке, строго кажучи, виконується, коли електрони мають розподіл Максвелла.

У сильних електричних полях виявляються ефекти розігрівання і значення набуває так званий дифузійний шум, тобто шум, обумовлений розсіянням носіїв.

Спектральну щільність теплового шуму, пов'язану з флуктуаціями швидкості (коефіцієнта дифузії), описують співвідношенням

$$S_i(\omega) = 4kTe\mu n(x)\Delta y\Delta z / \Delta x = 4kT / \Delta R,$$

де  $\Delta R = \Delta x / e\mu n(x)\Delta y\Delta z$  – опір елементарного об'єму речовини.

Найбільш характерними для діапазону НВЧ і субмікронних польових структур є такі.

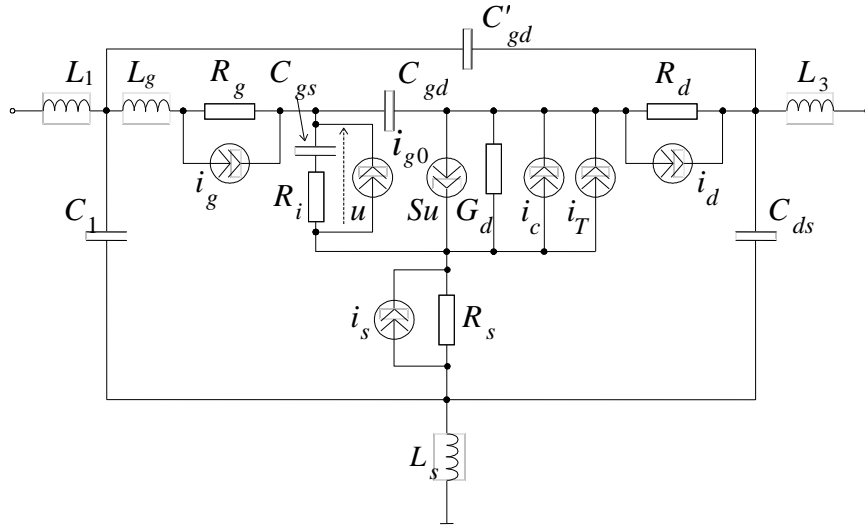


Рис. 5.1. Шумова схемна модель субмікронного ПТШ

Шум каналу польового транзистора визначають співвідношенням  $\overline{|i_c|^2} = P4kT_e\Delta fS_0$ , де  $P$  – коефіцієнт, що враховує нетеплову природу шуму каналу (у сильних електричних полях збільшується вклад шуму каналу внаслідок зменшення рухливості електронів);  $T_e$  – температура електронного газу. Температура електронів (уздовж каналу) може бути знайдена за формулою

$$T_e = T_0 + \frac{2}{3k}(E - G \cdot \Delta - E_0),$$

де  $T_0$  – рівноважне значення температури;  $k$  – константа Больцмана;  $E$  – енергія, еВ;  $E_0$  – рівноважне значення енергії, еВ;  $G$  – заселеність верхніх долин;  $\Delta = 0,36$  еВ – енергетичний зазор між верхньою і нижньою долинами. Шуми областей, що знаходяться у термодинамічній рівновазі, – омичних контактів (витоку, стоку, затвору) описують співвідношенням Найквіста:

$$\overline{|i_s|^2} = 4kT_e\Delta f/R_s, \quad \overline{|i_g|^2} = 4kT_e\Delta f/R_g, \quad \overline{|i_d|^2} = 4kT_e\Delta f/R_c.$$

Шум, наведений на затворі, пов'язаний з тим, що на високих частотах флуктуації струму наводять через ємнісний зв'язок із затвором флуктуації струму затвору (частотно-залежний шум):

$$\overline{|i_{g0}|^2} = 4kT_e \Delta f R \omega^2 C_{gs}^2 / S_0,$$

де  $R$  – коефіцієнт, близький до одиниці, і залежний від потенціалу на електродах транзистора. Це джерело корельовано з джерелом, що описує шум каналу  $\overline{|i_c|^2}$ . Міру кореляції визначають за формулою

$$C = j \overline{i_{g0} i_c^*} / \sqrt{\overline{|i_{g0}|^2} \overline{|i_c|^2}},$$

звідки  $\overline{i_c i_{g0}^*} = -jC \sqrt{\overline{|i_c|^2} \overline{|i_{g0}|^2}} = -j4kT_e \Delta f \omega C_{gs} C \sqrt{PR}$ .

У короткоканальних (субмікронних) транзисторах необхідно враховувати шум струморозподілу між каналом і підкладинкою. Шум струморозподілу пов'язаний з випадковим характером розподілу струму між двома колами. По аналогії з ламповим тетродом можна записати

$$\overline{|i_T|^2} = 2e(I_K I_{II} / I_C) \Delta f,$$

де  $I_C, I_K, I_{II}$  – відповідно струм стоку, складові струму каналу і підкладинки. Як видно з останнього співвідношення, максимальний шум струморозподілу має місце при  $I_K \approx I_{II}$ .

З аналізу складових шуму субмікронного ПТШ можна зробити такі висновки.

Малешумлячий режим пов'язаний з напругою на затворі, близькому до напруги відсічення струму стоку. У цьому режимі носії під затвором рухаються по підкладинці, здолавши потенціальний бар'єр канал-підкладинка і втративши частину енергії. Це призводить до зменшення ймовірності міждолинного розсіяння і зменшення шуму, пов'язаного з розігріванням носіїв, яке, як буде показано, є переважаючим у субмікронних ПТШ.

Шум струморозподілу за напруги на затворі, близької до напруги відсічення  $|V_{зв}| \approx |V_p|$ , мінімальний, оскільки повний струм через транзистор близький або дорівнює за величиною струму підкладинки. Вклад цієї складової шуму у сумарний шум транзистора у даному режимі мінімальний.

Шум, наведений на затворі, у малешумлячому режимі також мінімальний, оскільки залежність вхідної ємності  $C_{gs}$  при збільшенні напруги на затворі  $|V_{зв}|$  зворотна.

Шум каналу близький до мінімального, оскільки залежність малосигнальної крутизни від вхідного опору обернено пропорційна і залежність температури шуму від напруги на затворі має мінімум (рис. 5.2).

Для оцінки шумових властивостей може також використовуватись поняття еквівалентної шумової температури, яке пов'язано з коефіцієнтом шуму співвідношенням:  $T_{ш} = (K_{ш} - 1) \cdot 300$  [К].

На основі наведеної методики і аналізу складових шуму для типової транзисторної структури з розмірами затвору  $0,5 \times 300$  мкм в оптимальному електричному режимі отримані частотні залежності шуму (рис. 5.3).

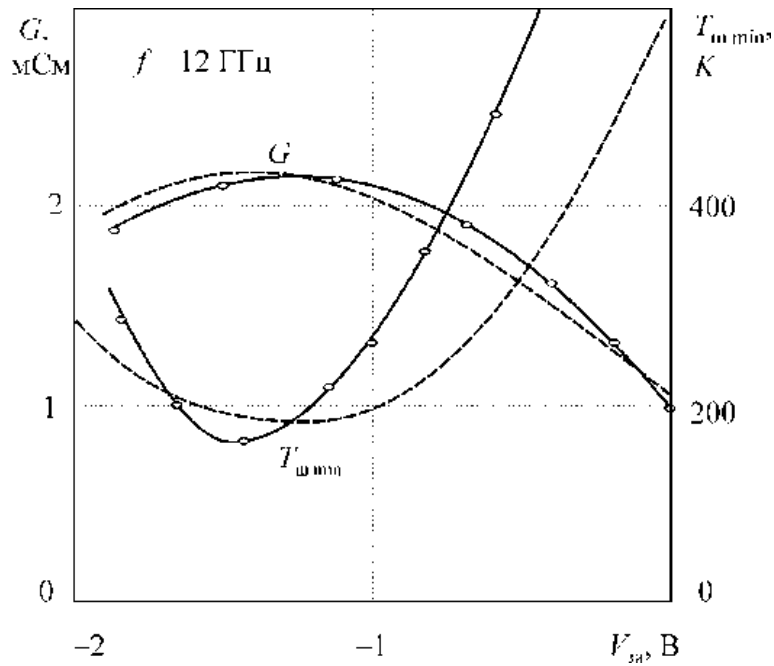


Рис. 5.2. Експериментальна і розрахункова залежності шумової температури і вихідної провідності субмікронного ПТШ від напруги на затворі

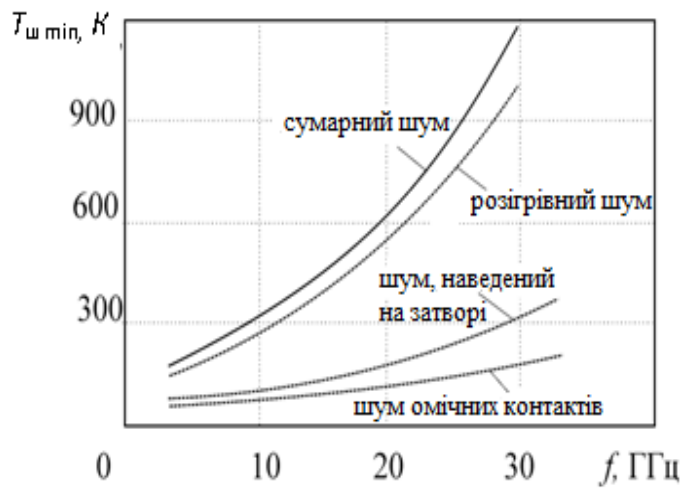


Рис. 5.3. Складові шумової температури субмікронного ПТШ

Таким чином, мінімізація коефіцієнту шуму пов'язана з вибором електричного режиму, у першу чергу на затворі транзистора, і умов узгодження на вході і на виході транзистора.

## 5.2. Мінімальний коефіцієнт шуму

Мінімальний коефіцієнт шуму розраховується за відомими параметрами сигналу і шуму транзистора, представленого чотирьохполосником. Розрахунок мінімального коефіцієнта шуму може бути зведений до декількох етапів.

На першому етапі, використовуючи принцип суперпозиції для лінійних кіл, локальні шумові джерела шуму перераховуються до входу і виходу ПТШ, представленого у вигляді чотирьохполосника, при цьому сумарні струми на вході і на виході визначають як

$$I_{\text{ШВХ}} = i'_g + i'_{g0} + i'_T + i'_S + i'_d + i'_K;$$

$$I_{\text{ШВИХ}} = i''_g + i''_{g0} + i''_T + i''_S + i''_d + i''_K.$$

На другому етапі розраховуються хвильові шумові  $\tau$ -параметри.

$$\tau_{11} = \frac{\overline{I_{\text{ШВХ}} I_{\text{ШВХ}}^*}}{4kT \Delta f R_0 Y_{\Gamma}^2}; \quad \tau_{22} = \frac{\overline{I_{\text{ШВИХ}} I_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT \Delta f R_0 Y_{\text{H}}^2};$$

$$\tau_{12} = \frac{\overline{I_{\text{ШВХ}} I_{\text{ШВИХ}}^*}}{4kT \Delta f R_0 Y_{\Gamma} Y_{\text{H}}}; \quad \tau_{12} = \tau_{21}^*,$$

де  $R_0$  – стандартний опір нормування (хвильовий опір ліній),  $Y_{\Gamma}$  і  $Y_{\text{H}}$  – провідність генератора і навантаження, відповідно.

У припущенні великого підсилення ( $S_{12} \ll S_{21}$ ), коли шумами навантаження можна знехтувати, мінімальний коефіцієнт шуму можна записати як

$$F_{\text{мін}} = 1 + \frac{\tau_{22} - b + \sqrt{(\tau_{22} + b)^2 - 4|c|^2}}{2|S_{21}|^2},$$

де  $b = \tau_{11}|S_{21}|^2 - 2\text{Re}(\tau_{12}S_{21}S_{11}^*)$ ;  $c = \tau_{22}S_{11} - \tau_{12}S_{21}$ .

Оптимальний коефіцієнт відбиття від входу з врахуванням узгодження входу чотириполюсника визначають формулою

$$\Gamma_{1\text{опт}} = \frac{2c^*}{\tau_{22} + b + \sqrt{(\tau_{22} + b)^2 - 4|c|^2}}.$$

За відсутності впливу навантаження на шуми на вході, що практично завжди виконується, і за умови узгодження на виході чотириполюсника на максимальну передачу потужності для коефіцієнта відбиття на виході можна записати

$$\Gamma_2 = \left[ S_{22} + \frac{\Gamma_1 S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_1 S_{11}} \right]^*.$$

Далі за відомими частотними характеристиками шуму і матриці розсіяння ПТШ розраховують частотні залежності «супутнього» коефіцієнта підсилення потужності, оптимальних навантажень на вході і на виході, коефіцієнт стійкості і інші характеристики.

Слід зазначити, що сучасні математичні і програмні засоби дозволяють ефективно здійснювати багатопараметричну оптимізацію за будь-якої з груп параметрів ПТШ (фізико-топологічних, електричних, схемних).

### 5.3. Розрахунок коефіцієнта підсилення потужності і коефіцієнта стійкості

По розрахованих за умови мінімального шуму коефіцієнтах відбиття  $\Gamma_{1\text{опт}}$  і  $\Gamma_2$  розраховують оптимальні значення провідностей  $Y_{\Gamma}$  і  $Y_{\text{н}}$ , що забезпечують мінімум шуму:

$$Y_{\text{вх}}^{\text{опт}} = Y_0 \frac{1 - \Gamma_1}{1 + \Gamma_1}; \quad Y_{\text{вих}}^{\text{опт}} = Y_0 \frac{1 - \Gamma_2}{1 + \Gamma_2},$$

де  $Y_0 = 1/R_0$ ,  $R_0 = 50$  Ом, тобто це такі навантаження, які необхідно забезпечити на вході і на виході чотириполюсника. При стандартному

опорі генератора і навантаження для отримання на вході і на виході чотириполюсника оптимальних значень  $Y_{ВХ}^{ОПТ}$ ,  $Y_{ВИХ}^{ОПТ}$  необхідно використовувати трансформатори опору.

Типові схеми однокаскадного малошумлячого підсилювача (МШП) на зосереджених індуктивних елементах показані на рис. 5.4 і 5.5.

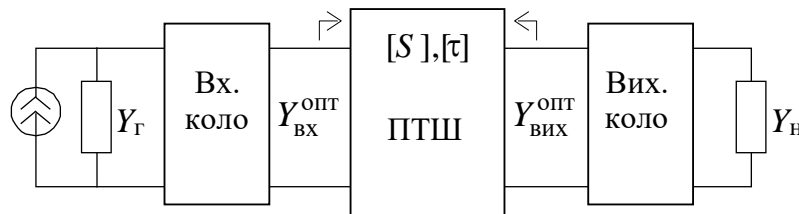


Рис. 5.4. Блок-схема однокаскадного МШП

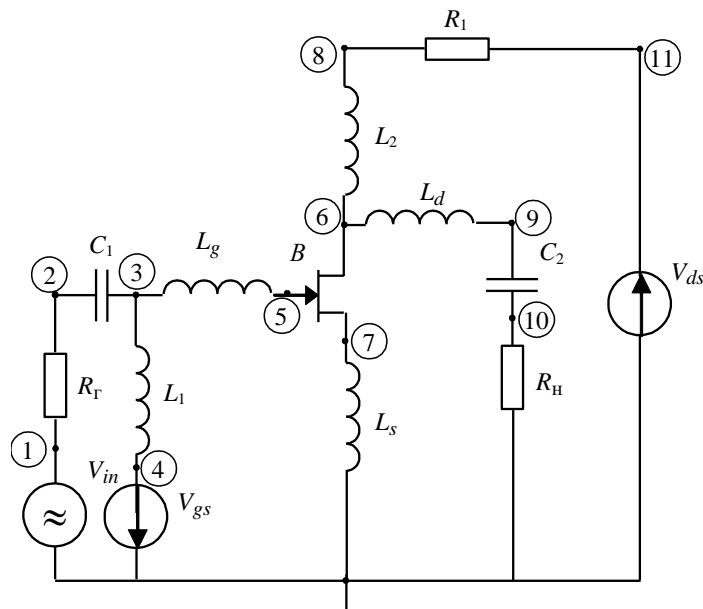


Рис. 5.5. Електрична схема однокаскадного МШП

Тут індуктивності  $L_1$  і  $L_2$  – фільтри у колах живлення, що забезпечують розв'язку високочастотного сигналу у вхідному і вихідному колах і джерел постійного струму (на постійному струмі індуктивний елемент має нульовий, а на НВЧ – великий опір). Індуктивності на вході  $L_g$  і виході  $L_d$  забезпечують умови узгодження, відповідно, пов'язані з мінімумом шуму і максимальною передачею

потужності. Індуктивність  $L_s$  є колом від'ємного зворотного зв'язку і забезпечує заданий коефіцієнт підсилення і смугу пропускання.

За відомих  $Y_{\text{вх}}^{\text{опт}}$ ,  $Y_{\text{вих}}^{\text{опт}}$  супутній коефіцієнт підсилення визначають за формулою

$$K_p = \frac{4|Y_{21}|^2 \operatorname{Re} Y_{\text{вх}} \operatorname{Re} Y_{\text{вих}}}{|(Y_{11} + Y_{\text{вх}})(Y_{22} + Y_{\text{вих}}) - Y_{21}Y_{12}|^2},$$

де  $[Y]$  – матриця провідності чотирьохполосника.

Коефіцієнт стійкості із відомих параметрів матриці розсіювання розраховують за формулою

$$K_{\text{уст}} = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|},$$

де  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$ . При виконанні умови  $k \geq 1$  підсилювач вважається потенційно стійким.

## 5.4. Аналіз неоднорідностей субмікронних польових структур

Подібний аналіз актуальний, оскільки при субмікронних розмірах технологічні неоднорідності можуть бути порівнянними з розмірами структури (рис. 5.6).

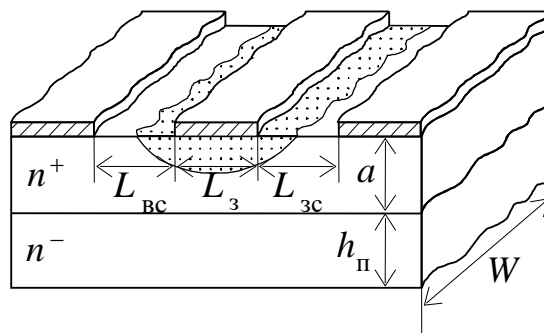


Рис. 5.6. Топологія транзистора з технологічними неоднорідностями

У реальних структурах (активних і пасивних) мають місце неоднорідності, що виникають унаслідок технологічних похибок їх виготовлення. Врахувати їх можна, наприклад, представляючи транзистор у вигляді деякої дискретної структури уздовж третьої координати (ширини затвора). Тоді кожен з секцій можна буде описувати своїм набором фізико-топологічних параметрів і відповідно,  $Y$ -матрицею, тобто структуру можна представити у вигляді паралельно сполучених чотирьох полюсників:

$$Y = \sum_{i=1}^n [Y_i].$$

Параметри (геометричні, фізичні) у кожній секції (рис. 5.7) можна задавати або детермінованою функцією, або випадковим чином (за відповідним законом розподілу – нормальним, рівномірним та ін., використовуючи метод Монте-Карло).

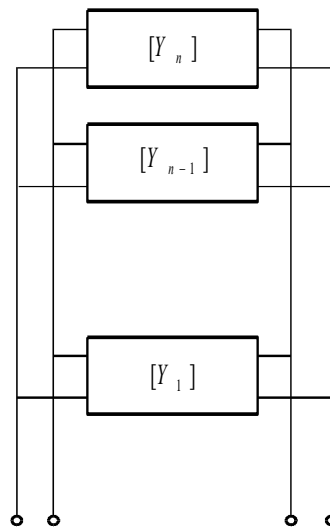
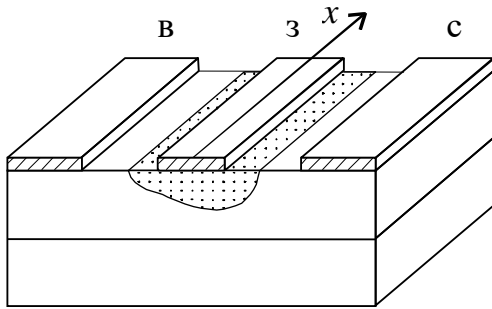


Рис. 5.7. Подання транзистора у вигляді паралельних чотирьох полюсників

Після отримання результуючої  $Y$ -матриці високочастотні параметри розраховуються відомими методами. За матрицею провідності розраховується матриця розсіяння і далі коефіцієнти підсилення і шуму.

## 5.5. Рівняння для врахування розподілених ефектів у польових структурах

Для аналізу розподілених ефектів у лінії затвору субмікронного ПТШ розглянемо рис. 5.8.



*a*

$$dV_c(x) = -I_3(x)zdx;$$

$$dI_3(x) = y_{11}dxV_3(x) + y_{12}dxV_c;$$

$$dI_c(x) = y_{21}dxV_3(x) + y_{22}dxV_c.$$

*б*

Рис. 5.8. Лінія затвору транзистора: *a* – схема; *б* – відповідна система рівнянь

Тут  $z$  – погонний опір затворної лінії передачі;  $y_{ik}$  ( $i, k = 1, 2$ ) – параметри погонної матриці провідності активної області транзистора; тобто матриці провідності активної області транзистора або матриці провідності ПТШ (без врахування опору металізації затвора) одиничної ширини.

Перше рівняння характеризує падіння напруги на ділянці затворної лінії  $dx$ . Два інших рівняння встановлюють зв'язок між струмами і напругою на чотириполіуснику диференціальної секції транзистора.

Рівняння записані у припущенні екіпотенціальності стоку і виток (тобто їх опори розтікання малі) для трьох змінних: струму стоку  $I_c(x)$  і затвору  $I_3(x)$ , а також напруги затвор-витік  $V_3(x)$  (рис. 5.9).

Активну область ПТШ описують схемною моделлю із зосередженими параметрами, що враховує властивості лінії на напівпровідниковій підкладинці, в якій відбувається дрейф гарячих носіїв.

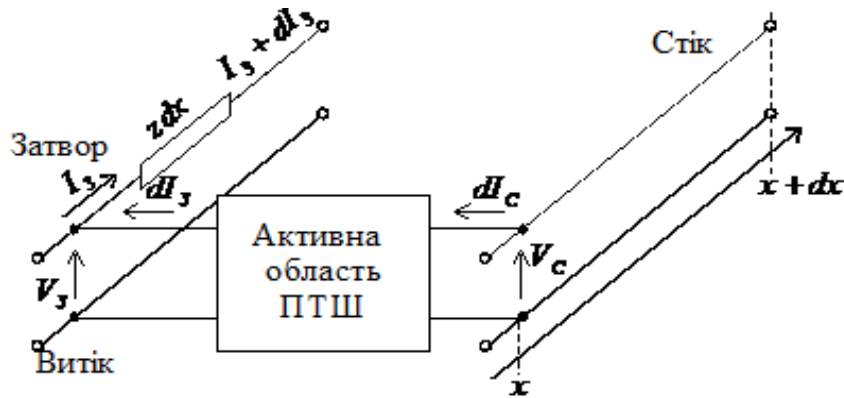


Рис. 5.9. Схемна модель диференціального відрізка лінії

Хвиля, що поширюється у затворній лінії, локалізується в області просторового заряду під затвором (низькопровідна область, близька за своїми властивостями до діелектрика). Проникнення поля до збідненого шару підкладинки обмежується високопровідним шаром каналу.

## 5.6. Розв'язок рівнянь розподіленої моделі ПТШ

Перші два рівняння попереднього параграфу можна розглядати як систему рівнянь для визначення  $V_3(x)$  і  $I_3(x)$ . Розділення змінних здійснюється повторним диференціюванням і подальшою перехресною підстановкою. Позначаючи  $\sqrt{zy_{11}} \equiv \gamma = \alpha + j\beta$ , отримаємо

$$\begin{cases} \frac{d^2 I_3(x)}{dx^2} = \gamma^2 I_3(x) \\ \frac{d^2 V_3(x)}{dx^2} = \gamma^2 V_3(x) + \gamma^2 (y_{12}/y_{11}) V_c \end{cases}$$

Розв'язання рівнянь можна представити у формі

$$\begin{cases} I_3(x) = I_3^+ e^{-\gamma x} - I_3^- e^{\gamma x} = \frac{V_3^+}{Z_B} e^{-\gamma x} - \frac{V_3^-}{Z_B} e^{\gamma x} \\ V_3(x) = V_3^+ e^{-\gamma x} + V_3^- e^{\gamma x} - (y_{12}/y_{11}) V_c \end{cases}$$

Підставимо ці рішення в одне з вихідних рівнянь першого порядку. Прирівнюючи доданки при однакових функціях, отримаємо зв'язок між двома парами сталих:

$$\frac{V_3^+}{I_3^+} = \frac{V_3^-}{I_3^-} = \frac{z}{\gamma} = \sqrt{\frac{z}{y_{11}}} \equiv Z_{XB},$$

де  $Z_{XB}$ , по аналогії з довгими лініями, відповідає значенню хвильового опору.

Ще дві сталі інтегрування можна знайти з умов  $V_3(0) = V_{BX}$  і  $I_3(W) = 0$ . Підставляючи у рівняння попередньої системи, отримаємо

$$V_3^\pm = \frac{[V_{BX} + (y_{12}/y_{11})V_c] e^{\pm\gamma W}}{\operatorname{ch} \gamma W}.$$

У результаті вирази, що характеризують розподіл амплітуд напруги і струму, можна представити у формі:

$$I_3(x) = \frac{[V_{BX} + (y_{12}/y_{11})V_c] \operatorname{sh} \gamma(W-x)}{Z_{XB} \operatorname{ch} \gamma W};$$

$$V_\zeta(x) = \frac{[V_{\hat{a}\hat{o}} + (y_{12}/y_{11})V_{\hat{n}}] \operatorname{ch} \gamma(W-x)}{\operatorname{ch} \gamma W} - \left(\frac{y_{12}}{y_{11}}\right) V_{\hat{n}}.$$

Отримані функції дозволяють встановити зв'язок амплітуд вхідного і вихідного струмів для транзистора у цілому з амплітудами напруги.

З останнього виразу для струму затвору при  $x = 0$  отримаємо

$$I_{BX} = I_3(0) = [V_{BX} + (y_{12}/y_{11})V_c] \operatorname{th} \gamma W / Z_{XB}.$$

Підставляючи  $V_3(x)$  до третього рівняння вихідної системи та інтегруючи за всією шириною затвору отримаємо вираз для повного струму стоку

$$I_{\text{вих}} = \int_0^W dI_c(x) = y_{21}W (\text{th } \gamma W / \gamma W) V_{\text{вх}} + \left[ y_{22}W + \frac{y_{21} \cdot y_{12}}{y_{11}} W \left( \frac{\text{th } \gamma W}{\gamma W} - 1 \right) \right] V_c.$$

Два останні рівняння зв'язку  $I_{\text{вх}}$  і  $I_{\text{вих}}$  з  $U_{\text{вх}}$  і  $U_{\text{вих}}$  дозволяють перейти до  $Y$ -параметрів зосередженої моделі транзистора без врахування опору металізації затвора:

$$\begin{aligned} Y_{ik}^3 &= Y_{ik}W; \quad Y_{11} = Y_{11}^3 F; \quad Y_{12} = Y_{12}^3 F; \quad Y_{21} = Y_{21}^3 F; \\ Y_{22} &= Y_{22}^3 F + \frac{Y_{12}^3 \cdot Y_{21}^3 - Y_{11}^3 \cdot Y_{22}^3}{Y_{11}^c} (F - 1); \\ F &\equiv \text{th } \gamma W / \gamma W. \end{aligned}$$

Отримані формули дозволяють за відомими значеннями схемної моделі транзистора із зосередженими параметрами (позначені літерою «з»), що описує активну область транзистора, розрахувати для заданої ширини затвору  $W$  матрицю провідності з врахуванням розподілених ефектів.

## 5.7. Рівняння і матриця провідності лінії затвора

Вирази, що описують розподіли амплітуд напруги і струму лінії затвору, отримаємо, підставляючи вирази для  $V_3^+$  і  $V_3^-$  до системи

$$\begin{aligned} I_3(x) &= \frac{[V_{\text{вх}} + (y_{12}/y_{11})V_c] \text{sh } \gamma(W-x)}{Z_{\text{XB}} \text{ch } \gamma W}; \\ V_3(x) &= \frac{[V_{\text{вх}} + (y_{12}/y_{11})V_c] \text{ch } \gamma(W-x)}{\text{ch } \gamma W} - \left( \frac{y_{12}}{y_{11}} \right) V_c. \end{aligned}$$

Отримані функції дозволяють встановити зв'язок амплітуд вхідного і вихідного струмів для транзистора у цілому з амплітудами напруги.

З останнього виразу для  $I_3(x)$  при  $x=0$  отримаємо

$$I_{\text{вх}} = I_3(0) = [V_{\text{вх}} + (y_{12}/y_{11})V_c] \text{th } \gamma W / Z_{\text{хв}}.$$

Підставляючи у третє рівняння вихідної системи рівнянь та інтегруючи за всією шириною затвору отримаємо вираз для повного струму стоку:

$$\begin{aligned} I_{\text{вих}} &= \int_0^W dI_c(x) = y_{21}W (\text{th } \gamma W / \gamma W) V_{\text{вх}} + \\ &+ \left[ y_{22}W + \frac{y_{21}y_{12}}{y_{11}}W \left( \frac{\text{th } \gamma W}{\gamma W} - 1 \right) \right] V_c = \\ &= \frac{y_{21}WV_{\text{вх}}}{\text{ch } \gamma W} + V_cW \left[ \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}\text{ch } \gamma W} - \frac{y_{21}y_{12}}{y_{11}} + y_{22} \right] = \\ &= y_{21}W \frac{\text{th } \gamma W}{\gamma W} V_{\text{вх}} + V_cW \left[ \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}} \frac{\text{th } \gamma W}{\gamma W} - \frac{y_{21}y_{12} - y_{22}y_{11}}{y_{11}} \right] \end{aligned}$$

За умови слабо виражених розподілених ефектів можна використовувати наближене співвідношення  $\text{th } \gamma W / \gamma W \approx 1 - (\gamma W)^2 / 3$ .

Як критерій відсутності розподілених ефектів можна розглядати нерівність  $\gamma W \ll 1$ . Розглянуті розподілені ефекти повинні впливати не лише на підсилювальні, але і шумові властивості. У затворній лінії передачі, що має помітний активний опір, відбувається згасання сигналу і генерація теплових шумів, що підвищує коефіцієнт шуму всього транзистора.

Коефіцієнти у правих частинах виразів для вхідного і вихідного струму при нарузі  $V_{\text{вх}}$  і  $V_c$  є елементами матриці провідності транзистора.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 5.1. Опишіть джерела шуму субмікронного польового транзистора Шотткі НВЧ і КВЧ діапазону.
- 5.2. Наведіть шумову схемну модель субмікронного ПТШ.
- 5.3. Проведіть аналіз локальних джерел шуму субмікронного ПТШ.
- 5.4. Як впливають локальні джерела шуму на коефіцієнт шуму транзистора у залежності від електричного режиму і робочого діапазону частот?
- 5.5. Яким чином розраховується мінімальний коефіцієнт шуму транзистора?
- 5.6. Як впливає ефект «сплеску» дрейфової швидкості на шумові характеристики субмікронного ПТШ?
- 5.7. Який порядок розрахунку коефіцієнта підсилення з потужності і коефіцієнта стійкості малошумлячого ПТШ?
- 5.8. Проаналізуйте вплив технологічних неоднорідностей на характеристики субмікронних ПТШ.
- 5.9. Наведіть методику моделювання технологічних неоднорідностей субмікронних ПТШ.
- 5.10. Чим викликані розподілені ефекти у субмікронних польових структурах?
- 5.11. Наведіть методику моделювання розподілених ефектів у польових субмікронних структурах.
- 5.12. Як можуть бути враховані розподілені ефекти у матриці провідності транзистора?

## 6. ГЕНЕРАТОРИ НВЧ

### 6.1. Транзисторні генератори НВЧ коливань

На відміну від діодів Ганна, тунельного діода, у транзисторному генераторі необхідно створити зовнішній позитивний зворотний зв'язок. У транзисторних генераторах може також використовуватися ділянка з від'ємною диференціальною провідністю на вольт-амперній характеристиці транзистора. Розглянемо генератори на транзисторах з фіксованою частотою генерації.

Умови генерації і необхідна умова стійкості автоколивань із матриці провідності активної частини кола і навантаження можуть бути визначені як

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{\text{вих}} + Y_{\text{н}} = 0, \quad Y_{\text{н}} = G_{\text{н}} + jB_{\text{н}} \\ \left. \frac{dG_{\text{вих}}}{dU} \cdot \frac{dB_{\text{н}}}{d\omega} - \frac{dB_{\text{вих}}}{dU} \cdot \frac{dG_{\text{н}}}{d\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ U=U_0}} > 0 \end{array} \right.$$

При моделюванні транзисторного автогенератора використовуються, зазвичай, такі припущення:

1. Рівень потужності сигналу на основній частоті істотно перевищує потужності всіх інших складових сигналу.
2. Сигнал автогенератора вважається гармонійним.
3. Використовується схемна модель ПТШ з нелінійними елементами (рис. 6.1), причому нелінійними є лише елементи активної області транзистора: кероване джерело струму, вихідна провідність, вхідна і прохідна ємності.

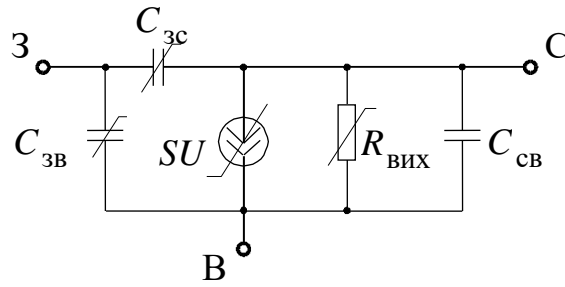


Рис. 6.1. Нелінійна схемна модель надвисокочастотного транзистора

Схема автогенератора на субмікронному ПТШ із загальним витоком має вигляд (рис. 6.2).

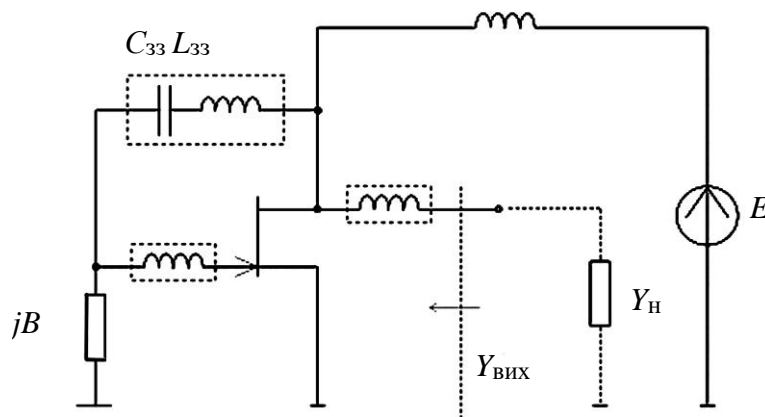


Рис. 6.2. Схема автогенератора на ПТШ

У даній схемі індуктивні елементи на вході і на виході транзистора, елемент  $jB$  і  $LC$ -коло від'ємного зворотного зв'язку забезпечують виникнення стійких коливань і задану амплітуду сигналу. Порядок аналізу генераторів на транзисторах може бути зведено до таких основних етапів:

1. Визначення залежностей елементів схемної моделі транзистора від електричного режиму у широкому діапазоні живлячої напруги з нелінійної моделі ПТШ:

$$S = f(V_{ds}, V_{gs}); \quad C_{gs} = f(V_{ds}, V_{gs}); \quad C_{gd} = f(V_{ds}, V_{gs});$$

$$G_d = f(V_{ds}, V_{gs}).$$

2. Визначення  $Y$ -матриці ПТШ, параметрів  $B$  і кола зворотного зв'язку  $C_{33}, L_{33}$  для отримання необхідного значення вихідної провідності  $Y_{\text{вих}}$ .
3. Синтез кіл узгодження на вході і виході транзистора з врахуванням умови стійких коливань на заданій частоті.
4. Визначення вихідної потужності з врахуванням навантаження на частоті генерації.

Потужні генератори можуть містити до десяти паралельно включених транзисторів.

## 6.2. Параметри транзисторних автогенераторів НВЧ

Для субмікронного ПТШ граничну частоту генерації (частота, за якої коефіцієнт передачі струму  $K_i > 1$ ), визначають за відомих значень високочастотної крутизни транзистора і його вхідної ємності:  
 $f_T = S_T / 2\pi C_{3B}$  .

Максимальна частота генерації (частота, при якій однонаправлений коефіцієнт підсилення більше 1), обмежується втратами у генераторі (резистивними колами):

$$f_{\text{макс}} = \frac{S}{4\pi C_{3B}} \sqrt{\frac{R_{\text{вих}}}{R_i}},$$

де  $R_{\text{вих}} = 1/G_d$  – вихідний опір транзистора;  $R_i$  – опір відкритої частини каналу ПТШ. Динамічна крутизна може бути розрахована за формулою

$$S = \frac{S_0 e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{3B} R_i},$$

де  $S_0$  – крутизна ПТШ у режимі малого сигналу.

Максимальне значення напруги на виході  $u_{\max}$  можна розрахувати за формулою

$$u_{\max} \approx u_0 \left\{ 1 - E_H \left[ 1 - \sqrt{(u_c/u_0)} \right] / E \right\}^2 - u_{30},$$

якщо припустити, що крутизна  $S$  змінюється залежно від напруги  $u$  за тим самим законом, яку вона змінюється залежно від постійної напруги на затворі  $u_{30}$ , тоді  $u_3 = u_{30} + u$ , де  $u_0$  – напруга відсічення,  $u_c$  – постійна напруга на стоці,  $E_H$  – напруженість електричного поля, за якого настає насичення дрейфової швидкості носіїв заряду,  $E$  – напруженість електричного поля у каналі ПТШ.

Потужність, що виділяється у навантаженні, з врахуванням отриманих виразів, можна оцінити за формулою

$$P_{\text{вих}} = \left( \frac{u_H}{u} \right)^2 G_H u_{\max}^2 (1 - S/S_0),$$

де  $u_H$  – напруга на навантаженні.

Матриця провідності схеми може бути представлена у вигляді

$$[Y] = \begin{bmatrix} j\omega(C_{3B} + C_e) & -j\omega C_e \\ S_T - j\omega C_e & G_{CB} + j\omega(C_{CB} + C_e) \end{bmatrix},$$

де  $C_e = C_{3B} + C_{33} / (1 - \omega^2 C_{33} L_{33})$ .

Співвідношення між  $L_{33}$  і  $C_{33}$  для забезпечення умови генерації має вигляд

$$L_{33} \leq \frac{1}{\omega^2 C_{33}} \left[ 1 + \frac{C_{33} (G_{CB} + \text{Re} S)}{G_{CB} (C + C_{CB} + C_{3B})} \right].$$

Максимально можливий коефіцієнт однонаправленого підсилення підсилувальної частини схеми (при нейтралізованому внутрішньому

зворотному зв'язку і узгодженні входу і виходу на максимальну передачу потужності) розраховують як

$$K_p = \frac{|Z_{21} - Z_{12}|^2}{4(R_{11}R_{22} - R_{21}R_{12})^2}.$$

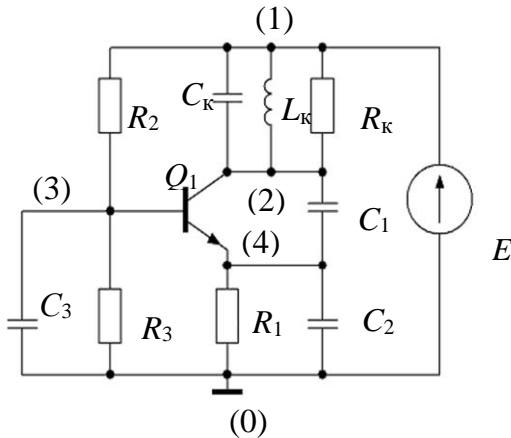


Рис. 6.3. Схема автогенератора НВЧ на біполярному транзисторі

Потужні автогенератори можуть також використовувати надвисокочастотні біполярні транзистори. Типова принципова схема автогенератора на НВЧ біполярному транзисторі показана на рис. 6.3.

Як буде показано, перспективними активними компонентами для генераторів НВЧ і КВЧ діапазону, що поєднують високочастотні властивості і вимоги до високих рівнів потужності, є гетеробіполярні транзистори.

Оптимізація навантажень автогенератора (залежність  $P_{\text{вих}} = f(G_{\text{н}})$  має екстремум) під задані значення  $f_{\text{Г}}$  і  $P_{\text{вих}}$  зв'язана із застосуванням процедури параметричної оптимізації.

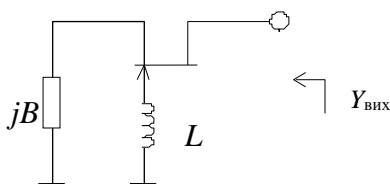


Рис. 6.4. Схема автогенератора на транзисторі зі спільним затвором

При проектуванні транзисторних надвисокочастотних автогенераторів інтерес представляють схеми без узгоджувальних елементів на виході – навантаженням є стандартна лінія, при цьому використовується схема включення транзистора зі спільним затвором (рис. 6.4).

### 6.3. Автогенератори НВЧ на тунельних діодах

Тунельний діод завдяки широкому частотному діапазону, малій споживаній потужності і високій температурній стабільності застосовується в НВЧ і КВЧ діапазоні (до 300 ГГц) і високостабільних генераторах. Недоліком автогенераторів (АГ) на тунельних діодах є мала вихідна потужність.

У АГ на тунельних діодах використовується фізична особливість переходу діода, що має падаючу ділянку з від'ємним негативним диференціальним опором на ВАХ (рис. 6.5).

Внаслідок негативного опору на ділянці  $AB$ , яка є робочою, компенсуються втрати у коливальному контурі і виникають незгасаючі коливання. Розмах падаючої ділянки не перевищує декількох мілівольт, тому амплітуда коливань, що генеруються, невелика, а потужність мала. Для зменшення спотворень використовується лише лінійна ділянка ВАХ.

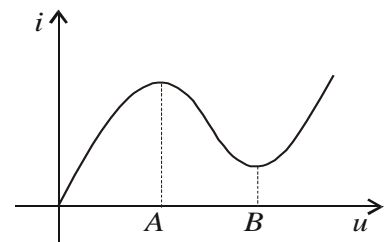


Рис. 6.5. Вольт-амперна характеристика тунельного діода

Принципова схема автогенератора на тунельному діоді і його схемна модель показані на рис. 6.6.

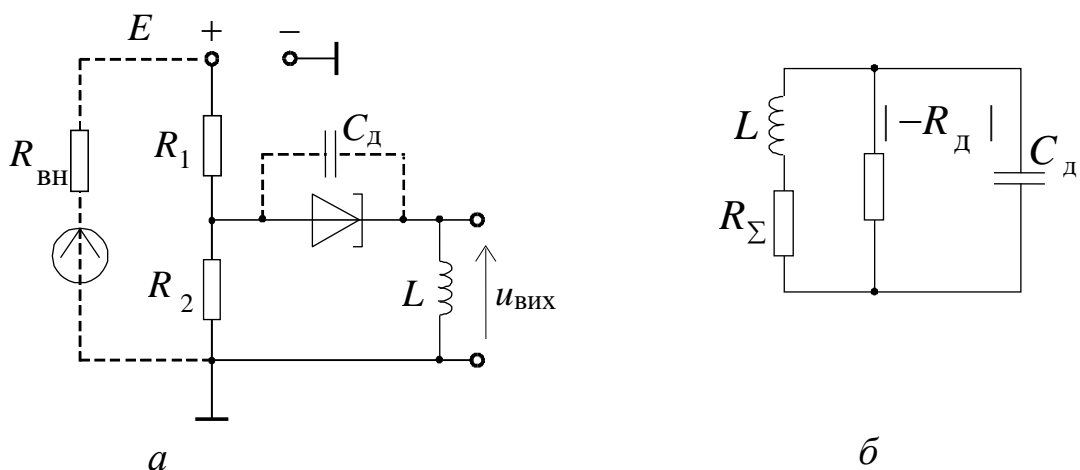


Рис. 6.6. Схема автогенератора на тунельному діоді (а) і його схемна модель (б)

Умовою самозбудження є умова  $R_{\Sigma} \leq |-R_d|$ , тобто повинна виконуватися умова балансу амплітуд, коли величина  $|-R_d|$  виявляється достатньою, аби компенсувати втрати у контурі, а також у колі живлення. Тут  $R_{\Sigma}$  – загальний активний опір, що враховує опір діляника напруги і опір контуру;  $C_d$  – ємність діода;  $R_1, R_2$  – діляник, що забезпечує положення робочої точки.

У такого роду схемах (на відміну від транзисторних) немає необхідності у створенні позитивного зворотного зв'язку. Тут зворотний зв'язок закладений у фізичному механізмі роботи і виражається у виникненні негативного опору при правильному виборі робочої точки. Проте для них властива особливість, яка пов'язана з тим, що джерело живлення повинне мати малий внутрішній опір, аби робоча точка знаходилася на падаючій ділянці, крім того,  $R_{вн}$  входить до  $R_{\Sigma}$  і впливає на частоту генерації. Для цього необхідно виконати умови

$$R_{вн} \leq |-R_d|; R_1 \leq |-R_d|.$$

Частота генерації задається внутрішньою ємністю діода і зовнішньою індуктивністю. Оскільки ємність діода не перевищує сотих пікофард, можливо отримати коливання КВЧ діапазону.

## 6.4. Триточкові схеми автогенераторів на тунельних діодах

Принципова схема автогенератора з послідовним живленням показана на рис. 6.7.

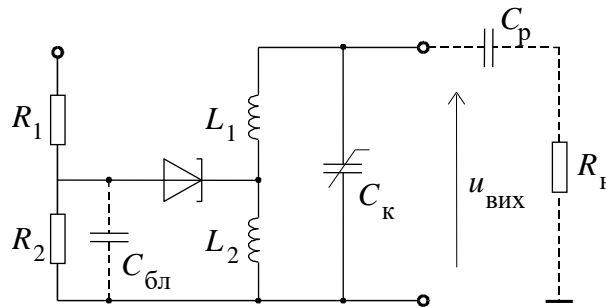


Рис. 6.7. Схема автогенератора з послідовним живленням

Принципова схема автогенератора з паралельним живленням представлена на рис. 6.8.

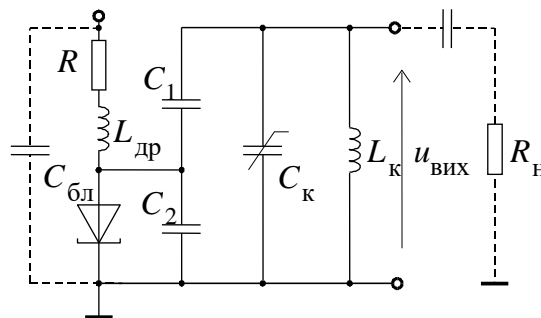


Рис. 6.8. Схема автогенератора з паралельним живленням

Тут  $C_{\text{бл}}$  – блокувальна ємність, що зменшує на високих частотах вплив опору  $R_1$  на контур.

При паралельному живленні постійний струм не поступає до контуру, що запобігає розігріванню котушки контуру і сприяє підвищенню стабільності коливань. Дросель  $L_{\text{др}}$  призначений для «розв'язання» джерела живлення на частоті сигналу. Для усунення самозбудження у контурі  $C_2 L_{\text{др}}$  послідовно з дроселем включається резистор  $R$ .

Зміна частоти автогенератора здійснюється варикапом  $C_{\text{к}}$ .

## Контрольні запитання та завдання розділу

- 6.1. Назвіть умови генерації у транзисторних автогенераторах НВЧ.
- 6.2. Назвіть умови генерації у діодних автогенераторах НВЧ.
- 6.3. Наведіть порядок розрахунку транзисторних генераторів НВЧ.
- 6.4. Які елементи мають містити типові схеми транзисторного автогенератора НВЧ?
- 6.5. Як впливає вибір робочої точки на вольт-амперній характеристиці на умови генерації автогенераторів НВЧ на тунельному діоді?
- 6.6. Яким чином забезпечується умова балансу амплітуд у автогенераторі НВЧ на тунельному діоді?
- 6.7. Назвіть особливості схеми автогенератора НВЧ з послідовним живленням.
- 6.8. Назвіть особливості схеми автогенератора НВЧ з паралельним живленням.
- 6.9. Які кола впливають на частоту генерації автогенераторів НВЧ на тунельному діоді?
- 6.10. Наведіть основні переваги і недоліки схем автогенераторів НВЧ з послідовним і паралельним живленням.

## 7. СУБМІКРОННІ КОМПОНЕНТИ МОНОЛІТНИХ ІС НВЧ І КВЧ

### 7.1. Перспективи розвитку активних компонентів ІС НВЧ і КВЧ

У сучасних електронних системах широко використовується спектр арсенід-галієвих інтегральних схем (рис. 7.1), що пов'язано в основному з приладами на польових транзисторах із затвором Шотткі – ПТШ (*MESFET*–*Metal Semiconductor Field Effect Transistor*) і польових транзисторах з управляючим *p-n* переходом (*Junction FET*), все більше визнання отримують ІС на гетероструктурах: субмікронних гетеробіполярних транзисторах – СГБТ (*HBT* – *Hetero Bipolar Transistor*), на транзисторах з високою рухливістю електронів або субмікронних гетероструктурних польових транзисторах ГСПТ (*HEMT* – *High Electron Mobility Transistor*) і псевдоморфних гетеротранзисторах – *p-HEMT*.

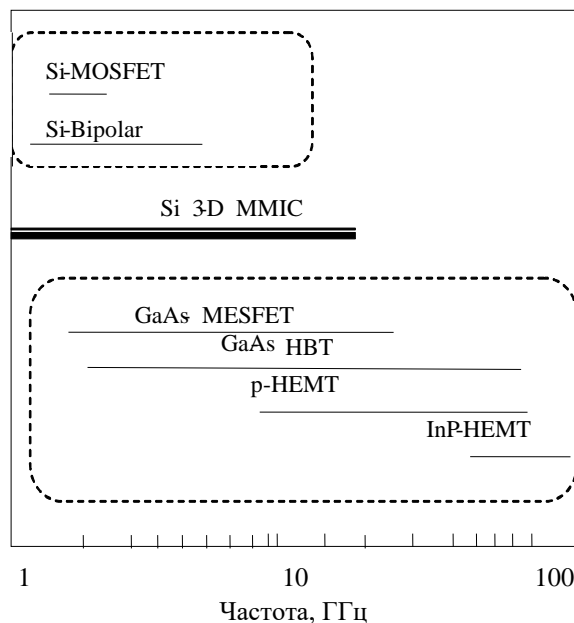


Рис. 7.1. Спектр робочих частот сучасних транзисторів різних типів і інтегральних схем на їх основі

На основі кремнію широко застосовуються тривимірні монолітні інтегральні схеми – Si 3-D *MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit)*.

За своїми електрофізичними характеристиками сполуки напівпровідників  $A_3B_5$ , такі як арсенід галію, фосфід індію та інші, дозволяють виготовляти на їх основі більш швидкодіючі прилади порівняно з кремнієм. Такі прилади широко використовуються в телекомунікаційних системах, стільниковій телефонії, комп'ютерних мережах передачі даних, космічних системах, системах локації і ін. Порівняно новими сферами застосування є високошвидкісна обчислювальна техніка і волоконно-оптичний зв'язок.

Субмікронні гетеробіполярні транзистори і транзистори з високою рухливістю електронів (уніполярні гетеротранзистори) зазвичай розглядаються як ефективніші порівняно з субмікронними польовими транзисторами з бар'єром Шоттки, особливо на високих частотах, але є технологічно більш складними і дорогими структурами.

При цьому передбачається, що гетеробіполярні і польові гетеротранзистори широко використовуватимуться у тих областях, де високочастотні властивості є критичним чинником.

## **7.2. Моделювання субмікронних ефектів і граничних режимів у польових структурах**

Наявність у субмікронних польових структурах таких ефектів, як нестационарний дрейф і сплеск дрейфової швидкості (квазібалістичний рух) і шунтуючий вплив підкладинки, що призводить до зростання середньої дрейфової швидкості транзистора, а значить і до поліпшення швидкісних характеристик і швидкодії транзистора. Ця ж група ефектів, як буде показано, значною мірою визначає умови, за яких мінімізується

інтегральний шум транзистора, і дозволяє дати фізичну інтерпретацію експериментально встановленому факту про наявність мінімуму шуму субмікронних ПТШ за напруги на затворі, близької до порогової. Подібні твердження можна розповсюдити і на транзистори з високою рухливістю електронів (гетеротранзистори), де ефект сплеску дрейфової швидкості виявляється ще більшою мірою. Цим ефектом можна пояснити ще більший, порівняно з субмікронними ПТШ, нахил вольт-амперних характеристик на ділянці «насичення» струму стоку, що спостерігається також у субпороговому режимі і може бути пов'язано із струмом через підкладинку, коли електричним полем затвору відбувається витіснення електронів з «двовимірної» потенціальної ями у підкладинку. Окрім вибору оптимального електричного режиму, мінімізація коефіцієнта шуму пов'язана також з оптимальним узгодженням входу і виходу транзистора. Комплексний аналіз чинників, що забезпечують мінімальний коефіцієнт шуму транзистора, можна проводити на основі «нелокальної» квазідвовимірної моделі з врахуванням результатів, отриманих при двовимірному моделюванні і експериментальних даних.

Функціонування нелінійних пристроїв, що містять у своєму складі субмікронні транзистори, за рівнів вхідних сигналів, порівнянних з напругою живлення транзистора, пов'язане з еволюцією робочої точки транзистора у широкому діапазоні. Це призводить до нелінійних фізичних ефектів і зміни умов струмопереносу у транзисторі. Для нелінійного моделювання пристроїв засобами систем автоматизованого проектування (САПР) потрібні моделі, що поєднують у собі повноту опису нелінійних ефектів у субмікронних ПТШ і незначні обчислювальні витрати.

У даному розділі розглядаються фізико-топологічні моделі арсенідгалієвих субмікронних ПТШ, придатних для використання у системах проектування пристроїв міліметрового діапазону, які працюють у режимі великого сигналу.

Специфічні ефекти, пов'язані з позитивними на затворі, інверсними і субпороговими електричними напругами можуть бути враховані в аналітичних моделях, які є більш прийнятними для використання у системах автоматизованого проектування внаслідок невеликих обчислювальних затрат.

Інший спосіб отримання вихідної інформації про транзистори при розрахунку надвисокочастотних пристроїв – використання формальних апроксимаційних моделей – вимагає великої кількості експериментальних даних для ідентифікації параметрів моделі. Ця проблема посилюється при розробці нелінійних пристроїв, оскільки зміна робочої точки або амплітуди сигналу у широкому діапазоні вимагає зазвичай нової серії вимірів і повторення процедури ідентифікації.

З цієї точки зору більш прийнятним є моделювання на фізико-топологічному рівні, оскільки у цьому випадку потрібно ідентифікувати параметри моделі «у точці» і залежності схемних параметрів від електричного режиму містяться у вихідних рівняннях.

### **7.3. Релаксаційні рівняння у квазідвовимірному наближенні**

В рамках квазідвовимірної фізико-топологічної моделі за певних припущень можна враховувати субмікронні ефекти: ефект сплеску дрейфової швидкості, квазібалістичний ефект (ефект короткого каналу), шунтуючий вплив підкладинки, запізнювання фази сигналу (хвильові процеси) у лінії затвору – ефект третього виміру тощо.

Розрахунок малосигнальних і шумових параметрів схемної моделі транзистора ґрунтується на фізико-топологічній моделі, що включає такі рівняння для каналу:

$$d(\varepsilon h) = (e / \varepsilon \varepsilon_0) h [n(x) - N_D] dx;$$

$$d(en v h W) = dI_{\text{кп}} - dI_{\text{пк}};$$

$$dE = e \varepsilon dx - [(E - E_0) / v \tau_E] dx + [(E - E_{\text{п}} + e V_{\text{к}}) / I_{\text{к}}] dI_{\text{пк}};$$

$$d(m^* v) = (e \varepsilon / v) dx - (m^* / \tau_p) dx + [(m_{\text{п}}^* v_{\text{п}} - m^* v) / I_{\text{к}}] dI_{\text{пк}};$$

$$h(x) = a - \sqrt{2 \varepsilon \varepsilon_0 [V_B - V_{\text{зв}} + V(x)] / e N_D};$$

$$dV = \varepsilon dx;$$

і аналогічні рівняння для підкладинки:

$$d(\varepsilon h) = (e / \varepsilon \varepsilon_0) h_{\text{п}} [n_{\text{п}}(x) - n_{\text{ср}}] dx;$$

$$d(en_{\text{п}} v_{\text{п}} h_{\text{п}} W) = -dI_{\text{кп}} + dI_{\text{пк}};$$

$$dE_{\text{п}} = e \varepsilon_{\text{п}} dx - [(E_{\text{п}} - E_0) / v_{\text{п}} \tau_{E_{\text{п}}}] dx + [(E - E_{\text{п}} - e V_{\text{к}}) / I_{\text{к}}] dI_{\text{кп}};$$

$$d(m_{\text{п}}^* v_{\text{п}}) = (e \varepsilon_{\text{п}} / v_{\text{п}}) dx - (m_{\text{п}}^* / \tau_{p_{\text{п}}}) dx - [(m_{\text{п}}^* v_{\text{п}} - m^* v) / I_{\text{к}}] dI_{\text{кп}};$$

$$h(x) = a + \sqrt{2} l_{\text{еп}} - \sqrt{a^2 + 2 \varepsilon \varepsilon_0 [V_B - V_{\text{зв}} + V(x) - V_p] / e N_D};$$

$$dV_{\text{п}} = \varepsilon_{\text{п}} dx,$$

а також рівняння струмообміну між каналом і підкладинкою, що зв'язують дві попередні системи в єдину систему рівнянь:

$$dI_{\text{кп}} = 0,901 e D_{\text{п}} W [n_{\text{п}} - 0,637 \sqrt{N_D N_{\text{дп}}}] dx / l_{\text{еп}},$$

$$dI_{\text{пк}} = 0,366 e D_{\text{к}} W [n(x) - N_D] dx / l_{\text{е}},$$

де  $\varepsilon$ ,  $\varepsilon_{\text{п}}$  – напруженість подовжнього електричного поля у каналі і в підкладинці;  $e$  – заряд електрона;  $\varepsilon \varepsilon_0$  – діелектрична проникність арсеніду галію;  $h$ ,  $h_{\text{п}}$  – відповідно товщина каналу і ефективна товщина підкладинки;  $N_D$ ,  $N_{\text{дп}}$  – рівні легування епітаксialьного шару і

підкладинки;  $n$ ,  $n_{\text{п}}$  – поточні значення концентрації електронів у каналі і підкладинці;  $v$ ,  $v_{\text{п}}$  – середні значення дрейфової швидкості носіїв у каналі і у підкладинці;  $dI_{\text{кп}}$ ,  $dI_{\text{пк}}$  – складові повного струму стоку відповідно з каналу до підкладинки і з підкладинки у канал;  $E$ ,  $E_{\text{п}}$  – середні значення енергії носіїв каналу і підкладинки;  $E_0$  – рівноважне значення енергії;  $\tau_E$ ,  $\tau_p$  – часи релаксації енергії і імпульсу носіїв у каналі і, з відповідним індексом, у підкладинці;  $m^*$ ,  $m_{\text{п}}^*$  – значення ефективної маси носіїв у каналі і в підкладинці;  $V_B$ ,  $V_{\text{зв}}$  – потенціал бар'єру Шоттки і різниця потенціалів затвор-витік;  $V(x)$ ,  $V_{\text{п}}(x)$  – поточне значення потенціалу каналу і підкладинки (потенціал підкладинки має сенс лише при повністю перекритому каналі);  $n_{\text{ср}}$  – середнє (рівноважне) значення концентрації у підкладинці;  $V_p$  – потенціал «відсічення» струму стоку;  $l_e$ ,  $l_{\text{еп}}$  – довжина екранування у каналі і в підкладинці;  $D_{\text{к}}$ ,  $D_{\text{п}}$  – коефіцієнти дифузії у каналі і у підкладинці;  $V_{\text{к}}$  – контактний потенціал (потенціального бар'єру канал-підкладинка);  $a$  – товщина епітаксіального шару;  $W$  – ширина транзистора;  $T$  – температура кристала;  $k$  – постійна Больцмана.

#### **7.4. Моделювання електричного режиму субмікронних польових транзисторів**

Найбільш істотними чинниками, що визначають умови перенесення носіїв і шум у транзисторі, є ефект «сплеску» дрейфової швидкості, міждолинне розсіяння носіїв внаслідок розігріву у сильному електричному полі і вплив процесів на границі каналу з підкладинкою.

Як вже відзначалося, опис нестационарного дрейфу у таких структурах можливий на основі системи рівнянь, що містить, окрім рівнянь неперервності і Пуассона, рівняння балансу імпульсу і енергії, а також рівняння, що описують процеси на границі епітаксіального шару з

підкладинкою з врахуванням інжекції носіїв і їх перерозподілом між каналом і підкладинкою у широкому діапазоні живлячої напруги, включаючи субпороговий режим і режим відкритого каналу.

Таким чином, як впливає з наведених вище міркувань, а також з аналізу на основі моделей різного рівня, струм підкладинки значною мірою впливає на характеристики субмікронного транзистора.

Структура фізико-топологічної моделі у квазідвовимірному наближенні, де описуються колективи електронів каналу і підкладинки і їх взаємодія, передбачає включення до рівнянь збереження енергії і імпульсу членів, що враховують «перемішування» потоків. Отримані результати характеризують важливу особливість транзисторів з напівізолюючою підкладинкою. Струмозподіл носіїв призводить до зміни середніх значень енергії і швидкості. Визначальне значення при цьому грає потенціальний бар'єр на границі каналу з підкладинкою. Долаючи бар'єр при інжекції з каналу, носії втрачають енергію, що призводить до затримання процесів міждолинних переходів і дрейфу по підкладинці, де ефект «сплеску» швидкості помітніший.

Модель дозволяє проводити аналіз розподілів фізичних величин (швидкості, енергії і ін.) і параметрів схемної моделі транзистора з урахуванням специфіки його використання для надшвидкісних цифрових інтегральних схем. Такого роду транзистори, зазвичай, відрізняються малими розмірами епітаксiального шару і затвору.

Представляє інтерес аналіз впливу геометричних розмірів структури транзистора, зокрема довжини затвора, на параметри схемної моделі транзистора у робочому електричному режимі. З укороченням довжини затвора виявляється ряд ефектів, властивих субмікронним структурам, що впливають на схемні параметри, особливо на передавальні характеристики. Крім того, у зв'язку з широким діапазоном зміни потенціалів на електродах, вимагає адекватного моделювання субпороговий режим, коли значення струму стоку на декілька порядків менше, ніж струм насичення відкритого транзистора.

На рис. 7.2 представлені параметри схемної моделі: крутизни  $S_0$ , вихідної провідності  $G_d$ , залежно від потенціалу затвора  $V_{зв}$ . Тут показаний вплив довжини затвору на параметри схемної моделі. Напрямок стрілки відповідає збільшенню довжини затвора від 0,25 до 1,5 мкм з кроком 0,25 мкм. Зменшення довжини затвора призводить до покращення параметрів транзистора – збільшення крутизни, зменшення вхідної і прохідної ємностей. Спостережуване при укороченні затвора зростання крутизни і вихідної провідності транзистора пов'язане з впливом вже описаних короткоканальних ефектів. Необхідно відзначити появу екстремумів на залежності вихідної провідності від потенціалу на затворі при укороченні затвора, в основному пов'язаних з струмозподілом між каналом і підкладкою і ефектом «сплеску» дрейфової швидкості. При потенціалах, близьких до потенціалу «відсічення», вхідна ємність практично не залежить від довжини затвору і від електричного режиму і визначається краєвою ємністю витокового кінця затвора.

Зростання прохідної ємності при збільшенні довжини затвору може бути пов'язане з ефектами накопичення носіїв біля стокового кінця затвору і утворенням статичного домену.

Наведені залежності отримані для структури з характерними фізико-топологічними параметрами: товщиною епітаксiального шару 0,12 мкм, концентрацією донорів у цьому шарі  $1,9 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , міжелектродними відстанями 0,8 мкм.

Слід зазначити, що наявність максимуму на залежності вихідної провідності від напруги на затворі (рис. 7.2) є характерною для малошумлячих транзисторів. На великій вибірці таких транзисторів

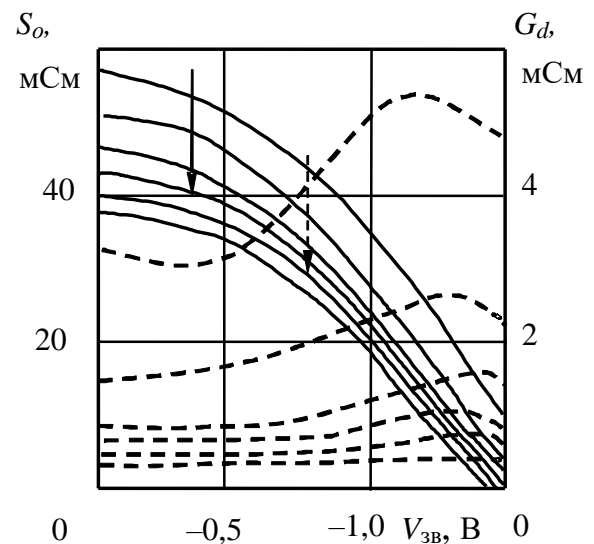


Рис. 7.2. Залежності малосигнальних крутизни і вихідної провідності від напруги на затворі

експериментально встановлено, що максимум вихідної провідності досягається поблизу напруги на затворі, що відповідає малошумлячому режиму транзистора. При цьому, чим помітнішим є максимум провідності, тим більш яскраво виражений мінімум на залежності мінімальної шумової температури (мінімального коефіцієнта шуму) від напруги на затворі.

При проектуванні субмікронних транзисторів для надшвидкодіючих схем пред'являється умова хорошого «відсічення» струму стоку – на стік-затворній характеристиці відсутній характерний експоненціальний «хвіст» при значеннях напруги, близької до відсічення струму стоку. Це досягається за рахунок зменшення провідності підкладинки і вимагає створення більш високих і різких потенціальних бар'єрів на границі епітаксiальний шар – підкладинка. З одного боку при цьому істотно зменшується екстремум на залежності вихідної провідності від напруги на затворі, що зменшує міру нелінійності динамічних характеристик транзистора. З іншого боку, відсутність потенціального бар'єру, що «охолоджує», з боку підкладинки послаблює ефект «сплеску» дрейфової швидкості і зменшується середня дрейфова швидкість носіїв у каналі, що призводить до погіршення швидкісних характеристик транзистора. Таким чином, розроблення субмікронних транзисторів для надшвидкодіючих інтегральних схем вимагає оптимального вибору конструкції, топології і електрофізичних параметрів (рівнів легування каналу, концентрації домішок у підкладинці, геометричних розмірів тощо). Для оптимізації характеристик надшвидкодіючих пристроїв можуть використовуватися квазідвовимірні моделі, що поєднують високу фізичну інформативність і економічність при розрахунках.

## 7.5. Моделі ПТШ для режиму великого сигналу

Компромiсом мiж швидкодiєю i фiзичною адекватнiстю виступають квазидвовимiрнi моделi ПТШ. Розглянемо модифiкованi моделi, в яких врахованi особливостi струмопереносу поблизу режиму вiдсiчення струму (субпороговий режим), за негативного потенцiалу стоку (iнверсний режим), а також за позитивних потенцiалiв затвору, коли iстотну роль грають струми прямозмiщеного бар'єру Шотткi.

Характерною особливiстю транзисторiв з субмiкронною довжиною затвора є помiтна, порiвняно з провiднiстю каналу, провiднiсть тонкого (порядку сотих мкм) шару пiдкладинки, що примикає до епiтаксiального шару i збагаченого електронами внаслiдок дифузii. Особливо помiтна роль пiдкладинки поблизу режиму вiдсiчення, що виявляється в iснуваннi струму стоку за напруги на затворi, вищiй за порогову. У квазидвовимiрнiй моделi цей ефект враховується iнтегруванням системи двох груп основних рiвнянь для каналу i для пiдкладинки, що добре описує основнi процеси у вiдкритому ПТШ.

Експериментальна стiк-затворна характеристика для субпорогового режиму добре лiнеаризується у напiвлогарифмiчних координатах.

Експоненцiальний характер спадання струму стоку при перекриттi каналу транзистора може бути пояснений (i це пiдтверджується за допомогою кiнетичної моделi Монте-Карло) утворенням потенцiального бар'єру у витоковiй частинi каналу i надбар'єрним проходженням електронiв внаслiдок початкових теплових швидкостей вiд витоку до каналу пiд затвором.

У квазидвовимiрнiй моделi цей механiзм можна врахувати, задаючи в початкових умовах концентрацiю електронiв, значення якої визначається при максвеллiвському розподiлi за вiдомої висоти потенцiального бар'єру. Проте розрахунок висоти бар'єру неможливий у рамках традицiйного припущення про рiзку границю збiдної областi i вимагає врахування бiльш реальної форми поперечного перетину каналу, яка

утворюється суперпозицією параболічного розподілу потенціалу збідненої області під затвором і логарифмічного розподілу у збагаченому шарі підкладинки.

При такому підході можна також точніше знайти ефективну товщину каналу, повністю зберігши метод квазідвовимірної моделювання.

Для створення схемної моделі каналу у режимі відкритого затвору Шотткі розглядаються «телеграфні» рівняння для струму і потенціалу каналу в умовах, коли спостерігається розподілене відгалуження струму електронів до кола відкритого затвора:

$$d^2I/dx^2 = \alpha^2 I;$$

$$d^2V/dx^2 = -\alpha^2 [V_{\zeta b} - V(x)],$$

де  $\alpha^2 \equiv g/en\mu_a$ ,  $V_{zb} = V_z - V_b$  – потенціал затвору з врахуванням контактної різниці потенціалів;  $g$  – провідність переходу одиничної площі. Розв'язання цих рівнянь дозволяє розраховувати вольт-амперні характеристики (рис. 7.3) і параметри схемної моделі.

Встановлено, що на відміну від представлення підзатворної області, що зустрічається, у вигляді двох діодів, її схемна модель має бути представлена трьома нелінійними резисторами, два з яких еквівалентні діодам і управляються напругою затвор-витік і затвор-стік, а третій враховує їх взаємодію. Для моделювання цього режиму необхідно додатково ідентифікувати три параметри ( $V_e, i_{s0}, m$ ) при використанні апроксимації ВАХ затвора у вигляді  $i = i_s [\exp(eV/mkT) - 1]$ ,  $i = i_{s0} \exp(-eV_b/kT)$  або два параметри ( $G, V_b$ ) при дискретно-лінійній апроксимації  $i = 0$  при  $V \leq V_b$ ;  $i = G(V - V_b)$  при  $V > V_b$ .

При моделюванні високовольтного режиму врахована особливість роботи ПТШ, що полягає у тому, що дірки, що генеруються у процесі лавинного розмноження, витягуються з каналу полем затвору і не створюють «діркової лавини».

Це дає можливість користуватися простою теорією лавинних процесів і вважати, що струм каналу на кожному кроці інтегрування збільшується на  $\Delta i_k = \alpha i_k \Delta x$  лише за рахунок електронів, що генеруються. На таку ж величину зростає струм затвору, що на схемній моделі відображується включенням між стоком і затвором нелінійного резистора.

Тут потрібна додаткова ідентифікація параметрів залежності коефіцієнта іонізації від напруженості електричного поля, яка вибрана у вигляді  $\alpha = \alpha_0 \exp(\epsilon_0/\epsilon)^n$ .

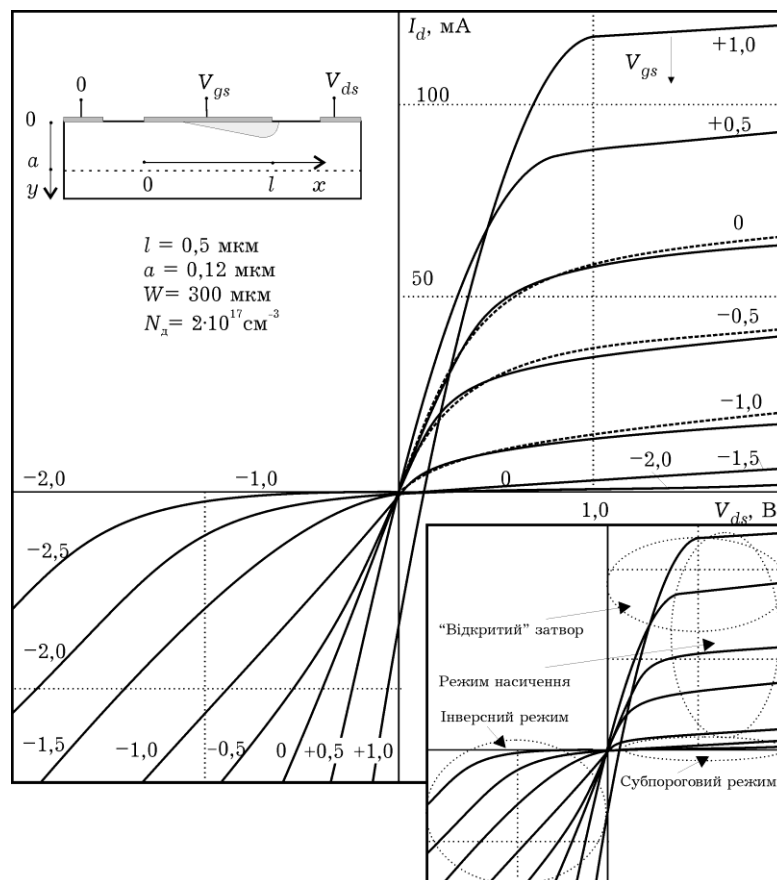


Рис. 7.3. Сімейство вихідних характеристик, отримане з нелінійної моделі ПТШ: штрихові лінії – експериментальні характеристики; на вставці позначені характерні нелінійні режими

Моделювання інверсного режиму ПТШ пов'язане з необхідністю формування процедури інтегрування основних рівнянь моделі у напрямі назустріч електронному потоку. Не зважаючи на принципову можливість

створення такої процедури, зручніше, помінявши стік і витік місцями, використовувати вже відому модель для аналізу фізичних процесів. Але при розрахунку параметрів схемної моделі треба мати на увазі, що спосіб їх визначення у фізико-топологічній моделі відповідає схемі із загальним стоком. Характерним для інверсного режиму є те, що при потенціалах стоку, більш від'ємних, ніж потенціал затвора (порівняно витоку), на величину бар'єрного потенціалу, транзистор працює у режимі відкритого затвора.

Приклад моделювання статичних ВАХ для ПТШ з довжиною затвора 0,5 мкм порівняно з експериментальними даними наведений на рис. 7.3. Нахил огинаючих кривих на крутій ділянці відповідає омичному опору стоку і витоку. Лише для потенціалу затвора +0,8 В помітно зменшення струму стоку із-за відкриття затворного бар'єру Шоттки. При підвищенні стокової напруги частина відкритого бар'єру зменшується і ВАХ на пологій ділянці має звичайний вигляд. При від'ємній стоковій напрузі відкриття бар'єру помітне для потенціалу +0,5 В; для інших значень – поза межами представлених графіків. З вигляду ВАХ для інверсного режиму слідує, що транзистор працює у неактивному режимі, оскільки міра впливу потенціалів затвора і стоку на струм стоку однакова.

Фізико-топологічний рівень опису ПТШ дозволяє після етапу ідентифікації провести розрахунок схемних параметрів для будь-якої робочої точки або у заданому діапазоні значень живлячих напруг. Ці масиви параметрів потім можуть бути використані безпосередньо у системах проектування із застосуванням, наприклад, сплайн-апроксимації.

## 7.6. Двовимірне чисельне моделювання субмікронних польових структур

Існуючі підходи до моделювання субмікронних польових структур розрізняються розмірністю, прийнятими припущеннями і необхідним об'ємом обчислень. Для напівпровідникових структур з бар'єром Шотткі з розмірами порядку 0,1 мкм необхідно використовувати фізико-топологічні моделі, що враховують короткоканальні ефекти, – нестационарний дрейф носіїв заряду, вплив фізичних процесів у підкладинці, а також найбільш істотні механізми розсіяння носіїв заряду, включаючи міждолинні, які визначають роботу польових транзисторів на основі багатодолинних напівпровідників. Необхідність двовимірного моделювання фізичних процесів, коли довжина затвора і розміри активної області не перевищують 0,5 мкм, обумовлена їх порівнянністю з характерними розмірами високолегованих шарів і наявністю областей з високими градієнтами функцій, що описують електричні поля і фізичні характеристики електронного газу: концентрацію, швидкість, енергію. При цьому моделювання порівняно «великих» транзисторних структур (з розмірами близько 1 мкм і більше) може здійснюватися по спрощеній («локальній») двовимірній моделі, що містить рівняння Пуассона і рівняння неперервності струму, а польова залежність рухливості електронів пов'язана з апроксимацією «стаціонарних» значень дрейфової швидкості. При цьому спільно розв'язуються двовимірні рівняння Пуассона (7.1) і рівняння неперервності, які у стаціонарному випадку є рівняннями у часткових похідних еліптичного типу. Рівняння Пуассона для ПТШ можна записати

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = -\rho / \epsilon \epsilon_0, \quad (7.1)$$

де  $\rho = n(x, y) - N_d(x, y)$ ,  $N_d(x, y)$  – функція, яка задає профіль легуючої домішки в активній області транзистора.

Рівняння неперервності струму транзистора записують як

$$\operatorname{div}[D \operatorname{grad}(n) - \mu \operatorname{grad}(\varphi)] = 0,$$

де  $D$  – коефіцієнт дифузії;  $\mu$  – рухливість електронів.

У слабких полях коефіцієнт дифузії описують співвідношенням Ейнштейна:  $D = \mu kT/e$ . У сильних полях залежності рухливостей електронів і дірок від напруженості електричного поля, температури і рівнів легування донорної і акцепторної домішки апроксимуються функціями, наведеними нижче. Апроксимуюча функція залежності дрейфової швидкості від напруженості електричного поля, придатна для різних температур кристалічної решітки і концентрації домішки, може бути записана:

$$v_c(\varepsilon_c, N_d, T) = \mu \varepsilon_c \frac{300}{T} \frac{1 + v_H \varepsilon_c^3 / [\mu \varepsilon_0^4 (1 - 5,3 \cdot 10^{-4} T)]}{1 + (\varepsilon_c / \varepsilon_0)^4},$$

де  $\mu$  – рухливість електронів;  $\mu = \mu_0 / (1 + N_d (m^{-3} / 10^{23}))^{1/2}$ ;  $v_c$  – стаціонарне значення швидкості електронів;  $v_H$  – швидкість насичення;  $\mu_0 = 0,8 - 0,9 \text{ м}^2/\text{Вс}$ .

Недоліком використання наведених вище апроксимацій є необхідність проведення експериментальних досліджень польової залежності рухливості для різних матеріалів, а також «інтегральний» характер цих залежностей, що не дозволяє ідентифікувати вклад різних механізмів розсіяння у релаксаційні процеси. При цьому часи релаксації розраховують за аналітичними співвідношеннями для окремих механізмів розсіяння і можна враховувати найбільш істотні з них.

Система рівнянь локальної моделі більш економічна при чисельному аналізі з точки зору обчислювальних витрат, оскільки не включає релаксаційні рівняння і вихідна система диференціальних рівнянь у часткових похідних має меншу розмірність, але вона непридатна для аналізу нестационарних ефектів.

З позицій адаптивного моделювання і побудови системи моделювання субмікронних приладів використання локальної двовимірної моделі виправдано для порівняно «великих» структур і може також використовуватися для отримання початкових наближень, а також оцінок порівняно кроку дискретизації рівнянь і кількості ітерацій обчислювального процесу, визначення розмірів активних і пасивних областей структури тощо.

Більший інтерес для аналізу представляє нелокальна двовимірна модель. Розглянемо рівняння нестационарної двовимірної моделі субмікронного ПТШ (нелокальної моделі), базується на розв'язанні рівнянь Пуассона і рівняння неперервності струму, рівнянь збереження імпульсу і енергії, яка у поєднанні з апроксимаціями часів релаксації енергії і імпульсу у сильних електричних полях дозволяє розрахувати як фізичні характеристики транзистора, так і статичні (вольтамперні) характеристики у широкому діапазоні живлячих напруг.

Система рівнянь нелокальної двовимірної моделі має такий вигляд:

$$v_x \frac{\partial n}{\partial x} + v_y \frac{\partial n}{\partial y} = 0; \quad (7.2)$$

$$v_x \frac{\partial v_x}{\partial x} + v_y \frac{\partial v_x}{\partial y} = \frac{e\mathcal{E}_x}{m^*} - \frac{v_x}{\tau_p}; \quad (7.3)$$

$$v_x \frac{\partial v_y}{\partial x} + v_y \frac{\partial v_y}{\partial y} = \frac{e\mathcal{E}_y}{m^*} - \frac{v_y}{\tau_p}; \quad (7.4)$$

$$v_x \frac{\partial T_e}{\partial x} + v_y \frac{\partial T_e}{\partial y} = -\frac{T_e - T_0}{\tau_E} + \frac{2E_d}{3k}(\gamma - 1); \quad (7.5)$$

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = -\rho / \epsilon \epsilon_0; \quad (7.6)$$

$$\gamma = 2\tau_E / \tau_p,$$

де дрейфова енергія визначається як

$$E_{\text{д}} = m^* v^2 / 2 = \frac{m^*}{2} (v_x^2 + v_y^2).$$

Для розв'язання рівнянь область транзистора представляють у вигляді дискретної структури – скінченних елементів. Вибір методу розбиття обумовлений необхідністю апроксимації області із складною конфігурацією, а також тим, що сильні поля локалізуються в області з розмірами 0,2–0,3 мкм у стокового краю затвора і потрібна дрібніша сітка. Триангуляція у методі скінченних елементів пов'язана з представленням області моделювання у вигляді сукупності трикутників. Детальніше методи і алгоритми щодо апроксимації рівнянь із застосуванням скінченних елементів, адаптовані до субмікронних польових структур, приводяться далі.

З відомого розподілу потенціалу у вузлах сітки розраховуються напруженості електричного поля:

$$\varepsilon = -\text{grad}(\varphi). \quad (7.7)$$

Для розв'язання системи рівнянь (7.2–7.6) на електродах транзистора задають граничні умови Діріхле для потенціалу ( $\varphi = \text{const}$ ). На бічних границях задаються однорідні умови Неймана ( $\partial\varphi/\partial n = 0$ ), де  $n$  – нормаль до цих границь. Аналогічні умови задаються на вільній поверхні між електродами транзистора.

Алгоритм розв'язання системи рівнянь (7.2–7.6) з врахуванням апроксимацій часів релаксації і рівняння для напруженості електричного поля (7.7) включає декілька вкладених циклів. Кожне з рівнянь, у свою чергу, є системою скінченно-елементних рівнянь великої розмірності. Розріджені матриці систем включають переважно діагональні елементи і мають стрічкову структуру. Для розв'язання систем використовують метод прогону у поєднанні з ітераційним багатокроковим методом Ньютона. Після отримання рішення із заданою точністю для потенціалів (рівняння Пуассона) спільно розв'язується система рівнянь (7.2–7.7) з розрахунком на кожному кроці часів релаксації і ефективної маси з

врахуванням заселеності долин за відповідними апроксимаціями. При цьому розглядається дводолинна модель енергетичних зон.

Вихідний струм ПТШ розраховувався як нормальна складова струму до контакту стоку за відомими двовимірними розподілами концентрації електронів, напруженості електричного поля і рухливості за результатами розв'язання вихідної системи рівнянь при досягненні заданої точності у вузлах сітки. При неможливості досягнення заданої точності у межах ітераційних процесів (внутрішнього і зовнішнього циклів) здійснювалася процедура дроблення кроку триангулярної сітки.

Як тестова структура використовувалася структура ПТШ з розмірами затвора  $0,2 \times 100$  мкм, товщиною епітаксiального шару  $0,1$  мкм із ступінчастим профілем легуючої домішки, з концентрацією донорів в каналі і напівізолюючій підкладинці відповідно  $5 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$  і  $5 \times 10^{15} \text{ см}^{-3}$ .

Результати моделювання фізичних процесів у каналі досліджуваного транзистора представлені на рисунках. Інші розміри, параметри шарів і матеріалів ПТШ представлені на рис. 7.4.

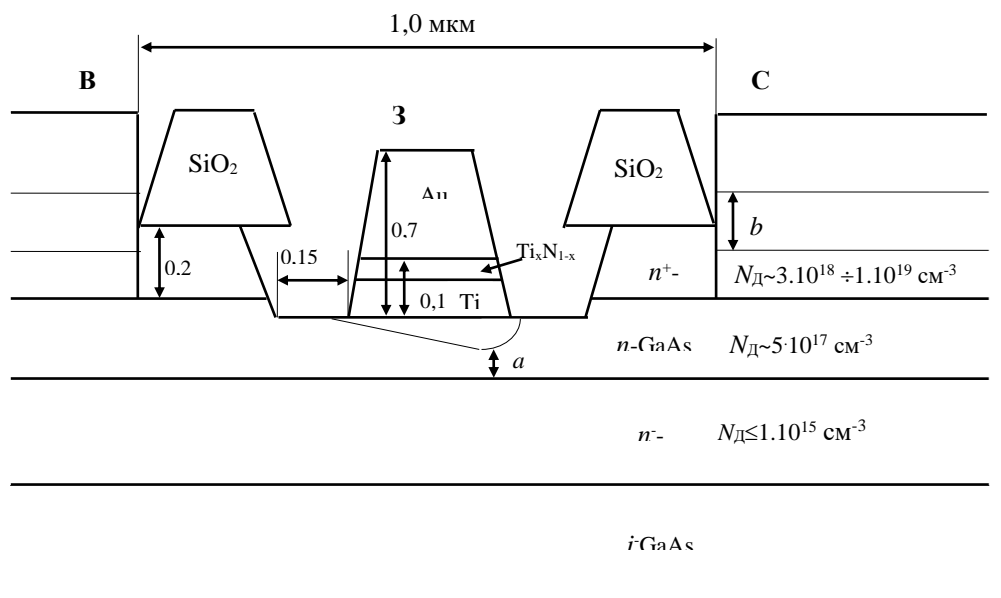


Рис. 7.4. Топологія субмікронного ПТШ (усі розміри наведено у мікронах)

На всіх рисунках (7.5–7.9), де представлені двовимірні розподіли фізичних величин субмікронного ПТШ з довжиною затвора 0,2 мкм, затвор розташовується симетрично порівняно координати  $x = 0$ .

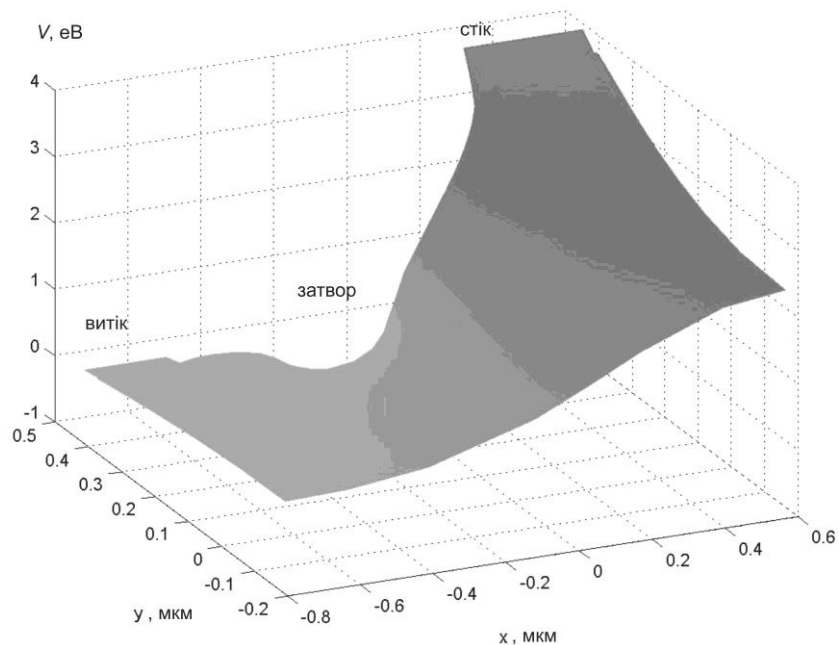


Рис. 7.5. Розподіл потенціалу у структурі субмікронного ПТШ, [В]

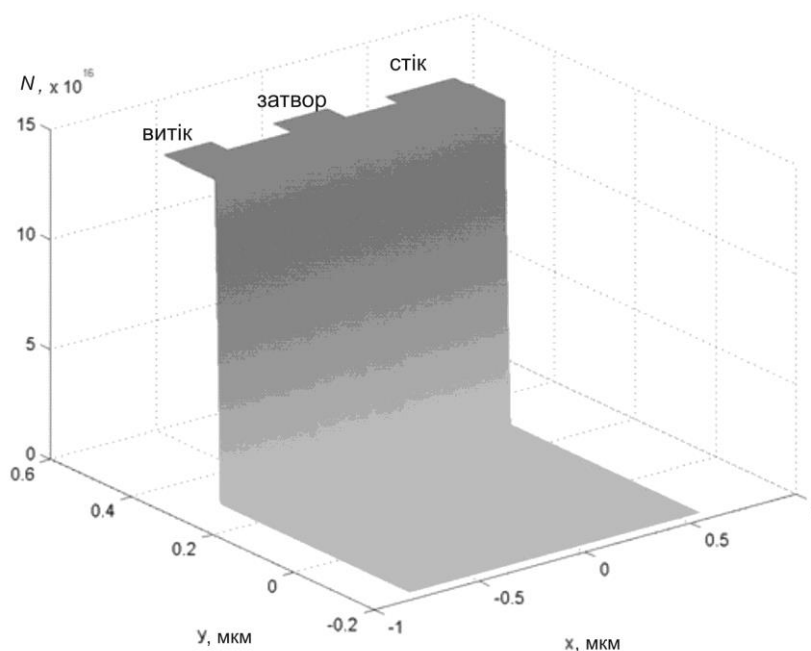


Рис.7.6. Ступінчастий профіль концентрації легуючої домішки у каналі, [ $\text{см}^{-3}$ ]

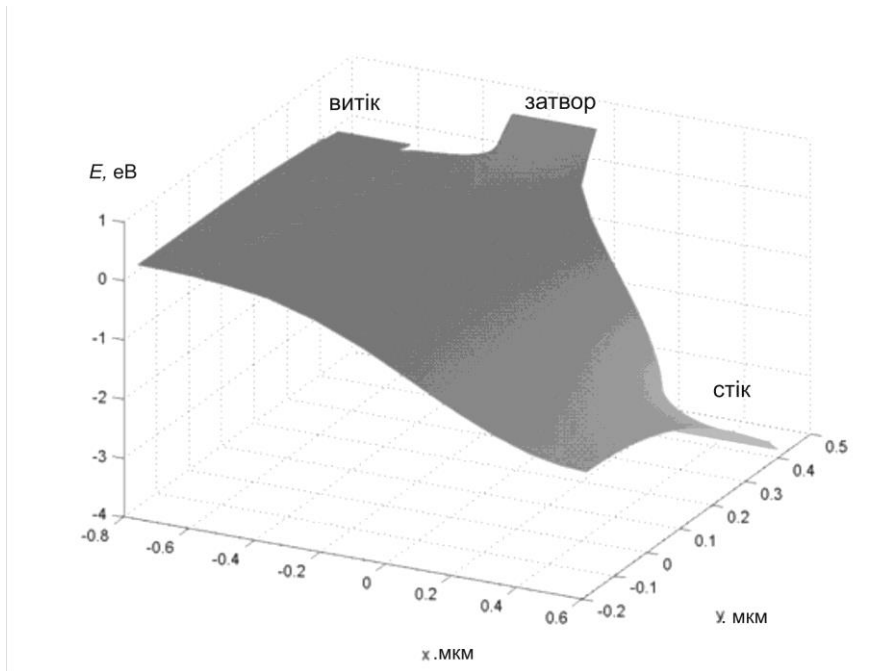


Рис. 7.7. Потенціальна енергетична поверхня у модельованій області, [eV]

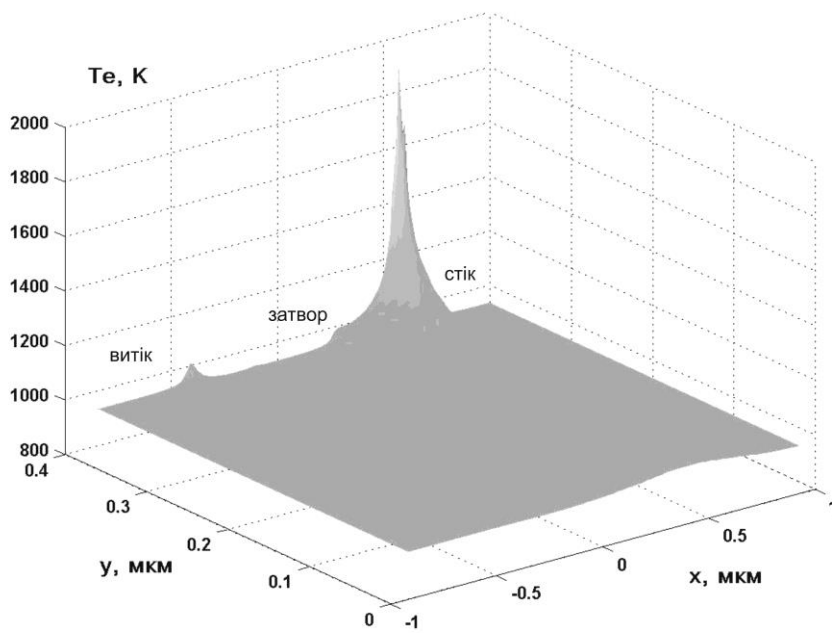


Рис. 7.8. Розподіл електронної температури для субмікронного ПТШ  
с довжиною затвора 0,2 МКМ

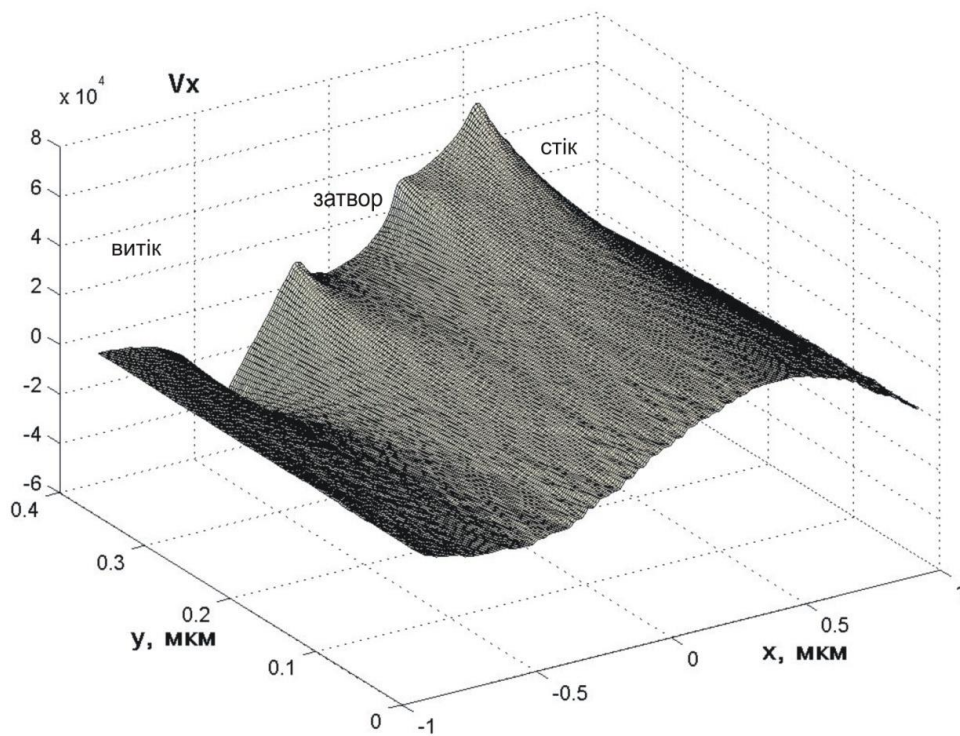


Рис. 7.9. Розподіл складової вектора швидкості на вісь  $x$ , м/с

Отримані результати відповідають такому електричному режиму на електродах транзистора: потенціал витіку дорівнює нулю, потенціали на затворі і стоці відповідно  $-1,0$  В (з врахуванням висоти бар'єру Шоттки  $0,8$  В) і  $4,0$  В.

Як показують результати порівняння розрахунків і експериментальних даних, для подібної транзисторної структури з розмірами затвора  $0,2 \times 300$  мкм у короткоканалних структурах (довжина затвора  $< 0,5$  мкм) на вольт-амперних характеристиках області насичення струму стоку виражені не так яскраво, як у порівняно «довших» структурах (довжина затвора більше  $0,5$  мкм), що мають більш пологі характеристики.

З точки зору аналізу інтегральних характеристик транзистора це пов'язано з великими значеннями динамічної крутизни «коротких» структур. Порівняння проведених розрахунків з експериментом вказує на

необхідність при моделюванні включення системи релаксаційних рівнянь. Це дає змогу більш адекватного розрахунку струмів стоку у пологій області вихідних характеристик ПТШ для всіх значень живлячої напруги. Наведені дані підтверджують результати, отримані при моделюванні по кінетичній моделі і в квазідвовимірному наближенні, про те, що ефект «сплеску» дрейфової швидкості призводить до збільшення середньої швидкості електронного газу, що, у свою чергу, забезпечує зростання динамічної крутизни і вихідної провідності ПТШ.

## **7.7. Моделювання субмікронних гетероструктурних транзисторів**

Необхідність розширення робочих частот активних компонентів інтегральних схем до сотень гігагерців і можливості сучасної технології зумовили розроблення субмікронних транзисторів з гетероселективним легуванням (гетеротранзисторів СГСТ) на основі багатодолинних напівпровідників (GaAs, InP) і їх сполук з довжиною затвору 0,15–0,2 мкм при характерних розмірах високолегованих шарів в активній області транзистора порядку 0,1 мкм. Для таких розмірів гетероструктур при звичайній живлячій напрузі, подібно до субмікронних ПТШ, характерні сильні поля, в яких спостерігається розігрівання електронного газу. Для опису субмікронних ефектів у гетеротранзисторах, моделювання і аналізу його характеристик, можуть використовуватися рівняння для двовимірної активної області у наближенні часу релаксації. Вихідна система рівнянь нелокальної двовимірної моделі СГСТ має вигляд, аналогічний системі рівнянь для субмікронного ПТШ.

При моделюванні розподілу потенціалу у структурі і розв'язанні рівняння Пуассона враховується розрив енергетичних зон на границі вузькозонного і широкозонного напівпровідників висотою приблизно 0,4 еВ.

Вихідний струм транзистора розраховується як нормальна складова струму до контакту стоку за відомими двовимірними розподілами концентрації електронів, напруженості електричного поля і рухливості за результатами розв'язання системи рівнянь фізико-топологічної моделі при досягненні заданої точності рішень у вузлах сітки.

Типова структура субмікронного гетеротранзистора представлена на рис.7.10. Структура характеризується наступними фізико-топологічними параметрами: довжиною затвора 0,2 мкм, шаром широкозонного легованого  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  ( $x=0,3$ ) під затвором з ефективною товщиною 0,1 мкм, шаром нелегованого  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  товщиною 50 Å (спейсер), шаром нелегованого GaAs на напівізолюючій підкладинці, завтовшки у декілька десятків мікрометрів, у поверхневому шарі якого у результаті розриву зон утворюється потенціальна яма. Оскільки усі електронні процеси пов'язані з поверхневим шаром і двовимірним електронним газом у потенціальній ямі, то для моделювання можна обмежитися ефективною товщиною транзистора 1–2 мкм.

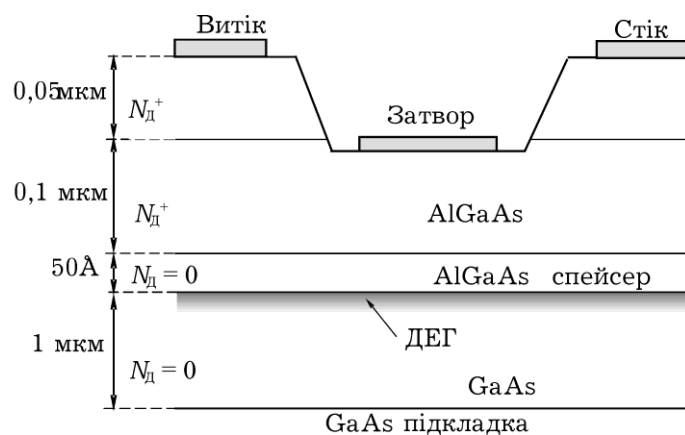


Рис. 7.10. Топологічна структура субмікронного гетеротранзистора з двовимірним електронним газом (ДЕГ)

На рисунках 7.11–7.14 наведені результати двовимірного моделювання основних фізичних характеристик у каналі субмікронного

гетеротранзистора. Затвор розташовується симетрично порівняно координати  $x = 0$ .

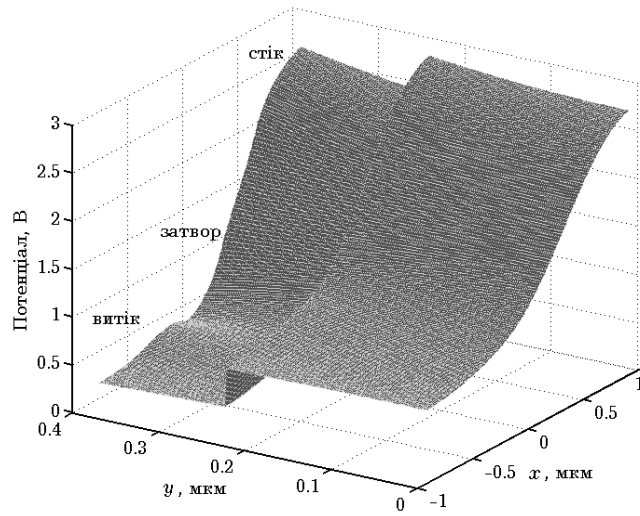


Рис. 7.11. Розподіл потенціалу у структурі гетеротранзистора

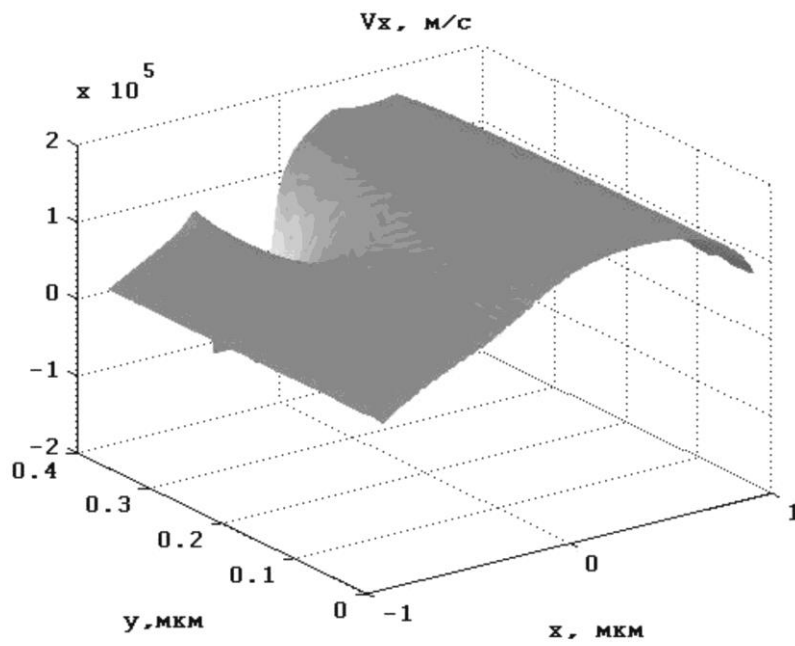


Рис. 7.12. Розподіл проекції дрейфової швидкості на вісь  $x$

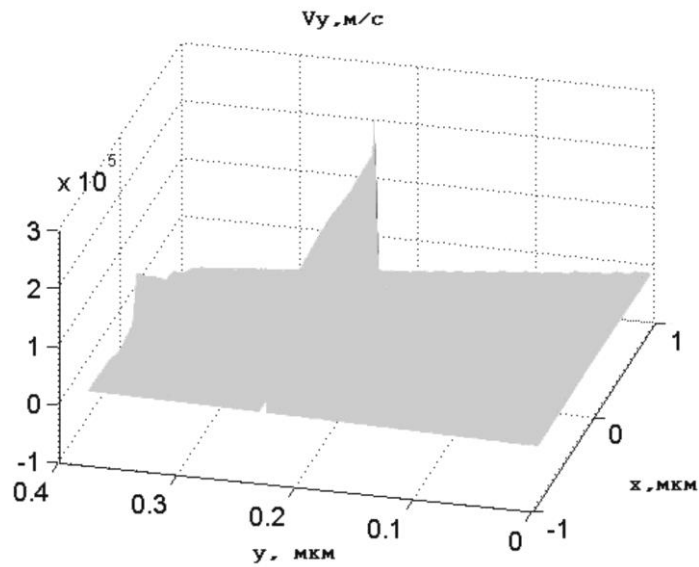


Рис. 7.13. Розподіл проекції дрейфової швидкості на вісь  $y$

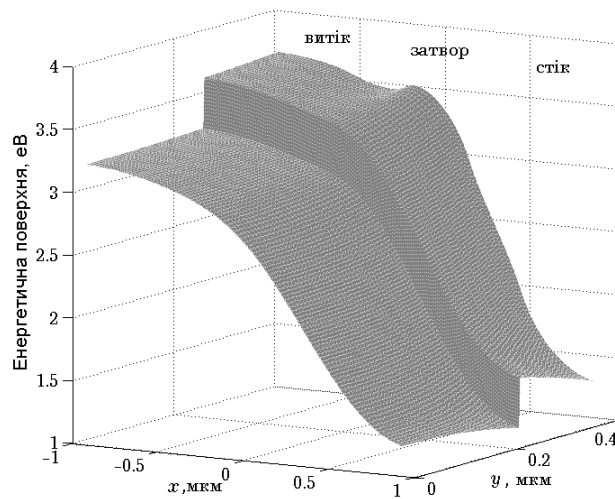


Рис. 7.14. Потенціальна енергетична поверхня

Наведені характеристики розраховані при такому електричному режимі на електродах витoku, затвору і стоку, відповідно, 0 В;  $-0,5$  В; 4,0 В.

Розрив енергетичних зон на границі гетеропереходу задавався при розв'язанні рівняння Пуассона як вбудований потенціал заввишки

близько 0,4 В у припущенні відсутності квантових ефектів для електронів у потенціальній ямі.

Як показують результати моделювання, розігрів електронного газу і зростання температури електронів більшою мірою пов'язане з електронами, що дрейфують у потенціальній ямі на границі гетеропереходу. Ефект «сплеску» дрейфової швидкості помітний як для електронів гетеропереходу, так і електронів, що дрейфують у високолегованому шарі  $Al_xGa_{1-x}As$ . Проте, оскільки область за затвором збіднена носіями заряду, лише незначна їх кількість має високі значення швидкості. Схемні моделі субмікронних гетеротранзисторів для аналізу сигнальних і шумових характеристик багато у чому аналогічні моделям субмікронного ПТШ.

## 7.8. Аналіз процесів струмопереносу у гетеробіполярних субмікронних транзисторах

Вертикальна структура субмікронного гетеробіполярного транзистора (СГБТ) наведена на рис. 7.15. (для моделювання розглядається тільки половина структури, яка є симетричною порівняно вертикальній осі).

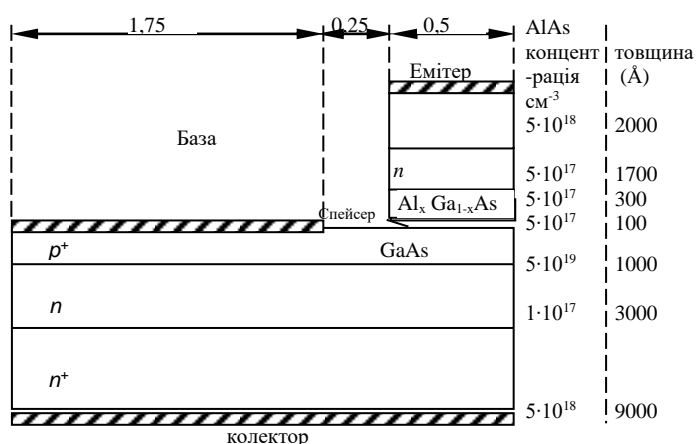


Рис. 7.15. Структура субмікронного гетеробіполярного транзистора (AlGaAs/GaAs)

Передбачається, що такий транзистор розміщується на порівняно великій підкладинці, яка істотним чином впливає на розподіл тепла, що актуально, оскільки СГБТ переважно використовуються у потужних пристроях. При цьому необхідно враховувати той факт, що розміри температурно нерівноважної області істотно перевищують розміри електрично активної області, в якій відбувається взаємодія потоків електронів і дірок з електричним полем.

Внутрішня частина транзистора може бути описана рівняннями Пуассона

$$\nabla^2 \varphi = q(n - p - N_d + N_a) / \epsilon \epsilon_0,$$

рівняннями неперервності струму для електронів і дірок

$$\nabla \vec{J}_n = qR_n, \quad \nabla \vec{J}_p = qR_p,$$

а також рівнянням для потоку тепла

$$\nabla [c(T) \cdot \nabla T] = -P = \Delta \vec{J}_E,$$

де  $\varphi$  – електричний потенціал;  $q$  – заряд електрона;  $n, p$  – концентрації електронів і дірок;  $\epsilon \epsilon_0$  – діелектрична проникність;  $N_d, N_a$  – концентрації донорної і акцепторної домішок;  $\vec{J}_n, \vec{J}_p$  – густина електронного і діркового струмів відповідно;  $R$  – швидкість рекомбінації носіїв заряду;  $c(T)$  – температурно залежний коефіцієнт теплопровідності;  $P$  – потужність, що розсіюється в одиниці об'єму;  $\vec{J}_E$  – густина енергетичного потоку.

Температурна залежність коефіцієнта теплопровідності для напівізолюючого арсеніду галію і арсеніду галію  $n$ -типу з заданою концентрацією може бути представлена відповідними апроксимаціями.

Окрім традиційних стаціонарних дифузійно-дрейфових складових струмів електронів і дірок необхідно враховувати ефекти сильного

легування, залежні від рівня інжекції, і температурну залежність коефіцієнта дифузії.

Якщо для носіїв заряду справедлива статистика Максвелла-Больцмана, то ефекти сильного легування можна врахувати як додаткові доданки у системі дифузійно-дрейфових рівнянь

$$\operatorname{div}[\mu_n(\nabla n - n\nabla \ln n_{ie} - n\nabla(\varphi + \psi))] = R_n(p, n),$$

$$\operatorname{div}[\mu_p(\nabla p - p\nabla \ln n_{ie} - p\nabla(\varphi + \psi))] = R_p(p, n).$$

Дана система є повною з врахуванням рівняння Пуассона. У рівняннях величини  $n_{ie}$  і  $\psi$  описують ефекти сильного легування. Власну концентрацію носіїв заряду визначають формулою

$$n_i = (N_c N_v)^{1/2} \exp\left(-\frac{\Delta E_g}{2kT}\right).$$

Для ефективної власної концентрації носіїв заряду можна записати

$$n_{ie} = n_i \exp\left(\frac{q\Omega_n + q\Omega_p}{2kT}\right) = n_i \exp\left(\frac{\Delta E_g}{2kT}\right).$$

В останній формулі величина  $q\Omega_n$  трактується як звуження ширини забороненої зони з боку зони провідності, а величина  $q\Omega_p$  – як звуження ширини забороненої зони з боку валентної зони. Тоді величина  $\Delta E_g = q\Omega_n + q\Omega_p$  є повним звуженням ширини забороненої зони. Точне визначення величин  $q\Omega_n$  і  $q\Omega_p$  не є можливим. Надалі ці величини для моделювання обирають на основі експериментальних даних. Параметр  $\psi$  характеризує величину звуження ширини забороненої зони з боку зони провідності і валентної зони і може бути визначений як  $\psi = q(\Omega_n - \Omega_p)/2$ .

Залежності рухливостей електронів і дірок від напруженості електричного поля, температури і рівнів легування донорної і акцепторної домішки апроксимуються такими залежностями [ $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$ ]:

$$\mu_p(T, N_d + N_a, |E|) = \frac{380(300/T)^{2,7}}{[1 + 3,17 \times 10^{-17} (N_d + N_a)]^{0,266} (1 + |E|/1,95 \times 10^4)};$$

$$\mu_n(T, N_{\dot{a}} + N_{\ddot{a}}, |E|) = \frac{\mu_0(T, N_{\dot{a}} + N_{\ddot{a}}) + v_i |E|^3 / E_0^4}{1 + (|E|/E_0)^4},$$

де низкопольове значення рухливості, швидкість насичення електронів і критичне значення напруженості електричного поля розраховувалося за такими співвідношеннями, [см<sup>2</sup>/В·с], [см/с], [кВ/см]:

$$\mu_0(T, N_d + N_a) = \frac{7200 \cdot (300/T)^{2,3}}{[1 + 5,51 \times 10^{-17} (N_d + N_a)]^{0,233}};$$

$$v_H = (1,28 - 0,0015 T) \cdot 107; \quad E_0 = (5,4 - T / 215).$$

Рухливість електронів  $\mu_n$  в  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  розраховують за середніми зваженими значеннями рухливостей у  $\Gamma$ - і  $X$ -долинах. Рухливість дірок  $\mu_p$  в  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  може бути розрахована у наближенні часів релаксації і лінійної апроксимації як

$$\mu_p(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}) = \mu_p(\text{GaAs}) [m_{p,\text{GaAs}}^*/m_{p,\text{AlGaAs}}^*] [\tau_{p,\text{AlGaAs}} / \tau_{p,\text{GaAs}}].$$

Вклади у відсотках різниці енергетичних зазорів у розриви зони провідності і валентної зони між  $\text{AlGaAs}$  і  $\text{GaAs}$  визначаються як 65 % і 35 % для  $\text{GaAs}$  і  $\text{AlGaAs}$ .

Для розв'язання системи рівнянь використовують чисельні методи, пов'язані з їх представленням у вигляді нелінійних скінчено-різницевих рівнянь.

Систему рівнянь локальної (без врахування нестационарних процесів дрейфу і дифузії) фізико-топологічної моделі субмікронної структури без врахування ефектів сильного легування записують у вигляді

$$F_1(\varphi, n, p) = \Delta\varphi - \frac{q}{\varepsilon\varepsilon_0} (n - p - N_d + N_a);$$

$$F_2(\varphi, n, p) = \nabla\mu_n(\nabla n - n\nabla\varphi) + R_n(n, p) = 0;$$

$$F_3(\varphi, n, p) = \nabla \mu_p (\nabla p + p \nabla \varphi) + R_p(n, p) = 0.$$

Дана система для ітераційного методу Ньютона у векторній формі може бути записана як

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \varphi} & \frac{\partial F_1}{\partial n} & \frac{\partial F_1}{\partial p} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \varphi} & \frac{\partial F_2}{\partial n} & \frac{\partial F_2}{\partial p} \\ \frac{\partial F_3}{\partial \varphi} & \frac{\partial F_3}{\partial n} & \frac{\partial F_3}{\partial p} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta \varphi^k \\ \Delta n^k \\ \Delta p^k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1(\varphi^k, n^k, p^k) \\ F_2(\varphi^k, n^k, p^k) \\ F_3(\varphi^k, n^k, p^k) \end{pmatrix};$$

$$\varphi^{k+1} = \varphi^k + \Delta \varphi^k; n^{k+1} = n^k + \Delta n^k; p^{k+1} = p^k + \Delta p^k.$$

Граничні умови для розв'язання рівняння Пуассона задаються як умови Діріхле на електродах (при електричних потенціалах на емітері, базі і колекторі, відповідно, 0,0; 1,0 і 5,0 В) і однорідні умови Неймана на вільних і бічних границях. Для рівнянь неперервності для електронів і дірок граничні умови на електродах (на границі метал-напівпровідник) задаються виходячи з ефективного значення власної концентрації носіїв заряду  $n_{ie}$  і умов:  $n_0 p_0 = n_{ie}^2$  і  $n_0 - p_0 - N_d + N_a = 0$ . Тоді  $p_0 = n_{ie}^2 / n_0$ , а

$$n_0 = \frac{N_d - N_a}{2} + \left[ \frac{(N_d - N_a)^2}{4} + n_{ie}^2 \right]^{1/2}.$$

Струми транзистора розраховують як нормальні складові струмів до контактів відповідно колектора, бази і емітера по відомими двовимірними розподілами концентрації електронів і дірок, напруженості електричного поля і рухливостей у результаті розв'язання вихідної системи рівнянь за умови досягнення заданої точності у вузлах сітки. Емітерний гетероперехід моделювався як стрибок потенціалу заввишки близько 0,4 еВ без врахування квантування енергетичних рівнів. Аналіз результатів моделювання показує, що область сильного

поля у СГБТ локалізується в міжелектродному проміжку база-колектор і примикає до області бази і  $p-n$  переходу база-колектор, а також поблизу емітерного гетеропереходу. Рухливості електронів і дірок максимальні у міжелектродному проміжку емітер-база, що відповідає їх низкопольовим значенням поблизу «порогових» значень напруженості електричного поля і майже не змінюються у сильних полях, що відповідає розігріванню і міждолинним переходам електронів і появі гарячих дірок. Особливості структури і малі розміри активної області транзистора призводять до порівняно високих значень напруженості електричного поля в області колекторного переходу і колектору (більше  $4 \cdot 10^7$  В/см). Ці області характеризуються розсіюванням великої потужності і необхідністю оптимального вибору товщини області колектора.

Результати моделювання гетеробіполярного транзистора показані на рис. 7.16–7.19.

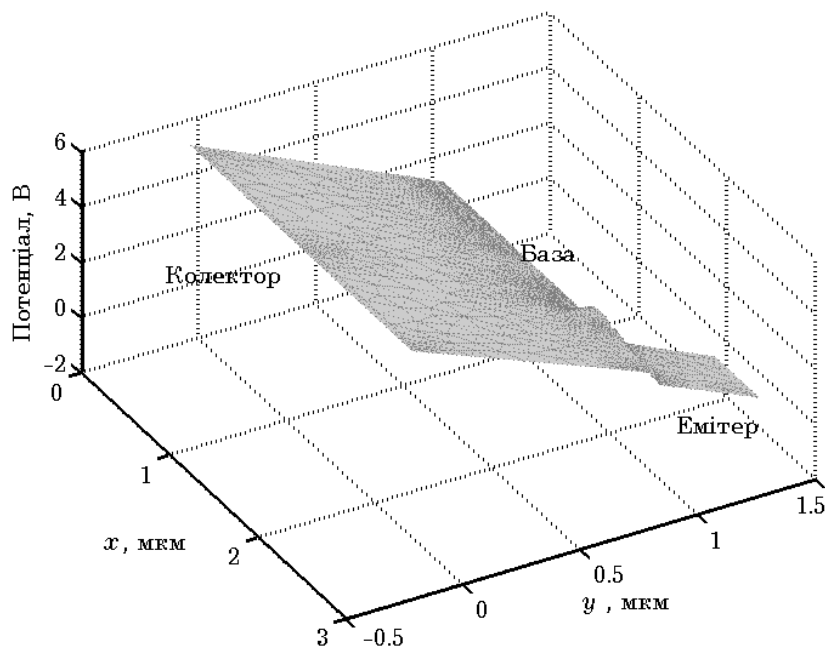


Рис. 7.16. Розподіл потенціалу у СГБТ

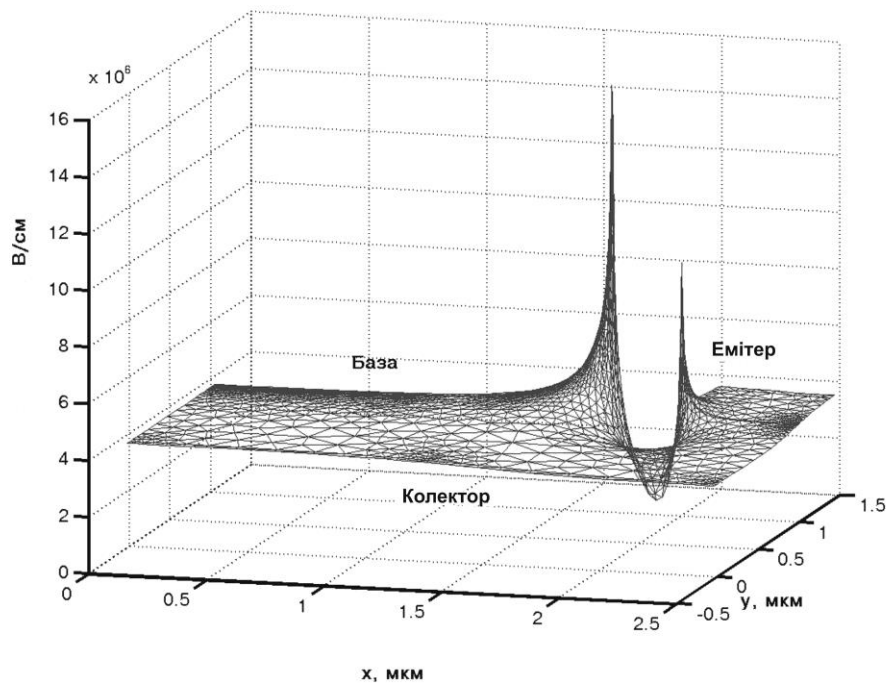


Рис. 7.17. Розподіл напруженості електричного поля

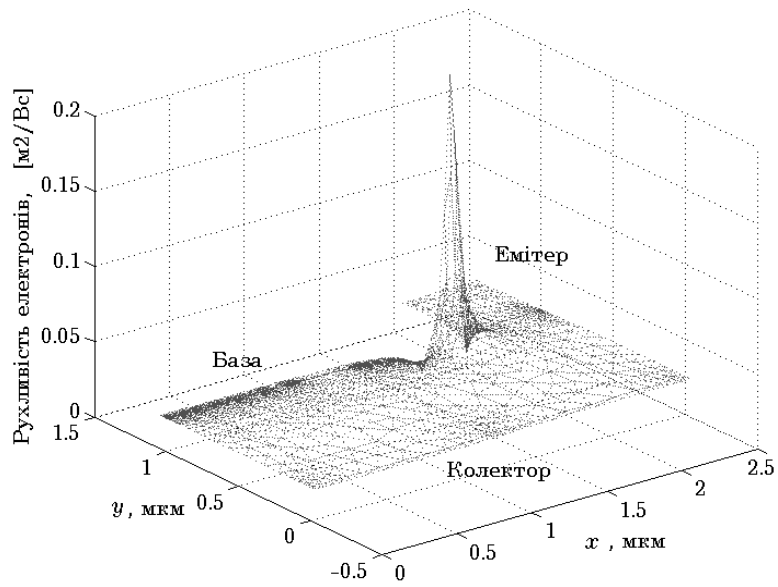


Рис. 7.18. Розподіл рухливості електронів

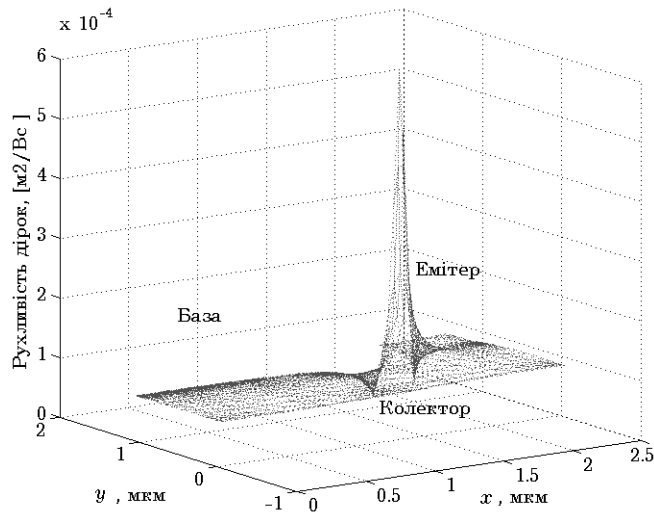


Рис. 7.19. Розподіл рухливості дірок

Розподіли рухливостей електронів і дірок свідчать про переважне їх розігрівання в області бази, що безпосередньо примикає до колектора.

## 7.9. Моделі гетеробіполярних субмікронних транзисторів з врахуванням саморозігріву

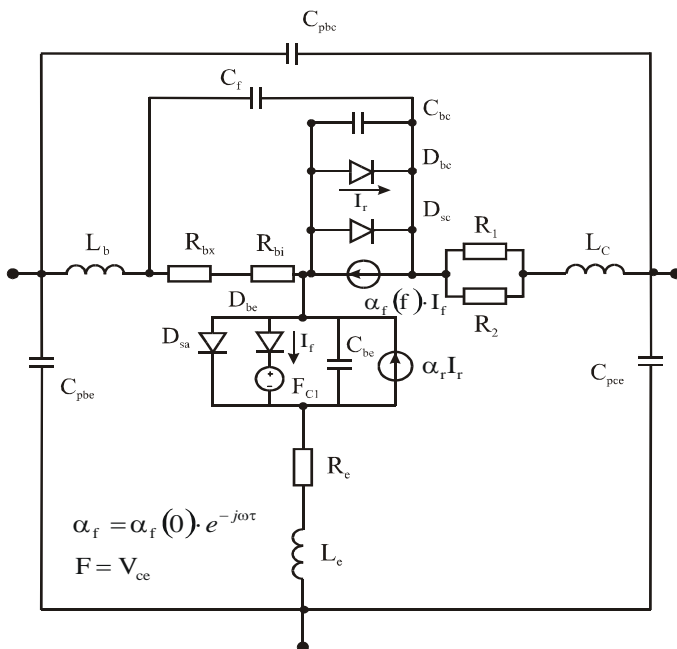


Рис.7.20. Схемна модель гетеробіполярного транзистора у режимі великого сигналу

У транзисторних структурах, які працюють у режимі великого сигналу (до яких найчастіше належать СГБТ) (рис. 7.20) за деяких значень живлячої напруги має місце саморозігрів і, як наслідок, підвищення температури в активній області транзистора. Це призводить до зміни електричних параметрів СГБТ. Температуру транзистора розраховують за формулами

$$T = T_0 + \Delta T = T_0 + R_{th} P_{DC}; P_{DC} = I_b V_{be} + I_c V_{ce},$$

де  $T$  – температура активної області транзистора,  $T_0$  – зовнішня температура, °С;  $P_{DC}$  – розсіювана потужність пристрою, Вт;  $R_{th}$  – тепловий опір транзистора, К/Вт, що описується рівнянням

$$R_{th} = \frac{\Delta V_{be}}{\phi P_{DC}},$$

де  $\phi$  – коефіцієнт, що враховує зміну  $V_{be}$  при зміні температури.

Аналітичні вирази струмів колектора, бази і емітера з врахуванням ефекту саморозігріву мають вигляд:

$$I_c = \alpha_f I_{be} \left[ e^{(qU_{be}/n_f kT)} - 1 \right] - I_{bc} \left[ e^{(qU'_{bc}/n_r kT)} - 1 \right] - I_{se} \left[ e^{(qU'_{bc}/n_{sc} kT)} - 1 \right],$$

$$I_b = I_{sc} \left[ e^{(qU'_{bc}/n_{sc} kT)} - 1 \right] + I_{se} \left[ e^{(qU'_{be}/n_{se} kT)} - 1 \right] - (1 - \alpha_r) I_{bc} \left[ e^{(qU'_{bc}/n_f kT)} - 1 \right],$$

$$I_e = I_{be}^M \left[ e^{(qU'_{be}/n_f kT)} - 1 \right] - I_{se} \left[ e^{(qU'_{be}/n_{se} kT)} - 1 \right] - \alpha_r I_{bc}^M \left[ e^{(qU'_{bc}/n_r kT)} - 1 \right],$$

де  $U'_{be}$  і  $U'_{bc}$  – внутрішня напруга переходів база-емітер і база-колектор, які обчислюють за формулами

$$U'_{be} = U_{be} - I_e R_e - I_b R_b, \quad U'_{bc} = U_{bc} - I_c R_c - I_b R_b,$$

де  $\alpha_f = 0,95$  – коефіцієнт теплопереносу;  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  – заряд електрона, Кл;  $k$  – стала Больцмана;  $n_f = 1,035$ ,  $n_r = 1,2$ ,  $n_{sc} = 1,5$  – коефіцієнт ідеальності прямого струму;  $n_{se} = 1,4812$  – коефіцієнт витоку струму база-емітер;  $T$  – зовнішня температура, °С;  $I_{be} = 1,429 \cdot 10^{-23}$  – прямий струм насичення, А;  $I_{se} = 9,0125 \cdot 10^{-19}$ ;  $I_{bc} = 1,5 \cdot 10^{-20}$ ,  $I_{sc} = 1,5 \cdot 10^{-20}$  – струми витоку через переходи, А.

## 7.10. Шумові властивості субмікронних гетеробіполярних транзисторів

Поступаючись мінімальному рівнем власних шумів субмікронним транзисторам з бар'єром Шоттки і гетероструктурним транзисторам, СГБТ, що мають граничні частоти підсилення більше 200 ГГц, незамінні при передачі високочастотних імпульсних сигналів і потужних підсилювачах, наприклад, в оптоволоконних і безпроводних каналах зв'язку міліметрового діапазону, що вимагають надширокої робочої смуги пропускання.

У субмікронних структурах в активній області транзистора переважають сильні поля, що викликають ефект «саморозігріву» структури. Саморозігрів є додатковою причиною посилення нелінійних ефектів, що пов'язані більшою мірою з дрейфом і дифузією гарячих електронів і дірок, а також зростанням процесів генерації – рекомбінації.

Особливістю СГБТ є наявність від'ємної диференціальної провідності, що спостерігається на пологій ділянці вихідної вольтамперної характеристики. Для повноцінного аналізу і оптимізації шумових і підсилювальних характеристик транзистора необхідно використовувати методику розрахунку як внутрішніх локальних джерел шуму, так і сумарних джерел на вході і на виході транзистора, представленого чотирьохполюсником. Використання хвильової шумової матриці  $\tau$ , елементи якої є сумарною спектральною густиною потужності шуму на вході і на виході з врахуванням їх кореляційного зв'язку, дозволяє з відомої матриці розсіяння розрахувати мінімальний коефіцієнт шуму і коефіцієнт підсилення потужності.

Шумова схемна модель СГБТ може у загальному випадку включати шумові джерела внутрішньої частини транзистора і шумових джерел контактів, які традиційно описують співвідношенням Найквіста

$$\overline{|U_n|^2} = 4kT_0\Delta fR.$$

Спектральні густини розраховують у припущенні перенесення електронів бази внаслідок процесів дифузії і не пов'язані з інжекцією через гетероперехід. Це припущення дійсне, поки механізми балістичного перенесення електронів не переважають, що, зазвичай, виконується для товщини бази більше 50 нм. У разі, коли інжекція через гетероперехід переважає, спектральна густина потужності шуму істотно інша.

До особливостей опису шумових джерел СГБТ слід віднести наявність різнорідних фізичних процесів у двох переходах – гетеропереході і *p-n* переході, а також процесів в області бази, яка в субмікронних транзисторах може складати декілька десятків нанометрів, і, зазвичай, не перевищує 200 нм. Використання в емітері сполук  $Ga_{1-x}Al_xAs$  *n*-типу у контакті з *p*-легованою базою (GaAs) створює потенціальний бар'єр виствою не менше 0,25 еВ, що практично виключає інжекцію дірок в емітері навіть за високих рівнів легування бази. Це дозволяє зменшити товщину бази без збільшення її опору, а також знизити небезпеку зімкнення переходів.

Дробовий шум бази у біполярному транзисторі описують співвідношенням, справедливим на низьких частотах для гетеробіполярних транзисторів:  $\overline{i_{шб}}^2 = 2qI_b C_{бб} \Delta f$ . Відповідне співвідношення справедливе для колектора:  $\overline{i_{шк}}^2 = 2qI_k C_{кк} \Delta f$ . Коефіцієнти  $C_{бб}$  і  $C_{кк}$  на низьких частотах близькі до одиниці. На високих частотах шум внаслідок струму колектора практично непомітний, тоді як дробовий шумовий струм бази стає помітним у діапазоні частот 1-40 ГГц і істотно зростає на частотах вище 40 ГГц. Це може бути пов'язано з тим, що на низьких частотах електрони інжектуються з емітера у базу, де вони збираються колектором і рекомбінують. На високих частотах частина електронів внаслідок флуктуацій повертається на емітер до того, як вони рекомбінують або

потраплять на колектор. Ці електрони, що повертаються, призводять до підвищення струму бази, але мало змінюють шумовий струм колектора. Частотна залежність базового шумового струму пов'язана також з кореляцією між базовим і колекторним шумовими джерелами.

Слід зазначити, що необхідно враховувати також фліккер-шум ( $1/f$ ):

$$\overline{i_{шб\ f}^2} = \kappa_F R_{66} I_0^2 / f; \text{ і вибуховий шум (шум, що має спектр Лоренца):,}$$

$$\overline{i_{шб\ в}^2} = \kappa_B R_{69}^2 I_0^2 \tau / [1 + (\omega\tau)^2], \text{ де коефіцієнт } \kappa_F \text{ є пропорційним}$$

швидкості рекомбінації у приконтактному шарі бази;  $\kappa_B$  – лоренцевий коефіцієнт, залежний від часу життя  $\tau$  (вільних носіїв у центрах захвату):  $\tau = (\tau_0/T^2)\exp(E_a/kT)$ , де  $\tau_0$  – константа;  $E_a$  – енергія активації станів захвату. При цьому час життя і лоренцевий спектр є сильно залежними від температури кристалічної решітки.

Прийнято вважати, що фліккер-шум домінує на низьких частотах, вибуховий шум – на середніх, а дробовий – на високих. При аналізі шуму на НВЧ фліккер-шумом можна нехтувати. У даний час не існує єдиного фізичного механізму вибухового шуму для прямих і зворотних напруг  $p$ - $n$ -переходу. Проте деякі експериментальні дані свідчать про випадкові процеси у приповерхневому шарі каналу. При цьому енергія активації при зворотних напругах переходу оцінюється як близька до 0,8 еВ. Враховуючи сучасну конструкцію СГБТ, коли вільна границя між контактами зведена до мінімуму, а також типову тривалість імпульсу вибухового шуму, яка складає більше 100 нс, можна передбачити, що дана складова шуму в діапазоні НВЧ практично не виявляється. Проте захват носіїв внаслідок існування станів захвату і зміна енергетичних зон у приповерхневому шарі може призводити до додаткового розігрівання носіїв в області каналу через його звуження і може змінювати опір міжконтактних областей і призводити до збільшення теплового шуму пасивних областей транзистора.

Однією з найбільш істотних складових шуму в СГБТ є дробовий шум, співвідношення для якого в області бази і колектора з врахуванням наведених вище міркувань можна записати, відповідно, для бази

$$\overline{|i_{ш.б}|^2} = 2qI_e \Delta f \left| \frac{C_e}{C_{e0}} \right|^2 - 2qI_k \Delta f \left| \frac{C_k n_e}{C_{k0} n_k} \right| - 2qI_e \Delta f \left| \frac{C_e}{C_{e0}} - 1 \right|^2 + 2qI_k \Delta f \left| \frac{C_k n_e}{C_{k0} n_k} e^{-j\omega\tau_k} - 1 \right|^2,$$

де  $\tau_k = x_k / (2v_H)$  – час запізнення фази струму колектора;  $x_k$  – товщина колектора;  $v_H$  – швидкість насичення носіїв. Для колектора

$\overline{|i_{ш.к}|^2} = 2qI_k \Delta f$ , а  $n_e = \beta n_k + n_b / (1 + \beta)$ , де  $\beta$  – коефіцієнт передачі струму.

Коефіцієнти  $C_e$  і  $C_k$  визначаються за формулами  $C_e = \gamma x_b / \text{th}(\gamma x_b)$  і  $C_k = \gamma x_b / \text{sh}(\gamma x_b)$ , при цьому на постійному струмі ( $\omega = 0$ ) ці коефіцієнти набувають значень відповідно  $C_{e0}$  і  $C_{k0}$ . Сталу поширення у базі можна визначити як

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{D_n \tau_n}} \sqrt{1 + j\omega\tau_n},$$

де  $D_n$  – коефіцієнт дифузії;  $\tau_n$  – час життя електронів у базі. Слід зауважити, що «дифузійний» механізм опису шуму у базі справедливий, коли довжина вільного пробігу носіїв у базі менша за товщину бази. При зменшенні товщини бази і можливішому балістичному русі гарячих носіїв змінюються механізми протікання струму і посилюється високочастотна складова шуму. Шумові струми бази і колектора мають кореляційний зв'язок, який можна описати співвідношенням

$$\overline{i_{ш.б}^* i_{ш.к}} = 2qI_k \left( \frac{C_k n_e}{C_{k0} n_k} e^{-j\omega\tau_k} - 1 \right).$$

У разі сильного розігрівання носіїв необхідно враховувати залежність рухливості електронів і дірок від напруженості електричного поля.

У наведеній шумовій моделі можливе використання деяких усереднених значень коефіцієнта дифузії, визначених для середніх значень електричного поля залежно від положення робочої точки на вольт-амперних характеристиках.

Досягнення мінімального коефіцієнта шуму СГБТ пов'язане із забезпеченням ряду необхідних чинників. До таких чинників слід віднести оптимальний вибір конструкції і топології транзистора, його електричного режиму, а також забезпечення оптимального режиму узгодження.

Шумова модель СГБТ представлена на рис.7.21. Перехід база-емітер моделюється  $RC$ -колом  $R_{де}$  і  $C_{де}$ , модельним діодом база-емітер, а також відповідними шумовими джерелами. При цьому ємність є сумою дифузійної ємності і ємності прямозміщеного переходу. Напряга база-емітер управляє струмом колектора, який моделюється джерелом струму, керованим напругою (ДСКН) з параметром, що управляє:  $g_m = g_{m0} \exp(j\omega\tau_k)$ . Параметри колекторної області пов'язані з другим діодом і  $RC$ -колом -  $R_{д.к}$  і  $C_{д.к}$ . Активна область транзистора моделюється також вихідним опором  $R_0$  і шумовим джерелом  $i_{ш.к}$ .

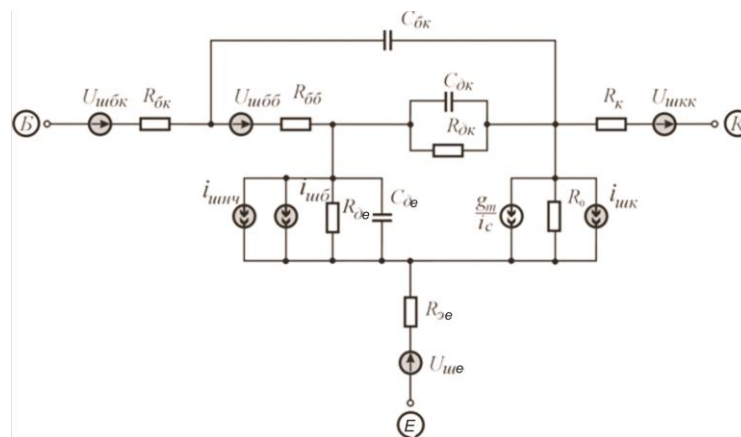


Рис. 7.21. Шумова схемна модель гетеробіполярного транзистора

При збільшенні струму бази мінімальний коефіцієнт шуму зростає у всьому діапазоні частот. При цьому частотна залежність коефіцієнта шуму тим істотніша, чим більший струм бази.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 7.1. Зробіть порівняльний аналіз перспективних активних компонентів ІС НВЧ і КВЧ.
- 7.2. Наведіть приклади математичних моделей різних рівнів складності для моделювання субмікронних ефектів.
- 7.3. Як впливають релаксаційні процеси на характеристики субмікронних ПТШ?
- 7.4. Яким чином релаксаційні процеси можуть бути враховані у фізико-топологічних моделях субмікронних ПТШ?
- 7.5. Як впливають сильні електричні поля на процеси переносу носіїв заряду у каналі субмікронного ПТШ?
- 7.6. Поясніть особливості моделювання електричного режиму субмікронних польових транзисторів на основі квазідвовимірної моделі.
- 7.7. Наведіть особливості роботи і моделей ПТШ у режимі великого сигналу.
- 7.8. Які процесі обумовлюють застосування двовимірних чисельних моделей субмікронних польових структур?
- 7.9. Зробіть порівняльний аналіз структур і характеристик субмікронних ПТШ і гетероструктурних польових транзисторів.
- 7.10. Які особливості пов'язані з моделюванням субмікронних гетероструктурних транзисторів?
- 7.11. Проаналізуйте фізичні процеси струмопереносу у гетеробіполярних транзисторах.
- 7.12. Дайте пояснення ефекту саморозігріву у гетеробіполярних транзисторах.
- 7.13. Яку роль грає гетероперехід емітер-база у гетеробіполярному транзисторі?
- 7.14. Яким чином ефект саморозігріву у гетеробіполярних транзисторах враховується при схемотехнічному проектуванні?

- 7.15. Здійсніть аналіз локальних джерел шуму у гетеробіполярних транзисторах.
- 7.16. Наведіть схемну шумову модель гетеробіполярного транзистора.
- 7.17. Як впливають параметри напівпровідникових матеріалів, які утворюють гетероперехід, на швидкісні і частотні характеристики субмікронних гетероструктурних транзисторів?

## **8. ШИРОКОСМУГОВІ КОЛА НВЧ. АНАЛІЗ НВЧ ПІДСИЛЮВАЧІВ З РОЗПОДІЛЕНИМ ПІДСИЛЕННЯМ**

### **8.1. Схемна модель підсилювача з розподіленим підсиленням**

Методика аналізу параметрів і частотних характеристик підсилювачів з розподіленим підсиленням міліметрового діапазону довжин хвиль має особливості. При цьому можуть бути отримані аналітичні співвідношення для вихідних характеристик підсилювача для неоднорідних секцій ліній передачі затвору і стоку.

Застосування надшвидкісних пристроїв, наприклад для телекомунікаційних систем, пов'язане з необхідністю перетворення сигналів з максимальним збереженням їх форми (спектру сигналу). Широкошмугові підсилювачі застосовують, наприклад, як вхідний підсилювальний елемент високошвидкісних оптоволоконних ліній передачі або як підсилювачі для попереднього посилення у широкошмугових пристроях міліметрового діапазону довжин хвиль. До пристроїв, що відповідають таким вимогам, належать підсилювачі з розподіленим підсиленням (ПРП).

Як активний елемент підсилювача з розподіленим підсиленням у сучасних пристроях використовують ПТШ, гетероструктурні польові і гетеробіполярні транзистори з максимальною частотою посилення більше 100 ГГц, а як елементи узгодження – відрізки мікросмужкових ліній передачі або кола із зосередженими параметрами. У ПРП вхідна і вихідна ємності транзистора кожної секції спільно з відрізками лінії передачі утворюють вхідну (затвор) і вихідну (стік) лінії. Високочастотний сигнал подається на вхід, поширюється уздовж лінії затвору, посилюється транзисторами і передається до лінії передачі стоку. Усі складові сигналу від усіх секцій підсумовуються у навантаженні. Реальні підсилювачі проектують з різними параметрами

транзисторів і відрізків ліній передачі між секціями для забезпечення режиму узгодження, тобто лінії затвору і стоку ПРП у загальному випадку є неоднорідними, тому для аналізу частотних характеристик і отримання аналітичних виразів необхідно розглядати моделі розподілених підсилювачів з неоднорідними секціями, як наведено на рис. 8.1.

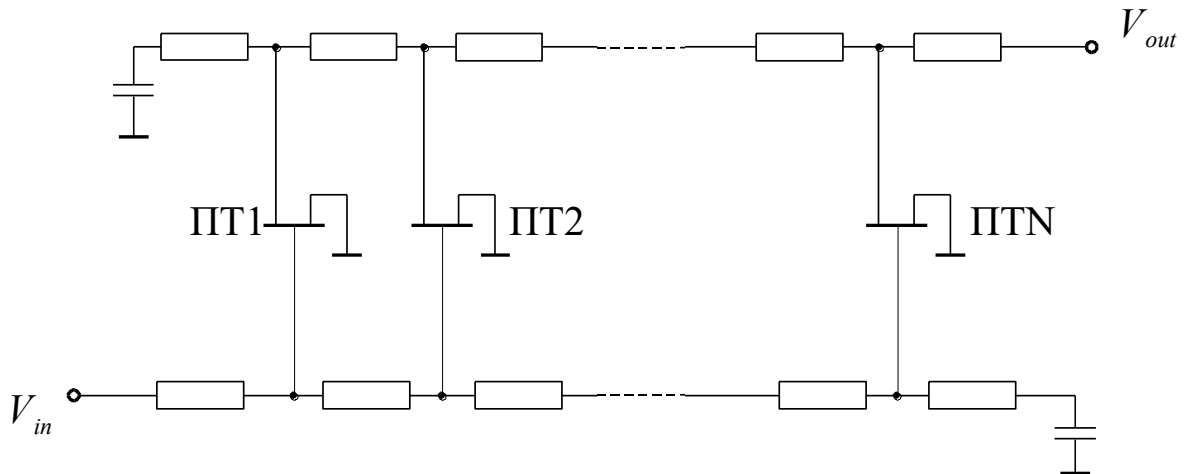


Рис. 8.1. Секції входної і вихідної ліній ПРП

Залежно від заданої смуги пропускання, кількість секцій підсилювача може бути більшою десяти.

Для розрахунку підсилювача скористаємося спрощеною схемною моделлю субмікронного ПТШ (рис. 8.2), до якої входять входна і вихідна ємності  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$ , статичний опір відкритої частини каналу транзистора  $R_i$ , вихідна провідність транзистора  $G_d$ , залежне джерело струму стоку, кероване напругою на входній ємності  $C_{gs}$ :  $I_{drain} = S_0 V_c$ , де  $S_0$  – крутизна вольт-амперної характеристики транзистора.

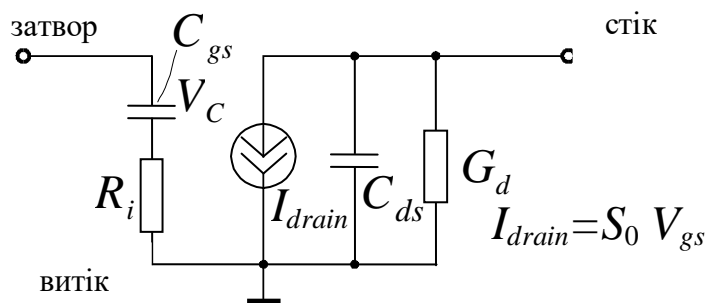


Рис. 8.2. Схемна модель субмікронного ПТШ для аналізу ПРП

Розглянемо схемну модель лінії затвору (рис. 8.3) і стоку (рис. 8.4), де  $C_{gsi}$ ,  $C_{dsi}$  – вхідна і вихідна ємності  $i$ -го транзистора;  $R_{ii}$  – опір області затвору;  $G_{di}$  – вихідна провідність  $i$ -го транзистора;  $C_{gi}$ ,  $C_{di}$ ,  $L_{gi}/2$ ,  $L_{di}/2$  – параметри моделі  $i$ -х відрізків ліній у вхідній і вихідній лініях підсилювача.

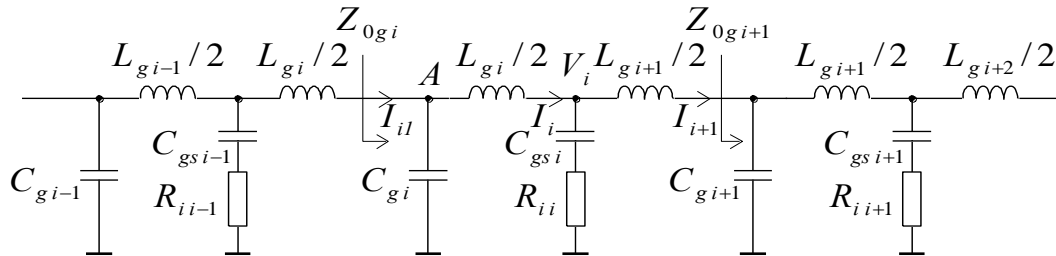


Рис. 8.3. Схемна модель лінії передачі затвору

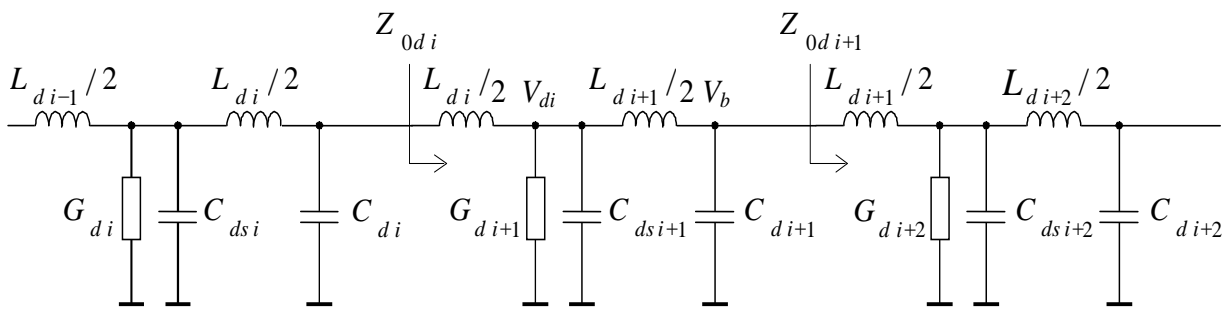


Рис. 8.4. Схемна модель лінії передачі стоку

Короткі відрізки лінії передачі у лініях затвора і стоку моделюються симетричними  $T$ -схемами з індуктивностями  $L_{gi}/2$ ,  $L_{di}/2$  і ємностями  $C_{gi}$ ,  $C_{di}$ . Схемна модель підсилювача за прийнятих припущень представлена на рис. 8.5. Характеристичний опір лінії затвору у такому підсилювачі визначають за формулою

$$Z_{0g}(j\omega) = \sqrt{\frac{L_g}{C_{g1}}} \cdot \sqrt{\frac{1 + j\omega C_{gs}R_i}{1 + j\omega C_{g2}R_i} - \omega^2 \frac{L_g C_{g1}}{4}} = Z_g \psi_g(j\omega), \quad (8.1)$$

$$\text{де } C_{g1} = C_g + C_{gs}; C_{g2} = \frac{C_{gs}C_g}{C_{gs} + C_g}; Z_g = \sqrt{L_g / C_{g1}}; \quad ;$$

$$\Psi_g(j\omega) = \sqrt{\frac{1 + j\omega C_{gs}R_i}{1 + j\omega C_{g2}R_i} - \omega^2 \frac{L_g C_{g1}}{4}}.$$

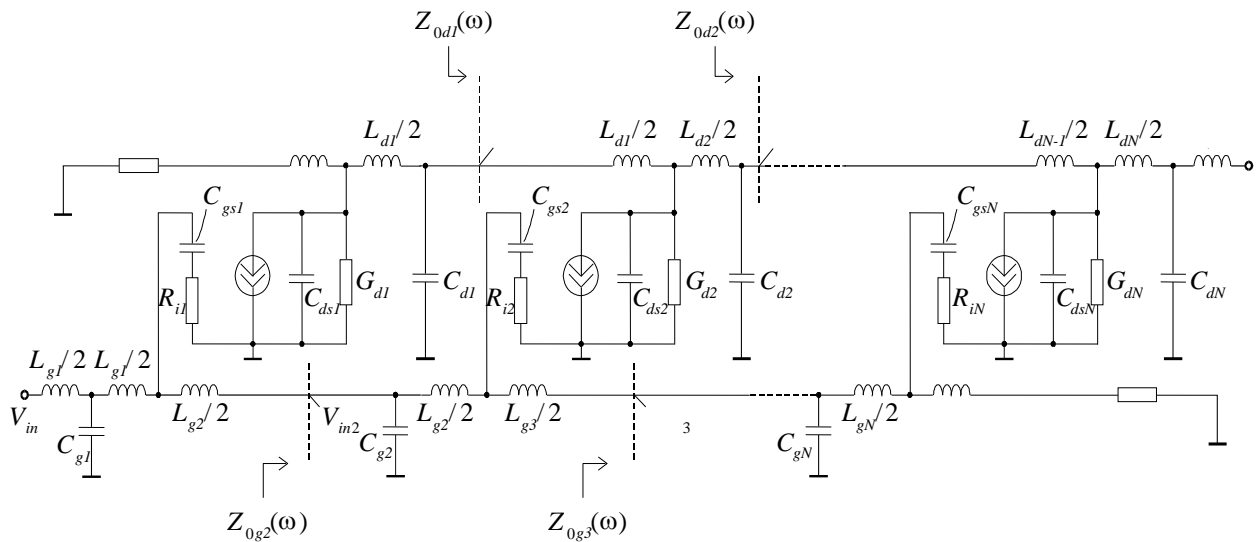


Рис. 8.5. Схемна модель ПРП з неоднорідними секціями

Аналогічний вираз для характеристичного опору стокової лінії можна записати таким чином:

$$Z_{0d}(j\omega) = \sqrt{\frac{j\omega L_d}{G_d + j\omega C_{d1}} - \omega^2 \frac{L_d^2}{4}} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{d1}}} \cdot \sqrt{\frac{j\omega C_{ds}R_{ds}}{1 + j\omega C_{ds}R_{ds}}} = Z_d \Psi_d(j\omega), \quad (8.2)$$

$$\text{де } C_{1d} = C_d + C_{ds}; Z_d = \sqrt{L_d / C_{d1}}; \quad \Psi_d(j\omega) = \sqrt{\frac{j\omega C_{ds}R_{ds}}{1 + j\omega \tilde{N}_{ds}R_{ds}}}.$$

Оскільки навантаження у кінці лінії затвору і стоку повинні повністю поглинати хвилі, що поширюються у прямому (для лінії затвору) і у зворотному напрямі, необхідно погоджувати їх з характеристичними опорами цих ліній. Найчастіше використовуються або відрізки

мікросмужкової лінії передачі, або  $T$ -подібне індуктивно-ємнісне коло із зосередженими параметрами, що є елементом затворної лінії передачі (рис. 8.3). Слід зазначити, що при схемотехнічному моделюванні відрізки розподіленої мікросмужкової лінії передачі можуть заміщатися саме такою схемною моделлю. При підключенні до стандартних навантажень з опором 50 Ом із співвідношень (8.1) і (8.2) отримаємо наступні умови узгодження:

$$\sqrt{\frac{L_g}{C_{g1}}} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{d1}}} = 50. \quad (8.3)$$

Для того що б сигнали синфазно підсумовувалися на виході підсилувача, фазові співвідношення ліній затвору і стоку мають бути рівними. Вираз для фази у  $T$ -секції можна записати у вигляді

$$\varphi(\omega) = \arctg \left( \omega \sqrt{LC} \frac{\sqrt{1 - \omega^2 \frac{LC}{4}}}{1 - \omega^2 \frac{LC}{2}} \right) = \arctg \left( \frac{2\omega \sqrt{1 - (\omega/\omega_C)^2}}{\omega_C 1 - 2(\omega/\omega_C)^2} \right).$$

Так, щоб виконувалася рівність  $\varphi_g = \varphi_d$ , досить мати рівність характерних частот цих ліній:

$$\omega_{Cg} = \frac{2}{\sqrt{L_g C_{gs}}} = \omega_{Cd} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_{ds}}}. \quad (8.4)$$

З (8.3) і (8.4) витікає, що  $L_g = L_d$ ,  $C_{gs} = C_{ds}$ . Проте  $C_{gs}$  и  $C_{ds}$  є параметрами схемної моделі транзистора і  $C_{gs} \neq C_{ds}$ . Тому зазвичай до стоку кожного транзистора підключають невелику ємність для компенсації різниці між цими параметрами.

Усі складові ліній мають різні параметри і характеристичні опори  $Z_{0gi}(\omega)$ ,  $Z_{0di}(\omega)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ . Прийmemo, що у кожній  $i$ -й секції лінія однорідна, і її елементи – це елементи із зосередженими параметрами.

## 8.2. Частотні характеристики підсилювача з розподіленим підсиленням

Запишемо рівняння Кирхгофа для кожної лінії (таблиця 8.1).

Таблиця 8.1

Рівняння Кирхгофа

Рівняння для лінії затвора	Рівняння для стокової лінії
$\left\{ \begin{array}{l} Z_{0gi-1} = \frac{V_A}{I_{i1}} \\ V_A = V_i + \frac{j\omega L_{gi}}{2} I_i \\ V_i = \frac{j\omega L_{gi+1}}{2} I_{i+1} + Z_{0gi+1} I_{i+1} \\ I_{i1} = I_i + V_A j\omega C_{gi} \\ I_i = I_{i+1} + \frac{V_i}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}}} \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} V_{di} = \left( Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2} \right) I_{di} \\ V_B = V_{di} - \frac{j\omega L_{di+1}}{2} I_{di+1} \\ I_{di} = I_{di+1} + V_{di} (G_{di+1} + j\omega C_{dsi+1}) \\ I_{di+1} = I_{di1} + V_B j\omega C_{di+1} \\ Z_{0di+1} = \frac{V_B}{I_{di1}} \end{array} \right.$

У записаних рівняннях  $V_A$ ,  $V_i$ ,  $V_{di}$ ,  $V_B$  – відповідні вузлові напруги.

Розв'язуючи ці системи рівнянь, знаходимо формули для характеристичного опору лінії затвора

$$\frac{Z_{0gi}}{1 - j\omega C_{gi} Z_{0gi}} - \frac{j\omega L_{gi}}{2} = \frac{\left( R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} \right) \left( \frac{j\omega L_{gi+1}}{2} + Z_{0gi+1} \right)}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} + \frac{j\omega L_{gi+1}}{2} + Z_{0gi+1}}$$

і стокової лінії

$$\frac{Z_{0di+1}}{1 + j\omega C_{di+1}Z_{0di+1}} + \frac{j\omega L_{di+1}}{2} = \frac{Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2}}{1 - (G_{di+1} + j\omega C_{dsi+1}) \left( Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2} \right)}.$$

Вводячи нові позначення, знаходимо регресійні формули для характеристичних опорів ліній затвору і стоку:

$$Z_{0gi-1} = g(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gi}, C_{gsi}, Z_{0gi});$$

$$Z_{0di+1} = h(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di}),$$

де  $g(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gi}, C_{gsi}, Z_{0gi}) =$

$$= \frac{g_1(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gsi}, Z_{0gi})}{1 + j\omega C_{gi} g_1(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gsi}, Z_{0gi})};$$

$$g_1(\omega, R_{ii}, L_{gi}, L_{gi+1}, C_{gsi}, Z_{0gi}) = \frac{\left( R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} \right) \left( Z_{0gi} + \frac{j\omega L_{di}}{2} \right)}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}} + \frac{j\omega L_{di}}{2} + Z_{0gi}} + \frac{j\omega L_{gi}}{2};$$

$$h(\omega, L_{di}, L_{di+1}, C_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di}) =$$

$$= \frac{h_1(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di})}{1 + j\omega C_{di+1} h_1(\omega, L_{di}, L_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di})};$$

$$h_1(\omega, L_{di}, L_{di+1}, C_{di+1}, G_{di+1}, C_{dsi+1}, Z_{0di}) =$$

$$= \frac{Z_{0di} - \frac{j\omega L_{di}}{2}}{1 - (G_{di+1} + j\omega C_{dsi+1}) \left( Z_{0di} + \frac{j\omega L_{di}}{2} \right)} - \frac{j\omega L_{di+1}}{2}.$$

Позначимо напругу на вхідній ємності транзистора  $C_{gsi}$  і через  $V_{Ci}$ . Розрахуємо вихідну напругу  $i$ -ої секції  $V_{out i}$  і залежно від вхідної напруги секції  $V_{in i}$ . Для подальшого аналізу скористаємося схемою елемента підсилювача, включаючи лінії затвору і стоку, показану на рис. 8.5.

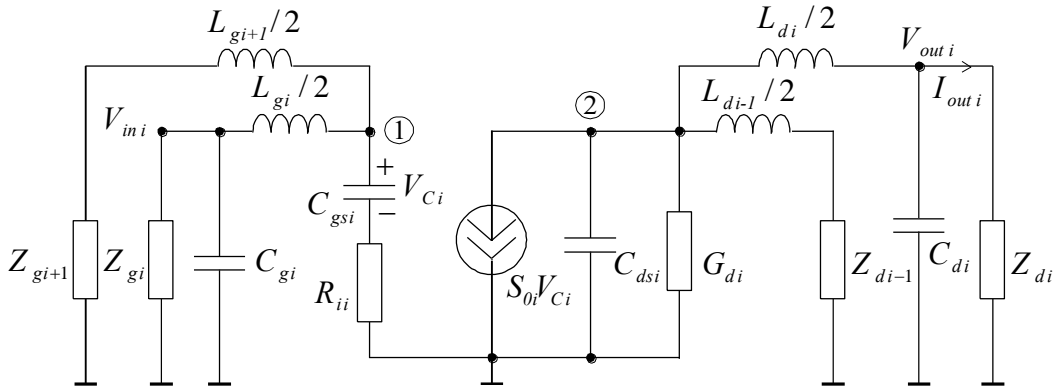


Рис. 8.5. Схемна модель секції ПРП з врахуванням відрізків ліній передачі

Застосовуючи перший закон Кирхгофа для другого вузла схеми і виконавши відповідні перетворення, отримаємо

$$V_{out i} = \frac{j\omega L_{di}}{2} \frac{S_{0i} V_{Ci}}{Q_i \left( (G_{di} + j\omega C_{dsi}) + \frac{1}{Z_{di-1} + \frac{j\omega L_{di-1}}{2}} + \frac{1}{Q_i} \right)},$$

де 
$$Q_i = \frac{j\omega L_{di}}{2} + \frac{Z_{di} \frac{1}{j\omega C_{di}}}{Z_{di} + \frac{1}{j\omega C_{di}}}.$$

Визначимо напругу  $V_{Ci}$  через напругу  $V_{in i}$  для підстановки до попередньої формули і визначення вихідної напруги для  $i$ -ої секції:

$$V_{Ci} = \frac{1}{j\omega C_{gsi}} \frac{1}{R_{ii} + \frac{1}{j\omega C_{gsi}}} \frac{1}{1 - P_i} V_{ini},$$

$$\text{де } P_i = \frac{\frac{j\omega L_{gi}}{2}}{\frac{j\omega L_{gi}}{2} + \frac{Z_{gi} \frac{1}{j\omega C_{gi}}}{Z_{gi} + \frac{1}{j\omega C_{gi}}}}.$$

Оскільки розглядається загальний варіант, коли усі секції підсилювача різні, для повного аналізу необхідно враховувати багатократне відбиття хвиль напруги і струму між секціями у кожній лінії. Позначимо через  $\Gamma_{ii}, K_{ii}, \Gamma'_{ii}, K'_{ii}$  коефіцієнти відбиття і проходження хвиль струму і напруги у площині лінії затвора у прямому ( $\Gamma_{ii}, K_{ii}$ ) і зворотному ( $\Gamma'_{ii}, K'_{ii}$ ) напрямі, де

$$\Gamma_{ii} = \frac{Z_{0gi} - Z_{0gi-1}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}}; \quad \Gamma'_{ii} = \frac{Z_{0gi-1} - Z_{0gi}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}} = -\Gamma_{ii};$$

$$K_{ii} = \frac{2Z_{0gi}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}}; \quad K'_{ii} = \frac{2Z_{0gi-1}}{Z_{0gi} + Z_{0gi-1}}.$$

Подібні співвідношення можна записати і для коефіцієнтів  $\Gamma_{oi}, K_{oi}, \Gamma'_{oi}, K'_{oi}$  у площині  $oi - oi'$  стокової лінії. Запишемо вираз для вхідної напруги  $V_{ini}$ :

$$V_{ini} = V_{in} K_{ii-1} e^{\gamma_{gi}} \sum_{\substack{l,k=1 \\ l < k}}^{i-1} \left( \Gamma_{ik} \Gamma'_{il} \prod_{p=l+1}^k K_{ip} K'_{ip} e^{2\gamma_{gp}} \right).$$

Аналогічні вирази для вихідної лінії отримаємо, зважаючи, що всі хвилі напруги проходять стокову лінію і підсумовуються на виході:

$$V_{out} = \sum_{i=1}^N \left[ V_{outi} \left( \sum_{\substack{l,k=1 \\ l < k}}^{N-1} \Gamma_{ok} \Gamma'_{ol} \prod_{p=l+1}^k K_{op} K'_{op} e^{2\gamma_{dp}} \right) \prod_{j=i}^l K_{oj} e^{\gamma_{dj}} \prod_{j=k+1}^{N-1} K_{oj} e^{\gamma_{dj}} \right],$$

де  $\gamma_{gi}$ ,  $\gamma_{di}$  – постійні поширення хвиль струму і напруги через  $i$ -у секцію ліній затвору і стоку, які можна також визначити за допомогою схемної моделі секції, представленої на рис. 8.5, де  $V_{ini}$ ,  $V_{ini+1}$ ,  $V_{outi}$ ,  $V_{outi+1}$  розраховують без врахування багатократного відбиття хвиль:

$$e^{\gamma_{gi}} = \frac{V_{ini+1}}{V_{ini}} = \frac{Z_{gi}}{Z_{gi} + \frac{j\omega L_{gi+1}}{2}} \frac{1}{1 - P_i},$$

$$e^{\gamma_{di}} = \frac{V_{outi}}{V_{outi-1}} = \frac{Q_i - \frac{j\omega L_{di}}{2} Z_{di-1} + \frac{j\omega L_{di-1}}{2}}{Q_i Z_{di-1}}.$$

З врахуванням отриманих формул для вхідної і вихідної напруги можна визначити частотну характеристику коефіцієнта підсилення напруги підсилувача за формулою:  $K_U = V_{out}/V_{in}$ .

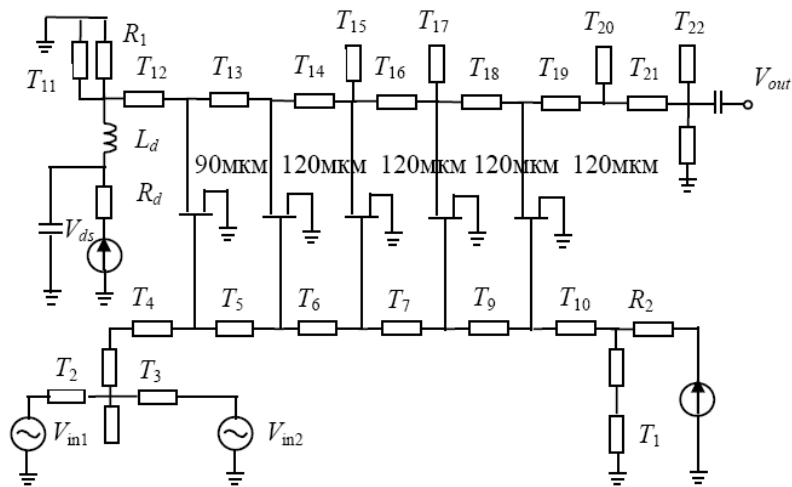


Рис. 8.7. П'ятисекційний ПРП на відрізках МСЛ ( $T_1$ - $T_{22}$ )

Проблема проектування ПРП пов'язана також з необхідністю ідентифікації параметрів субмікронних транзисторів, що входять до кожної з неоднорідних секцій ПРП. При цьому необхідно ідентифікувати малосигнальні і нелінійні параметри активної області моделей транзисторів, а також паразитні параметри пасивних областей транзистора. При ідентифікації параметрів транзисторів окремих секцій ПРП можна використовувати той факт, що транзистори окремих секцій виконані за однаковою технологією, але відрізняються розмірами затвору. На рис. 8.7 наведена схема ПРП на відрізках лінії, в якій використовуються субмікронні гетеротранзистори, що відрізняються лише шириною затвору (розміри транзисторів показані на рисунку).

При цьому процедура ідентифікації зводиться до процедури масштабування параметрів моделей, яка є розрахунком основних малосигнальних і нелінійних схемних параметрів і характеристик приладів з геометричними розмірами  $m:1$  до геометричних розмірів приладу, для якого параметри вже ідентифіковані. Процедура масштабування малосигнальних параметрів ускладнюється при використанні, наприклад, апроксимаційних моделей компонентів, коли геометричні розміри не представлені явно у вихідних даних моделей. Зазвичай, для більшості приладів (до розмірів затвору приблизно 0,5 мкм) можна проводити масштабування елементів схемної моделі з використанням лінійних законів. Проте наявна відмінність, наприклад, малосигнальної і статичної вихідної провідності (розрахованою за статичними характеристиками) не відповідає цьому закону.

Більшість методів визначення паразитних елементів субмікронних транзисторів ґрунтуються на використанні малосигнальних  $S$ -параметрів або статичних параметрів при малих значеннях живлячої напруги, коли ефекти сильного поля незначні. Основною причиною цього є те, що при цьому можна розглядати спрощену схемну модель транзистора. Крім того, одним із чинників, що дозволяють здійснити таке спрощення, є відносна симетрія активного каналу, яка визначається симетрією збідненої області

під затвором. Невелика геометрична асиметрія, що зазвичай існує між витоковим і стоковими контактами, у даному випадку неістотна. Ідентифікація схемних малосигнальних і паразитних параметрів ґрунтується на процедурах оптимізації імпедансу за експериментальними  $S$ -параметрами у робочому діапазоні частот.

Прикладом застосування наведеної вище методики розрахунку є результати моделювання ПРП на субмікронному ПТШ з різнорідними секціями, що наведені на рис. 8.8.

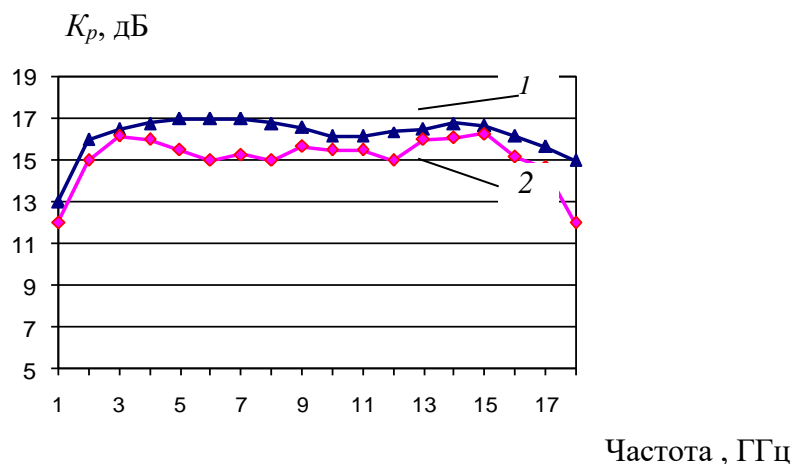


Рис. 8.8. Частотні залежності коефіцієнта підсилення потужності ПРП:  
1 – розрахункова; 2 – експериментальна

Наявна відмінність характеристик може бути викликана паразитними (пасивними) елементами і втратами у лініях затвору і стоку, розрахунок яких пов'язаний з більш адекватним моделюванням узгоджувальних кіл.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 8.1. Наведіть сфери застосування широкосмугових підсилювачів НВЧ і КВЧ.
- 8.2. Наведіть схемну модель секції широкосмугового підсилювача НВЧ на гетероструктурному транзисторі.
- 8.3. Наведіть структурну схему підсилювача з розподіленим підсиленням.
- 8.4. Які припущення застосовуються для аналізу частотних характеристик підсилювача з розподіленим підсиленням?
- 8.5. Які основні рівняння застосовуються для аналізу частотних характеристик підсилювача з розподіленим підсиленням?
- 8.6. Які існують критерії вибору параметрів транзисторів для проектування підсилювача з розподіленим підсиленням?
- 8.7. Які особливості амплітудно-частотної характеристики підсилювача з розподіленим підсиленням?

## 9. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ НВЧ

### 9.1. Підсилювачі на гетеробіполярних і польових транзисторах

Проектування потужних підсилювальних каскадів НВЧ з високими рівнями потужності і показниками ефективності пов'язане як з вибором активних компонентів і схемотехнічних рішень щодо реалізації підсилювальних каскадів, так і підбором кіл узгодження та кіл живлення.

У інтегральних схемах НВЧ використовується широкий спектр напівпровідникових компонентів на сполуках  $A^{III}B^V$  - GaAs, InP, GaN і ін. Сучасні інтегральні схеми НВЧ і їх потужні активні компоненти характеризуються високими градієнтами потенціалу і температур, що приводить до сильних полів, нелінійних ефектів, а у разі високих рівнів вхідних сигналів – прояву ефектів саморозігріву.

Проектування таких структур передбачає розробку математичних моделей, що враховують сукупність тонких фізичних ефектів, які виявляються при субмікронних розмірах, а також особливості роботи активних компонентів і каскадів підсилення в цілому в істотно нелінійних режимах.

Сьогодні як перспективні транзисторні структури для роботи в потужних каскадах підсилення НВЧ діапазону виступають польові гетеротранзистори на нітриді галію, гетеробіполярні транзистори і польові транзистори МДН (метал-діелектрик (оксид) -напівпровідник) на підкладці з карбіду кремнію.

Проектування підсилювачів потужності з складанням потужності зв'язане як з використанням пасивних кіл підсумовування (синфазних кільцевих суматорів, суматорів на відрізках ліній, суматорів на основі мостів Ланге), так і використанням багатокаскадних кіл підсилення. Найбільш ефективними є підсилювачі класу E/F. При цьому можуть використовуватися мостові схеми, схеми диференціального підсилювача,

підсилювача Доєрти, підсилювача з взаємодією на гармоніках і використанням резонансної методики, і ін.

Останнім часом з'явився великий спектр транзисторів з високою рухливістю електронів або субмікронних гетероструктурних транзисторів (СГСТ), а також псевдоморфних гетеротранзисторів – *pHEMT* і метаморфних гетеротранзисторів *mHEMT*. Все більш досконалыми стають структури субмікронних гетеробіполярних транзисторів – СГБТ, що поєднують в собі традиційні потужні характеристики біполярних транзисторів і високочастотні властивості гетеротранзисторів. Останнє досягається із-за зменшення розмірів переходу емітер-база унаслідок вбудовування тоншого гетеропереходу замість *p-n* переходу.

Продовжує удосконалюватися кремнієва технологія, пов'язана переважно з МДН транзисторами. Одним з досягнень останнім часом є зміщено-дифузна МДН-технологія на основі кремнію – LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductors).

Технологія LDMOS має кращі характеристики порівняно з біполярною технологією, такі, як лінійність, підсилення, теплові режими, стійкість до розузгодження, високий ККД, запас щодо розсіювання потужності, надійність. На цій технології у даний час випускаються більшість потужних високочастотних транзисторів. Існує два основні класи конструкції LDMOS-транзисторів.

Перший ґрунтується на використанні заземленого екрану (grounded Faraday shield) для забезпечення ізоляції стоку (drain) від затвора (gate) і зменшення ємності зворотного зв'язку  $C_{gd}$ . Зазвичай, така конструкція використовується при довжині затвора більше 0,5 мкм.

Другий клас – це конструкції (що використовується переважно при довжині затвора менше 0,5 мкм), які ґрунтуються на застосуванні заземленої металізованої області (grounded field plate) і дозволяють не тільки зменшити ємність зворотного зв'язку  $C_{gd}$ , але і знизити значення дрейфу струму між стоком і затвором  $I_{gd}$ .

Отримала також розвиток технологія з вертикальною МДН-структурою – VDMOS (Vertical Diffusion Metal Oxide Semiconductors). Ця технологія має кращу термостабільність і щільність потужності транзисторів порівняно з біполярними транзисторами.

На рис. 9.1 приводяться загальні чинники обмеження потужності транзисторних структур.

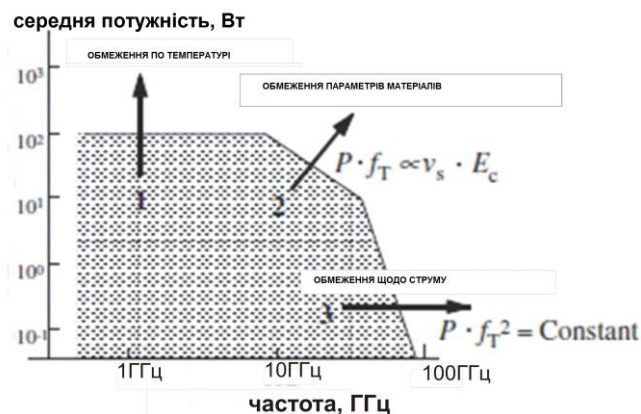


Рис. 9.1. Граничних чинників обмеження потужності

Серед них – граничні потужності що розсіюються, пов'язані з розігрівом структури, граничні значення струму стоку і обмеження, обумовлені фізичними особливостями матеріалів транзисторних структур.

В даний час продовжується пошук нових напівпровідникових матеріалів і структур на їх основі, а також вдосконалення підкладок для традиційних транзисторів.

## 9.2. Нелінійні моделі потужних гетеротранзисторів для підсилення НВЧ сигналів

При проектуванні потужних НВЧ і КВЧ пристроїв важливим є завдання адекватного математичного моделювання параметрів субмікронних польових гетеротранзисторів і гетеробіполярних транзисторів для нелінійного аналізу. Аналіз пристроїв, до складу яких входять зазначені транзисторні структури, припускає використання

нелінійних моделей пристроїв у режимі великого сигналу, придатних для схемотехнічного проектування. Особливістю схемних моделей в режимі великого сигналу на НВЧ є підвищена жорсткість системи нелінійних рівнянь. Самостійним завданням аналізу параметрів НВЧ пристроїв є розроблення стійких чисельних методів інтегрування систем диференціальних рівнянь кіл у часовій області.

Зазвичай, існуючі програмні комплекси чисельного аналізу містять бібліотеки моделей нелінійного аналізу, проте, розроблення процедур адаптивного аналізу при поєднанні методів на різних кроках процесу інтегрування вимагає подальшого вдосконалення, в першу чергу, для ідентифікації нелінійних характеристик транзисторів.

Для потужних транзисторних структур необхідно також враховувати розподілені ефекти – згасання і затримку сигналу в лінії затвору, яка може бути істотною із-за особливостей їх конструкції – великих значень сумарної ширини транзистора. Необхідно також врахувати, що ці ефекти при високих рівнях сигналу можуть бути додатковими джерелами нестабільності, що приводить до зміни спектру власних коливань як транзистора, так і пристрою в цілому.

Специфіка розрахунку нелінійних режимів роботи НВЧ підсилювачів зводиться до визначення параметрів нелінійної апроксимаційної моделі активної області польового транзистора. Апроксимації залежностей параметрів схемної моделі від живлячої напруги на електродах транзистора, що враховують його субмікронну структуру будувалися по наступних виразах:

$$C_g = C_{g0} (1 - V_g / V_{bi})^{-1/2},$$

при  $V_g < V_{bi}$ ,  $V_{bi}$  – вбудований потенціал затвору.

Подібні вирази використовуються і для визначення ємкостей  $C_{gs}$  і  $C_{gd}$ .

Струми джерел  $I_{gs}$  і  $I_{gd}$  моделювалися таким виразом

$$I_g = I_{g0} (\exp(\alpha_g V_g) - 1).$$

Струми пробую моделювалися аналогічними виразами

$$I'_g = I'_{g0'} (\exp(\alpha'_g V'_g) - 1).$$

Вираз для генератора струму можна представити як

$$I_d = \begin{cases} I_{ds} F_g(t-\tau) \operatorname{th}(\alpha V_{ds}/(V_g(t-\tau) - V_p)), & V_p < V_g < V_{bi} \\ I_{ds} F_g(V_{bi}) \operatorname{th}(\alpha V_{ds}/(V_{bi} - V_p)), & V_g \geq V_{bi} \\ 0 & V_g \leq V_p \end{cases}$$

де  $V_g \leq V_p$  при  $V_{ds} > 0$  і  $V_g = V_{gd}$  при  $V_{ds} < 0$ ;  $I_{ds}$  – струм насичення транзистора при  $V_g = V_{bi}$ ;  $\tau$  – час запізнювання струму  $I_d$  порівняно  $V_g$ .

На цьому етапі при визначенні параметрів апроксимацій  $\alpha_g$ ,  $\alpha'_g$ ,  $\alpha$  в приведених вище виразах зазвичай вирішується оптимізаційне завдання нелінійного оцінювання параметрів за допомогою малосигнальних залежностей, отриманих на основі фізико-топологічного моделювання активної області транзистора. Оцінні значення параметрів  $\alpha_g = \alpha'_g = 1.3$   $\alpha = 3,15$ .

Наступним етапом моделювання транзисторних структур є ідентифікація параметрів малосигнальної схемної моделі. Для аналізу в частотній області використовуються схемні моделі із зосередженими параметрами. Проведемо розрахунок схемних параметрів активної частини каналу  $S_0$  – динамічної крутизни,  $G_d$  – провідності каналу,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  – вхідної і прохідної ємностей. Для знаходження  $S_0$  і  $G_d$  використовуємо вираз для повного диференціалу струму стоку

$$dI(V_g, V_d) = (\partial I / \partial V_g) dV_g + (\partial I / \partial V_d) dV_d = S_0 dV_g + G_d dV_d.$$

Таким чином, крутизну і провідність можна чисельно розрахувати по ВАХ відповідно до виразів  $G_d = \Delta I / \Delta V_d$ , при  $\Delta V_g = 0$ , а також  $S_0 = \Delta I / \Delta V_g$ , при  $\Delta V_d = 0$ . Нелінійні ємності  $C_{gd}(V_g, V_d)$  і  $C_{gs}(V_g, V_d)$  відображають ефект накопичення заряду у каналі. Оскільки весь заряд іонізованих донорів в збідненій області залежить від потенціалів затвора  $V_g$  і стоку  $V_d$ , то

$$dQ = (\partial Q / \partial V_g) d(V_d - V_g) + (\partial Q / \partial V_g) dV_g = C_{gd} d(V_d - V_g) + C_{gs} dV_g.$$

У наближенні Шоклі повний заряд під затвором  $Q_T$  дорівнює

$$Q_T = \int_0^L W q n_s dx = \int_{V_s}^{V_d} W q n_s(V(x)) (dV/dx)^{-1} dV = (2/3) C_0 \frac{V_{gs}^3 - V_{gd}^3}{V_{gs}^2 - V_{gd}^2},$$

де  $C_0 = \epsilon WL / (d + \Delta d)$ ,  $\Delta d$  – товщина спейсера AlGaIn. Тоді відповідно отримуємо:

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{gs}} = (2/3) C_0 V_{gs} (V_{gs} + 2V_{gd}) / (V_{gs} + V_{gd})^2,$$

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{gd}} = (2/3) C_0 V_{gd} (V_{gd} + 2V_{gs}) / (V_{gs} + V_{gd})^2.$$

Розрахунок виконано для напруги, меншої за напругу насичення. Можна чекати, що ємності залишаться практично постійними в області насичення, а їх величини складуть приблизно значення  $C_{gs} \approx C_0$ ,  $C_{gd} \ll C_{gs}$ .

Для апроксимації залежності  $C_g(V_{gs})$ , що включає залежність положення рівня Фермі від поверхневої щільності заряду, використовується наближений аналітичний вираз

$$C_s(V_s) = C_0 \left( 1 - \frac{(\alpha - 1)^2 V_{c0}^2}{(-\alpha V_{c0} + V_{gs} + \Delta V_T)^2} \right).$$

У приведеному виразі  $\alpha \approx 3,41$ ,  $\Delta V_T = 0,03$  В,  $V_{c0} = -3V_{th}$ , де  $V_{th}$  – температурний потенціал.

Проведена ідентифікація схемних параметрів активної області СГСТ за допомогою простих аналітичних залежностей дозволяє використовувати отримані результати в САПР при моделюванні підсилювальних пристроїв на СГСТ. Ця проблема актуальна, оскільки мінімізуються обчислювальні витрати при нелінійному аналізі.

### 9.3. Апроксимація параметрів схемної моделі гетероструктурного транзистора для нелінійного аналізу

Проведення адекватного аналізу нелінійних режимів роботи НВЧ підсилювачів на гетероструктурних транзисторах у першу чергу зв'язане з складністю ідентифікації параметрів моделі гетеро структур, особливо моделювання нелінійного режиму, що враховує внесок паразитних елементів. Залежність струму стік-витік від напруги  $V_{ds}$  може описуватись за допомогою емпіричного рівняння у вигляді

$$I_d = I_{d\text{нас}} (1 + \lambda V_{ds}) \cdot \text{th}(G_0 V_{ds} / I_{d\text{нас}}) + V_{ds} / R_h$$

як у лінійній області, так і в області насичення вольт-амперних характеристик. У приведеному виразі  $R_h$  – шунтуючий опір, залежний від напруги на затворі,  $\lambda$  – параметр вихідної провідності, що враховує модуляцію довжини каналу при роботі в області насичення,  $G_0$  – величина провідності каналу при малих вихідних напругах  $V_{ds}$ .

З урахуванням останнього співвідношення джерело струму описується виразом  $I_d' = I_{d\text{нас}} \cdot \text{th}(V_{ds}' / V_{s\text{нас}}')$ , де  $V_{s\text{нас}} = I_{d\text{нас}} / G_0$ .

Струм затвора моделюється двома діодами Шоттки, включеними відповідно між затвором-витоком і затвором-стоком. Повна величина струму затвора, при використанні рівнянь що описують струм діода, матиме вигляд:

$$I_s = J_s WL (\exp(V_{gs} / nV_{th}) + \exp(V_{gd} / nV_{th}) - 2),$$

де  $V_{th}$  – температурний потенціал,  $n$  – коефіцієнт ідеальності діода,  $J_s$  – щільність струму насичення зворотної гілки ВАХ діода.

У даній моделі нелінійні ємності  $C_{gs}(V_{gs}, V_{gd})$  и  $C_{gd}(V_{gs}, V_{gd})$  апроксимуються виразами:

$$C_{gs} = (2/3)C_g \left( 1 - \frac{(V_{ds\text{ nac}} - V_{ds})^2}{(2V_{ds\text{ nac}} - V_{ds})^2} \right),$$

$$C_{gd} = (2/3)C_g \left( 1 - \frac{(V_{ds\text{ nac}})^2}{(2V_{ds\text{ nac}} - V_{ds})^2} \right)$$

у лінійній області характеристик, тоді як в насиченій області  $C_{gs} = (2/3)C_g$  и  $C_{gd} = 0$ . Ємність  $C_g$  - повна ємність між затвором і каналом при  $V_{gs} = 0$ . Слід зазначити, що якщо у моделі немає зовнішнього кола зворотного зв'язку між затвором і витокком, це значно спрощує аналіз на основі нелінійної моделі. Проведений аналіз і апроксимації основних нелінійних елементів схемної моделі СГСТ в режимі великого сигналу, дозволяє провести надалі аналіз основних нелінійних характеристик – інтермодуляції і блокування НВЧ підсилювачів на гетероструктурних транзисторах. Розрахунок нелінійних характеристик підсилювача на гетероструктурних транзисторах може бути проведений на основі схемної моделі відомими чисельними методами (гармонійного балансу, нелінійних струмів, за допомогою чисельного інтегрування системи нелінійних диференціальних рівнянь у часовій або частотній області). Використання у НВЧ підсилювачах потужності і підсилювально-перетворювальних пристроях нових гетероструктурних транзисторів розширює, у першу чергу, їх робочий частотний діапазон. Проте це приводить до значного ускладнення інженерних розрахунків на етапі моделювання нелінійних характеристик цих пристроїв при використанні будь-якого з приведених вище методів. При чисельному інтегруванні системи нелінійних диференціальних рівнянь, записаних для схемної моделі НВЧ підсилювача, складність її розв'язання обумовлена ефектом наджорсткості системи алгебро-диференціальних рівнянь (коефіцієнт жорсткості  $\beta > 10^3$ ), складністю правих частин аналізованої системи, неможливістю виділити м'яку і жорстку компоненти спектру власних коливань. Таким чином як алгоритм чисельного моделювання зазначених динамічних систем може бути прийнято комбінований алгоритм з автоматичною зміною методу інтегрування.

## 9.4. Нелінійні моделі гетеробіполярних транзисторів

Основними інструментальними засобами для розробників інтегральних схем є стандартні пакети моделювання, наприклад пакет програм схмотехнічного моделювання SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). У міру розвитку компонентної бази напівпровідникових приладів, зокрема гетероструктурних польових і гетеробіполярних транзисторів, що мають унікальні характеристики по швидкодії, на НВЧ і в міліметровому діапазоні, виникає необхідність розробки їх моделей для схмотехнічного моделювання. Наявні пакети програм PSPICE у складі бібліотек містять лише вбудовані математичні моделі типових компонентів (GaAs ПТШ,  $(n-p-n, p-n-p)$  -БТ, МДН-транзисторів і ін.), які до того ж не враховують ряд ефектів, істотних у режимі великого сигналу, і не точно описують різні температурні режими.

На рис.9.2 представлена макромодель НВТ (GP-НВТ), розроблена на основі нелінійної моделі Гуммеля-Пуна  $n-p-n$  біполярного транзистора (G-P БТ), що є у складі бібліотечних моделей в пакетах PSPICE, HP-SPICE.

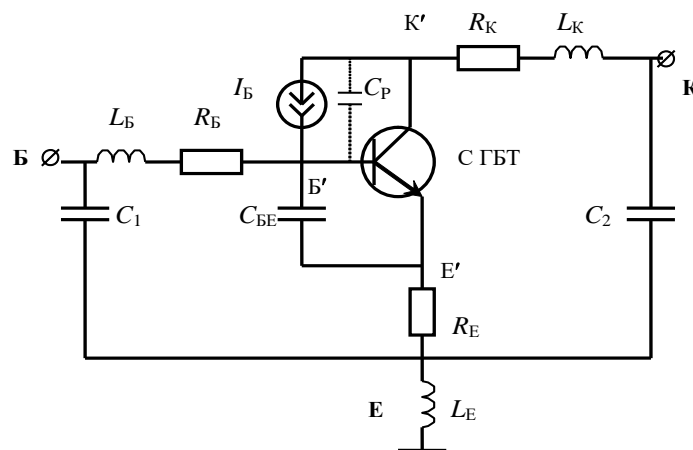


Рис.9.2. Макромодель гетеробіполярного транзистора

У даній моделі, залежне джерело струму, кероване напругою, включене як елемент зворотного зв'язку ( $I_b$ ) в перехід база-колектор. Це

джерело враховує дірковий струм, що виникає внаслідок ударної іонізації у зворотно зміщеному переході база-колектор і що протікає в базі в активному режимі роботи НВТ.

$$I_B(A) = 5 \cdot 10^{-5} I_K V_{KB'} + 3.25 \cdot 10^{-4} I_K V_{KB'}^2 + 5.5 \cdot 10^{-3} I_K^2 V_{KB'},$$

Дане джерело вбудовується в макромодель у вигляді поліноміальної залежності від  $I_K$ ,  $V_{KB'}$ . Залежність  $I_B$  від електричного режиму  $(I_K, V_{KB'})$  визначена на підставі того, що процес ударної іонізації пропорційний числу інжекттованих носіїв ( $I_K$ ) і електричному полю уздовж переходу ( $V_{KB'}$ ).

Ефект затримки часу прольоту носіїв уздовж області преколектора (що спостерігається при перевищенні  $V_{KB'} \sim 0,9$  В) збільшує час прольоту через збіднену колекторну область база-колектор і приводить до збільшення зворотного струму через перехід.

Динамічні параметри моделі, такі як ємності і часи затримок, паразитні елементи схеми ( $C_1, C_2, L_E, L_B, L_K$ ) можуть визначатися по експериментальних малосигнальних *S-параметрах*, виміряних при різних режимах по струму в заданому частотному діапазоні.

Нелінійна схемна модель СГБТ показана на рис. 9.3. Для граничних режимів роботи на НВЧ, істотними є наступні нелінійності. Нелінійний діод база-емітер моделює фізичні процеси в базі транзистора і задається рівнянням у формі

$$I_{be} = I_s (e^{\alpha V_{be}} - 1),$$

де  $V_{be}$  – напруга на переході база-емітер.

Нелінійне джерело струму моделюється емпіричним виразом. У більшості моделей СГБТ, заснованих на модифікації моделі Гуммеля-Пуна, струм колектора є функцією  $I_c = f(V_{be}, V_{bc})$ , які безпосередньо не є напругою живлення транзистора. Коректнішим є формування моделі струму колектора залежно від струму бази і напруги живлення колектор-емітер, тобто у вигляді  $I_c = f(I_b, V_{ce})$ .

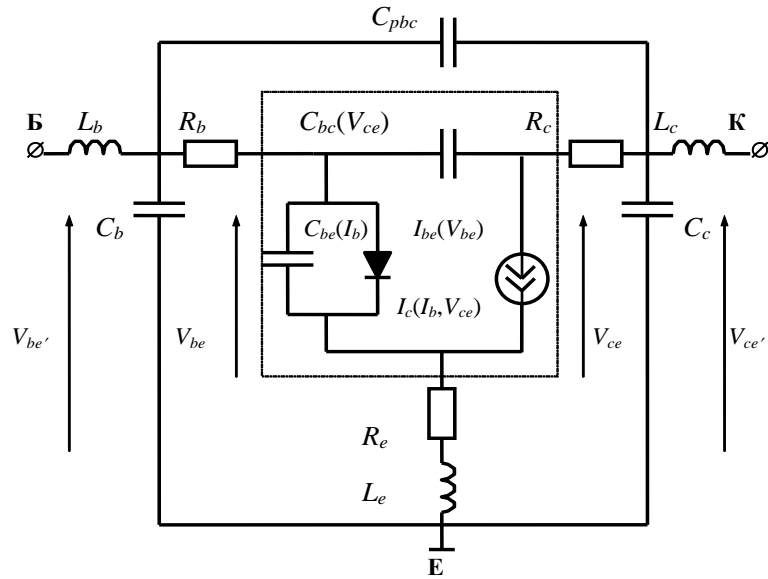


Рис. 9.3. Нелінійна схемна модель гетеробіполярного транзистора

Нелінійне джерело струму моделюється емпіричним виразом. У більшості моделей СГБТ, заснованих на модифікації моделі Гуммеля-Пуна, струм колектора є функцією  $I_K = f(V_{BE}, V_{BK})$ , які безпосередньо не є напругою живлення транзистора.

## 9.5. Класифікація підсилювачів потужності

Багато у чому класифікація і основні характеристики підсилювачів потужності придатні для широкого діапазону частот, включаючи діапазон НВЧ. Проте, як буде показано, підсилювачі НВЧ мають низку особливостей, які необхідно враховувати при проектуванні.

Розрізняють *аперіодичні* і *резонансні* підсилювачі потужності. Аперіодичні підсилювачі потужності підсилюють широкосмугові сигнали. Основні області їх застосування – посилення звукових і відеосигналів. Прагнення підвищити ККД приводить до збільшення амплітуд напруги і струмів підсилювальних елементів до гранично можливих. За таких умов помітні нелінійності вольтамперних характеристик, що приводять до спотворень сигналів підсилення. Вимоги

отримання максимальної потужності в навантаженні підсилювача і мінімальних нелінійних спотворень є суперечливими. При розрахунку таких підсилювачів доводиться шукати компромісні рішення.

Резонансні підсилювачі потужності підсилюють вузькосмугові радіочастотні коливання. Навантаженням підсилювачів служить резонансний контур, що виділяє першу гармоніку струму сигналу підсилення. Нелінійні спотворення струму у такому підсилювачі не мають значення, тому в нім вдається отримати велику потужність і ККД.

Підсилювачі потужності (ПП) призначені для передачі великих потужностей сигналу без спотворень у низькоомне навантаження. Зазвичай вони є вихідними каскадами багатокаскадних підсилювачів. Основним завданням ПП є виділення в навантаженні можливо більшої потужності сигналу, посилення напруги у ньому є другорядним чинником.

Основними завданнями при проектуванні ПП є:

- забезпечення режиму узгодження вихідного опору ПП з навантаженням з метою передачі в навантаження максимальної потужності;
- досягнення мінімальних нелінійних спотворень сигналу;
- отримання максимального ККД.

ПП класифікуються щодо:

- способу посилення – на однокітні і двокітні;
- способу узгодження – на трансформаторні і безтрансформаторні;
- класу посилення – на класи А, В, АВ, С, D, E/F, G, H, Т та ін.

**Підсилювачі класів D, E і F.** В протилежність підсилювачам класів А, В і С, в яких слід уникати роботи в тріодній області, КМОН-підсилювачі класів D, E і F припускають роботу саме в тріодній області для оптимізації ККД і вихідної потужності. Такі підсилювачі часто називають ключовими і зазвичай використовують в приймачах, оскільки вони ефективно працюють при низькій напрузі живлення. У ключовому підсилювачі вихідний каскад збуджується сигналом прямокутної форми великої амплітуди, як показано на рис. 9.4.

Вихідний транзистор можна розглядати як резистор, який включається і відключається на робочій частоті при певному коефіцієнті заповнення періоду.

Як показано на рис. 9.4, струм вихідного каскаду може містити дуже багато гармонік. Ці гармонійні складові залежать від коефіцієнта заповнення, амплітуди сигналу, опору каналу відкритого транзистора і величини імпедансу, на який навантажений підсилювач. У підсилювачі класу D коефіцієнт заповнення вхідного сигналу варіюється для управління вихідною потужністю – цей процес відомий як широтно-імпульсна модуляція (ШІМ).

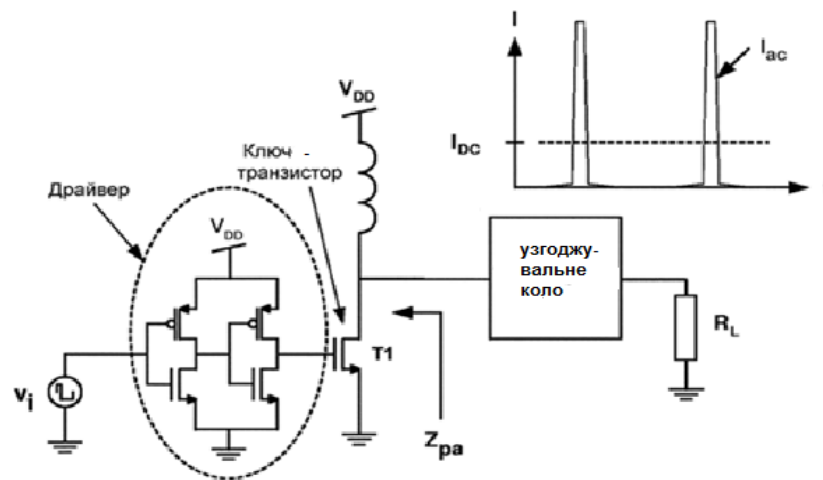


Рис. 9.4. Схеми ключового підсилювача

Підсилювачі класу D найширше використовуються в пристроях, в яких вихідна потужність постійно міняється. Це цифрові або імпульсні підсилювачі, в яких проводиться цифрова обробка сигналу, застосовується широко-імпульсна модуляція, а підсилювальний елемент працює в ключовому режимі. У підсилювачах класу D можливий режим безпосереднього посилення цифрових сигналів без їх перетворення в аналогову форму. Принцип роботи підсилювачів цього класу полягає в тому, що вихідний каскад збуджується імпульсами прямокутної форми. Потім послідовність прямокутних імпульсів поступає на підсилювач потужності, що працює в ключовому режимі. Фільтр НЧ на виході виділяє корисний сигнал, пригнічуючи основну частоту, її гармоніки і бічні смуги

спектру модуляції. ККД цих підсилювачів доходить до 92-95%. Ця перевага особливо виявляється при посиленні сигналів малого рівня. Проте спотворення сигналів малого рівня більше, ніж середнього. Коефіцієнт нелінійних спотворень зазвичай лежить в межах від 0,01 до 0,1%.

У підсилювачі класу Е коефіцієнт заповнення періоду вхідного сигналу постійний. Узгоджувальне коло розроблено так, щоб мінімізувати напругу на виводі стоку перемикального транзистора, коли останній включається. Мінімізуючи напругу на вихідному транзисторі під час проходження струму, можна мінімізувати потужність, що розсіюється і, таким чином, збільшити ККД підсилювача потужності.

Схожий з класом Е підсилювач класу F вимагає особливої уваги до імпедансу на гармоніках в схемі погоджувального кола для збільшення ККД. Взагалі погоджувальне коло підсилювача класу F складніша.

Вихідний каскад підсилювача потужності може бути виконаний по схемі з відкритим стоком на КМОН транзисторі. Спрощена модель вихідного каскаду ключового підсилювача потужності представлена на рис. 9.5.

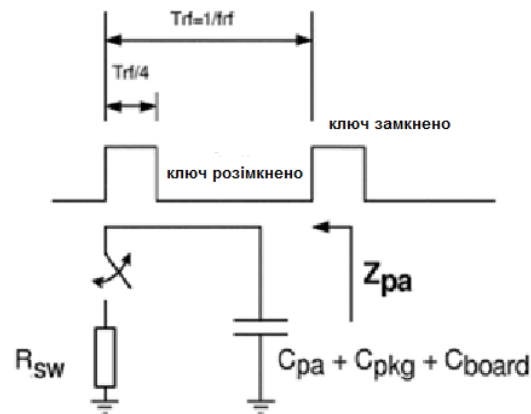
На рисунку позначено  $R_{sw}$  – опір каналу польового транзистора у відкритому стані,  $C_{pa}$  – сумарна паразитна ємність схеми підсилювача,  $C_{pkg}$  – ємність корпусу мікросхеми,  $C_{board}$  – ємність підкладинки.

По-перше, що погоджувальне коло і, відповідно, форма сигналу на виході підсилювача потужності повинна розраховуватися, виходячи з максимального ККД. По-друге, максимальний ККД має місце у випадку, якщо напруга на транзисторному ключі мала у той момент часу, коли він замкнутий.

Ключові підсилювачі припускають роботу вихідного транзистора в тріодній області для отримання оптимального ККД і вихідної потужності при низькій напрузі живлення.

Ключові КМОН-підсилювачі можуть містити підсилювач потужності, що має вихід з відкритим стоком. Для збільшення ККД

ключового підсилювача ключ повинен замикатися тільки при мінімальному значенні комутованої напруги.



$$Z_{pa} = R_{sw} \parallel (C_{pa} + C_{pkg} + C_{board}) \quad \{ \text{ключ замкнено} \}$$

Рис. 9.5. Спрощена модель ключового підсилювача

Для цього слід мінімізувати уявну складову імпедансу, приведеного до виходу підсилювача потужності (включаючи паразитні ємності схеми, корпуса мікросхеми і підкладинки) на робочій частоті. Мінімум струму споживання спостерігається при резонансі, залежному від значення імпедансу навантаження підсилювача потужності. Цей факт корисний для перевірки того, що дане коло оптимізовано під конкретну робочу частоту і навантаження.

**Підсилювачі класу G.** Суть режиму G в тому, що два каскади працюють при різній напрузі живлення. У підсилювачах класу G застосовується два значення напруги живлення вихідного каскаду, які автоматично перемикаються при зміні сигналу на вході.

Це схема з комутованим вихідним каскадом і керованим джерелом живлення. Найпростіший варіант - підсилювач класу G. У ньому використовується здвоєний вихідний каскад в режимі АВ або В і два джерела живлення різної напруги. При малій потужності (до 25-30% максимальною) працює тільки малосигнальна половина вихідного каскаду з низькою напругою живлення, на піках сигналу вона передає свої функції половині, що залишилася, з підвищеною напругою живлення. Економічність каскаду вища, ніж в режимі В, спотворення декілька менше.

У підсилювачах класу **H** джерело живлення відстежує вхідну напругу і плавно змінюється відповідно до неї. Характеризується вищим ККД, ніж у підсилювачах класу **G**. Характерне використання в звуковому діапазоні частот, оскільки реальний звуковий сигнал має «імпульсний» характер і середня потужність набагато нижче пікової. У основі схеми лежить звичайний підсилювач класу **AB**, включений за мостовою схемою. Особливістю є застосування спеціальної схеми подвоєння напруги живлення. Основний елемент схеми подвоєння – накопичувальний конденсатор великої ємності, який постійно підзаряджається від основного джерела живлення. На піках потужності цей конденсатор підключається схемою управління послідовно з основним джерелом живлення. Напруга живлення вихідного каскаду підсилювача на долі секунди подвоюється, дозволяючи йому справитися з передачею піків сигналу.

Крім підсилювачів класу **D** до групи цифрових відноситься і нова розробка фірми Tripath Technology – **підсилювачі класу T**. Алгоритм їх роботи аналогічний, але частота дискретизації не постійна, а залежить від частоти і рівня вхідних сигналів. Оскільки змінюється як частота, так і період проходження вихідних імпульсів, то використовується один з різновидів дельта-модуляції.

Конструкція вихідного каскаду підсилювача завжди є компромісом між вимогами до його вихідної потужності, термостабільністю, фізичними розмірами, а також вимогами до вихідного опору. Тому на етапі розроблення і оптимізації вихідних каскадів посилення і кіл підсумовування, необхідно використовувати комплексний критерій. Велике значення імпедансу не тільки легше реалізується схемотехнічно, але і дозволяє поліпшити повторюваність і зменшити розкид параметрів окремих погоджувальних кіл. Більше значення імпедансу також зменшує втрати у погоджувальних колах внаслідок зниження коефіцієнта трансформації для досягнення необхідного значення в 50 Ом.

Втрати узгодження, що вносяться колами залежать від добротності кожного з елементів даних кіл, а також від коефіцієнта трансформації імпедансу. Трансформація імпедансу тісно пов'язана з бажаною вихідною потужністю, напругою живлення і як імпеданс навантаження змінюється залежно від частоти.

Підвищення ефективності підсилювача може бути досягнуто, в першу чергу, за рахунок придушення побічних гармонік, що найпомітніше в підсилювачах класу F. Підсилювач класу F теоретично може досягти ККД майже 100%. Робоча точка транзистора підбирається таким чином, що він працює в діапазоні режиму відсічення і насичення (минувши активну фазу), при цьому форма напруги на транзисторі наближається до меандру, тоді як форма струму наближається до гармонійної. Імпульси струму і напруги зсунуті по фазі (не накладаються один на одного), що дозволяє мінімізувати тепловиділення. Сигнал у вигляді меандру містить тільки парні гармоніки. Непарні гармонійні складові необхідно подавити за рахунок введення відповідних шунтуючих кіл.

Високочастотні підсилювачі потужності будують, зазвичай, по схемі, що містить каскади посилення, фільтр і кола управління. Підсилювачі характеризуються номінальною вихідною і мінімальною вхідною потужностями, діапазоном робочих частот, ККД, чутливістю до зміни навантаження, рівнем небажаних коливань, стійкістю і надійністю роботи, масою, габаритами, вартістю.

## **9.6 Схеми підсилювачів НВЧ з підсумовуванням потужності**

Однією з основних вимог, що пред'являються до пристроїв підсумовування сигналів, є забезпечення найменшого взаємного впливу окремих модулів, потужності яких підсумовуються (так звана розв'язка модулів). Пристрій, що підсумовує, вибирається виходячи з характеру і

умов роботи підсилювача, оскільки рішення головної задачі — складання сигналів — можуть забезпечити ті або інші особливості конкретного виду суматора, покращення характеристик підсилювача, наприклад, через ослаблення деяких видів небажаних коливань або зменшення чутливості до розузгодження навантаження. За величиною фазового зсуву пристрої, що підсумовують, ділять на синфазні (з фазовим зсувом підсумовуваних сигналів  $\varphi=0$ ), протифазні ( $\varphi = \pi$ ), квадратурні ( $\varphi=\pi/2$ ) і ін.; по конструкції — з розподіленими і зосередженими елементами; за способом з'єднання з навантаженням — послідовним або паралельним. Однією з основних вимог, що пред'являються до пристроїв підсумовування сигналів, є забезпечення найменшого взаємного впливу окремих модулів, потужності яких підсумовуються (так звана розв'язка модулів).

Задовільна розв'язка модулів, а також малий рівень небажаних коливань третього порядку, низька чутливість до зміни навантаження і слабкий вплив каскадів підсумовування на попередній підсилювач реалізуються при використанні квадратурних суматорів потужності. Протифазні суматори при задовільній розв'язці пригнічують небажані коливання другого порядку. Чергування квадратурних і протифазних пристроїв підсумовування, наприклад, коли сигнали двох модулів підсумовуються протифазно, а об'єднані таким чином пари модулів діють квадратурно, значною мірою поєднує переваги обох видів пристроїв. З цих причин квадратурні і протифазні суматори і дільники потужності, виконані, наприклад, на довгих коаксіальних або смужкових лініях, трансформаторах, набули широкого поширення в підсилювачах з вихідною потужністю від 10 Вт і вище.

Проте, не дивлячись на очевидні енергетичні переваги ключового режиму роботи, він ще порівняно рідко використовується у ВЧ підсилювачах. Це пояснюється поряд особливостей, до яких, наприклад, належать критичність до зміни навантаження, високий рівень небажаних коливань, велика вірогідність перевищення гранично допустимої

напруги транзистора і складність регулювання при отриманні необхідних фазочастотних характеристик, стабільність яких повинна забезпечуватися в умовах навантаження, що змінюється, напруги живлення і температури навколишнього середовища. Крім того, для реалізації ключового режиму на високих частотах необхідні транзистори з у край малою тривалістю перехідних процесів вмикання і вимикання.

Перспективним напрямом підвищення енергетичних характеристик підсилювачів амплітудно-модульованого сигналу є квантування сигналу за рівнем з роздільним посиленням дискретних складових і подальшим їх підсумовуванням з урахуванням фазових зсувів.

У підвищенні ефективності роботи підсилювачів важливу роль грає якість узгодження з навантаженням з урахуванням можливості її зміни. Представляє інтерес поєднання звичайних пристроїв узгодження з автоматичним управлінням режимом роботи підсилювача. Так, збільшуючи напругу живлення із зростанням опору навантаження (при незмінному або злегка зменшеному збудженні) і знижуючи його із зменшенням опору навантаження при збільшенні збудження, можна отримати не тільки постійну вихідну потужність, але і зберегти в умовах навантаження, що змінюється, те високе значення ККД, яке було отримано в номінальному режимі. Можливості такого способу стабілізації вихідної потужності, проте, обмежені гранично допустимими струмами і напругою транзистора, а також технічними можливостями узгодження малих опорів. З цих причин обмеженою є область опорів навантажень, в якій таким шляхом ще можна добитися порівняно стабільної вихідної потужності,

Ефект малої чутливості до розузгодження навантаження можна отримати і при реалізації підсилювача за схемою підсумовування потужностей з використанням квадратурних суматорів і дільників потужності. За відповідної напруги збудження такого підсилювача можна добитися, не дивлячись на зміну режиму роботи кожного з каскадів підсумовування, незначної зміни загального струму споживання і сумарної

вихідної потужності. Практикою доведено, що зміна вихідної потужності при розузгодженні навантаження виходить такою ж, як і в лінійних колах, тобто описується виразом, близьким до  $P/P_n=4p/(1+p)^2$  де  $P_n$  і  $P$  — потужності в номінальному навантаженні, а  $p$  — КСХН, що характеризує ступінь розузгодження. Така зміна у середньому, приблизно удвічі менше, ніж у підсилювача, побудованого, наприклад, по двотактній схемі.

До основних параметрів підсилювача останнім часом почали відносити рівень небажаних коливань, що виникають в процесі посилення корисного сигналу. Такі коливання з'являються в підсилювачі потужності унаслідок нелінійних процесів під впливом корисного сигналу  $f$  і перешкод, що поступають з тракту формування сигналу ( $f_\phi$ ), джерела живлення ( $f_n$ ) і антени радіопередавача ( $f_a$ ). Сторонні коливання (перешкоди) з тракту формування сигналу приводять до небажаних випромінювань радіопередавального пристрою не тільки на частотах цих коливань  $f_\phi$ , але і на частотах, що утворюються під їх впливом комбінаційних коливань  $mf \pm nf_\phi$ . Рівень таких випромінювань визначається відносним рівнем небажаних коливань на виході тракту формування, його зміною (перетворенням) в підсилювачі потужності, а також властивостями наступних за підсилювачем вузлів радіопередавального фільтруючого пристрою і випромінюючими. Зміна відношення сигнал/шум в підсилювачі визначається схемою включення транзистора, режимом роботи каскадів, значенням і частотою корисного сигналу і перешкоди.

Використовуючи схеми підсумовування потужностей від декількох активних приладів, можна отримати велику вихідну потужність ПШ, застосовуючи малопотужні транзистори. Розглянемо підсилювач класу E/F, що використовує відповідні значення імпедансу навантаження на декількох гармоніках вихідного сигналу і схему підсумовування на вході і виході підсилювача. Інший варіант підсилювача може бути реалізовано з взаємодією на гармоніках, у якому необхідне значення імпедансу на частоті другої гармоніки реалізується завдяки виділенню другої гармоніки стічної напруги транзисторів і передачі її з необхідним фазовим зсувом на

стік сусіднього транзистора. Можливо також реалізувати підсилювач, побудований по розширеній резонансній методиці, де вхідна потужність ділиться порівну між входами транзисторів, а потім підсумовується когерентно з кожного стоку, що реалізується завдяки перетворенню повної провідності на виведенні одного транзистора до її комплексно зв'язаного значення на наступному транзисторі.

**Підсилювач потужності класу E/F НВЧ діапазону.** Одним з класів ПП, який може бути віднесений до концепції просторово розвинених підсилювачів, є клас E/F. Даний клас підсилювачів має переваги класу E – простоту реалізації вихідного кола і включення в її склад вихідної ємності транзистора і класу F – зменшене значення середньоквадратичного струму через транзистор і пікової напруги на стоці.

Дане сімейство підсилювачів характеризується числом гармонік, що налаштовуються, і позначається індексами  $E/F_{m,n}$ . Вихідне узгоджувальне коло повинно реалізовувати коротке замикання на деякому числі непарних гармонік і холостий хід (нескінченність) на деякому числі парних гармонік. На основній частоті повинна бути присутньою індуктивна складова імпедансу навантаження для реалізації умов перемикання при нульовій напрузі. Все більш високі гармоніки виявляються навантаженими на ємність.

Найбільш простим способом побудови ПП класу E/F є використання двотактної симетричної ключової схеми, в якій транзистори управляються із зсувом фази на 180 градусів. Завдяки симетрії схеми форми сигналів на них ідентичні. Між ключами розташовано навантаження, як показано на рис. 9.6.

Як фільтр, що смуговий-загороджує, використовується паралельний коливальний контур  $LC$ , що забезпечує коротке замикання (нульовий імпеданс) на всіх непарних гармоніках, окрім першої. Таким чином, отриманий режим E/F.

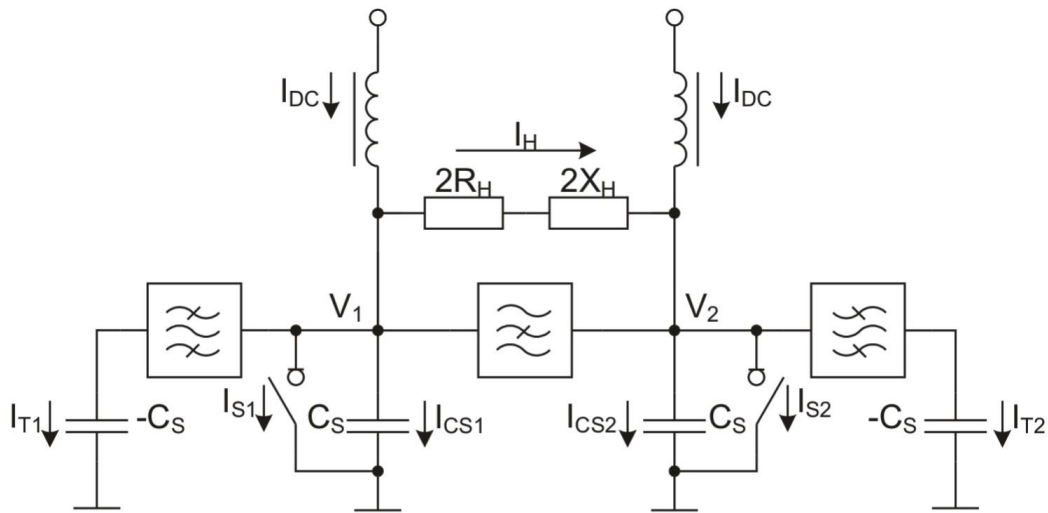


Рис. 9.6. Схема двухтактного ПП класу E/F

Далі можна реалізувати нескінченний імпеданс на парних гармоніках, підключаючи контури, паралельні кожному ключу і налаштовані на відповідні гармоніки.

## 9.7 Підсилювачі потужності за схемою Доєрті

З розвитком цифрових методів обробки сигналів, зокрема, радіосигналів, все більший інтерес виявляється до ефективних методів і засобів посилення сигналів з мінімальними спотвореннями. Згаданий комплекс питань пов'язано з аналізом нелінійних спотворень у міру еволюції робочої точки транзистора від режиму роботи А до режиму С і далі до ключового режиму роботи F. Це, зазвичай, також пов'язано з дослідженням вольт-амперних характеристик і схемних параметрів польових транзисторів з бар'єром Шоткі, гетеротранзисторів і МОН-транзисторів (LDMOS).

Компромісною реалізацією підсилювача потужності, з погляду ефективності посилення, нелінійних спотворень і енергетичних характеристик є схема підсилювача Доєрті, блок-схема якого приведена на рис.9.7. Він є три каналним підсилювачем, на який через дільник

подається сигнал від вхідного джерела. Один з каналів не змінює фазу вхідного сигналу, два інших змінюють фазу вхідного сигналу на  $90^\circ$ . Всі три канали на виході за допомогою ліній передачі передають сигнал на загальне навантаження. При чому для розв'язки на виході першого каналу і на загальному виході підсилювача використовується чвертьхвильовий відрізок лінії. Як активний елемент використовується гетеротранзистор на основі GaN. Як показують експериментальні результати по схемі Доєрті може бути досягнуто ефективність посилення до 50 % на гетеротранзисторах GaN і посилення до 15 дБ на каскад.

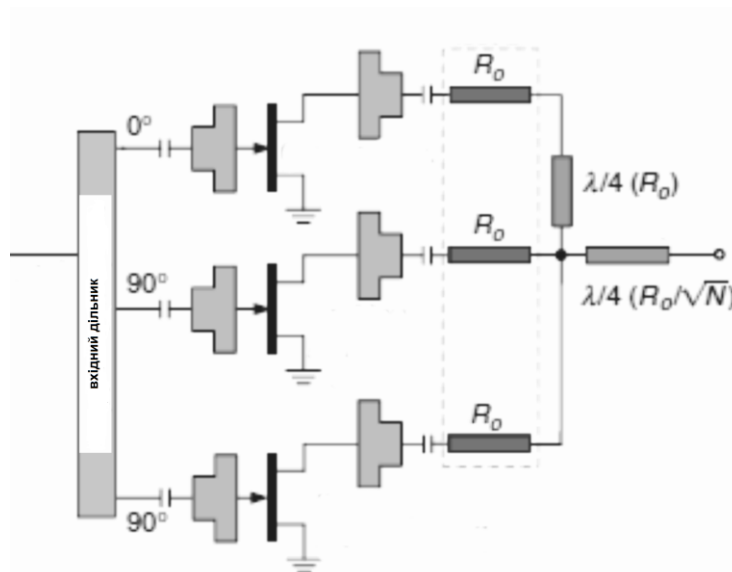


Рис. 9.7. Блок-схема підсилювача потужності Доєрті

Досягнення ефективності посилення до 80% в двоканальній схемі посилення Доєрті пов'язано з компромісом між узгодженням каскаду на передачу максимальної потужності на вихід і передачею сигналу без спотворення форми.

У класичній двоканальній схемі Доєрті один з каналів посилення виконує функції основного підсилювача, а другий (внаслідок зсуву сигналу по фазі) – допоміжного. Особливо це виявляється за малих за рівнем потужностей сигналу. Максимальне посилення по обох каналах досягається при максимальному за рівнем потужності вхідному сигналі. Роль

допоміжного підсилювача можна інтерпретувати як активне навантаження основного підсилювача при малих рівнях вхідної потужності.

Слід зазначити, що до підсилювача по схемі Доерті пред'являються особливі вимоги щодо фазових співвідношень між каналами. Це передбачає жорсткіші умови при проектуванні мікросмужкових ліній, які використовуються у колах узгодження.

## **9.8. Проектування підсилювачів потужності НВЧ з підсумовуванням потужності**

На етапі вибору активного компонента підсилювача потужності важливе значення мають енергетичні характеристики. У першу чергу, це коефіцієнт використання транзистора щодо колекторного струму (для гетеробіполярних транзисторів) або стічної напруги (для польових гетеротранзисторів і МОН-транзисторів). Цим коефіцієнтом є відношення амплітуди змінної напруги на навантаженні до напруги джерела колекторного (стічного) живлення:  $\xi = U_n / E$ .

Крім того, використовується поняття напруженість режиму, що оцінюється ступенем спотворення імпульсного вихідного струму. Чисельною мірою напруженості режиму служить коефіцієнт використання колекторної (стічного) напруги  $\xi$ . Спотворення імпульсного вихідного струму обумовлене, зокрема, перерозподілом сумарного струму транзистора між струмами електродів.

За ступенем прояву вказаних ознак режими транзистора можна розділити на чотири режими щодо напруженості: недонапружений режим, граничний, слабо напружений і сильно напружений. Лінія граничного режиму проводиться через точки найбільшої кривизни кривих сімейства вихідних статичних характеристик. Праворуч від неї розташована область, яка відповідає недонапруженому режиму і що характеризується малими вхідними струмами і слабкою залежністю

вихідного струму від вихідної напруги. Зліва – область, що відноситься до перенапруженого режиму, відмітними особливостями якого є великі вхідні струми і сильна залежність вхідного струму від вихідної напруги. Граничний режим (критичний) – режим перехідний.

Ефективність підсилення можна оцінити по коефіцієнту корисної дії, який визначається по співвідношенню:  $\text{ККД} = \frac{P_{\text{вих}} - P_{\text{вх}}}{P_{\text{жив}}}$ , куди входять вихідна потужність сигналу, вхідна потужність і потужність джерела живлення.

У показано, гетеробіполярні транзистори мають більші потужності розсіювання порівняно з польовими гетеротранзисторами і МОН-транзисторами. Проте, в СГБТ найбільшою мірою виявляється, так званий ефект «саморозігріву», що пов'язано з додатковим тепловиділенням унаслідок протікання струму.

З погляду приведених характеристик перспективними транзисторами для потужних підсилювачів НВЧ діапазону є нітрид галієві гетероструктурні транзистори на підкладці з карбиду кремнію і МОН-транзистори, виконані за зміщено-дифузною технологією (LDMOS).

## **9.9. Підсилювачі потужності на нітрид галієвих гетеротранзисторах**

Сьогодні відомі транзистори з рівнями розсіяної потужності більше 800 Вт. Типові серійні нітрид галієві гетероструктурні транзистори діапазону частот 1-8 ГГц мають вихідну потужність десятки Вт за рівнів вихідного струму біля 2А. Однокаскадний підсилювач потужності (більше 10 Вт) класу F на нітрид галієвому гетероструктурному транзисторі на частотах 3-4 ГГц може досягати ККД до 80%.

Як приклад розглянемо варіанти реалізації одно- і два каскадного підсилювача потужності на нітрид галієвих гетероструктурних

транзисторах на підкладці з карбїду кремнію з типовими вольт-амперними характеристиками, приведеними на рис. 9.8.

Для моделювання нелїнійних статичних і динамічних характеристик транзисторів і каскадів в цілому застосовувалися моделі і методи, викладені у даному розділі вище. Після ідентифікації параметрів транзисторів використовувалися процедури аналізу у часовій області за допомогою пакету схемотехнічного моделювання PSPICE.

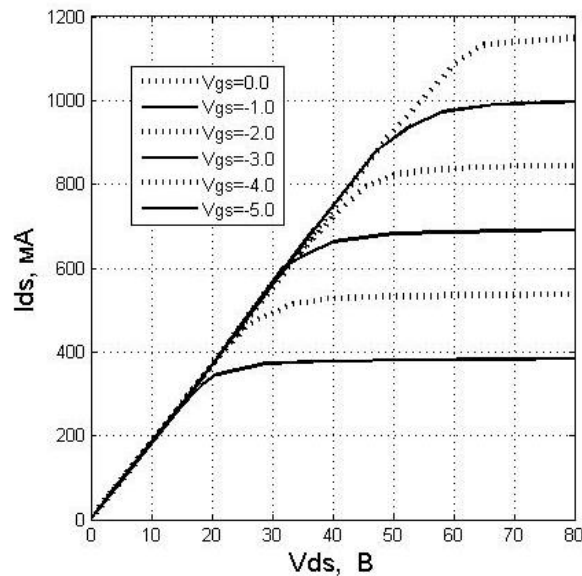


Рис. 9.8. Вихідні вольт-амперні характеристики AlGaIn гетероструктурного транзистора

Типова схема однокаскадного підсилювача потужності на AlGaIn СГСТ на відрізках мікросмужкових ліній наведена на рис.9.9.

Як кола узгодження використовуються мікросмужкові (МСЛ). На приведеній схемі для МСЛ прийняті наступні позначення:  $Z_0$  – хвилевий опір [Ом],  $F$  – частота в ГГц (для розрахунку реальної довжини лінії),  $N_L$  – електрична довжина лінії. Тут  $T_1$  і  $T_2$  – відповідно, вхідна і вихідна лінії узгодження, з однаковими параметрами:  $Z_0=50$  Ом,  $F=1$  ГГц,  $N_L=0,01$ . МСЛ в колах живлення затвора  $T_3$  і стоку  $T_4$  мають такі параметри:  $Z_0=50$  Ом,  $F=1$  ГГц,  $N_L=0,2$ .

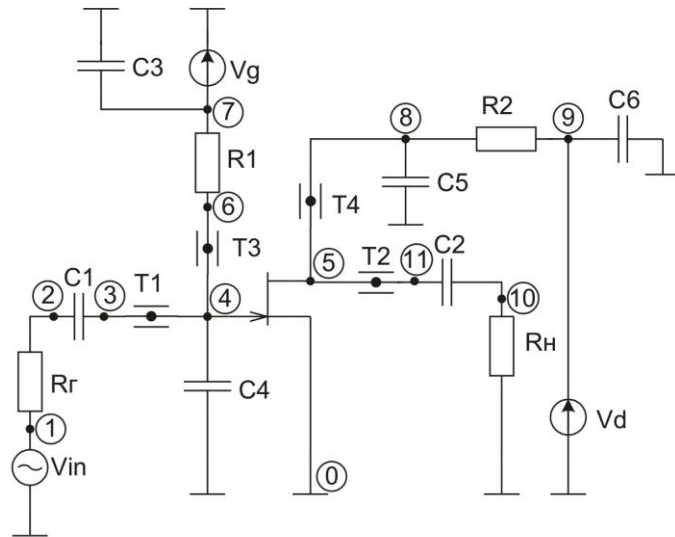


Рис.9.9. Однокаскадний підсилювач потужності на AlGaN СГСТ

Підсилювач характеризується наступними параметрами його компонентів. Ємності, що фільтрують, задані такими величинами:  $C_3=200$  пФ,  $C_4=40$  пФ,  $C_5=40$  пФ,  $C_6=200$  пФ, а ємності на вході і виході:  $C_1=1500$  пФ,  $C_2=1500$  пФ. Опір генератора  $R_r$  і навантаження  $R_n$  однакові і дорівнюють 50 Ом. Опору у колах живлення  $R_1=100$  Ом,  $R_2=50$  Ом.

Часові залежності вхідної і вихідної напруги однокаскадного підсилювача показані на рис. 9.10.

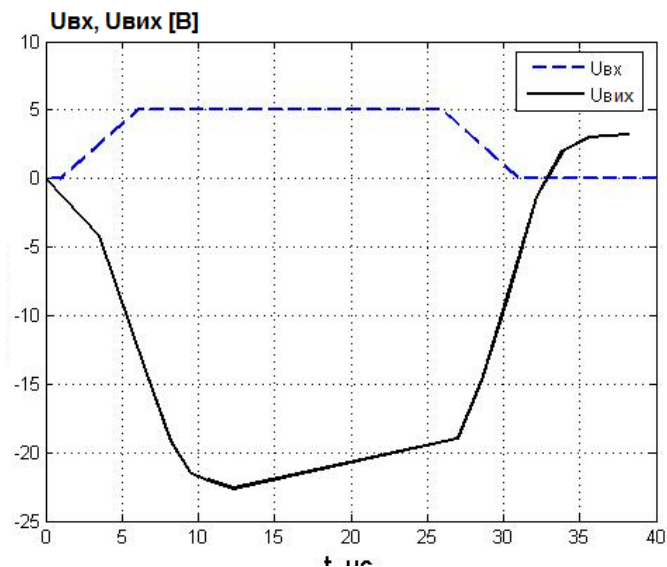


Рис. 9.10. Вхідна і вихідна напруги однокаскадного підсилювача потужності

Часові залежності вхідної і вихідної потужності однокаскадного підсилювача потужності приведені на рис. 9.11.

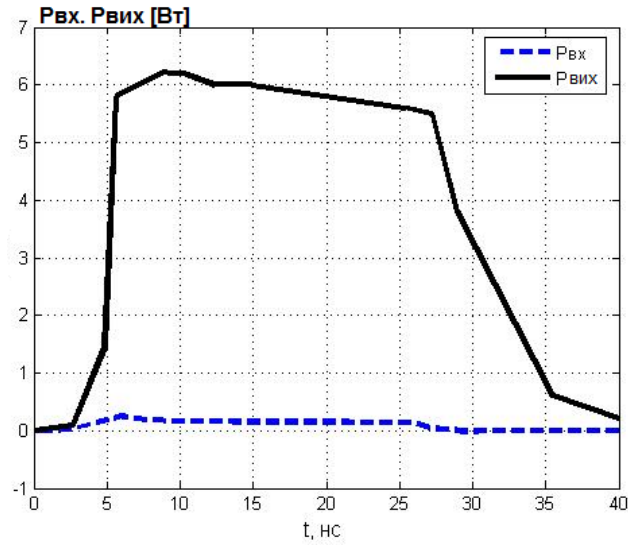


Рис.9.11. Вхідна і вихідна потужність однокаскадного підсилювача потужності

Схема двокаскадного підсилювача потужності з підсумовуванням потужності на AlGaN СГСТ приведена на рис. 9.12

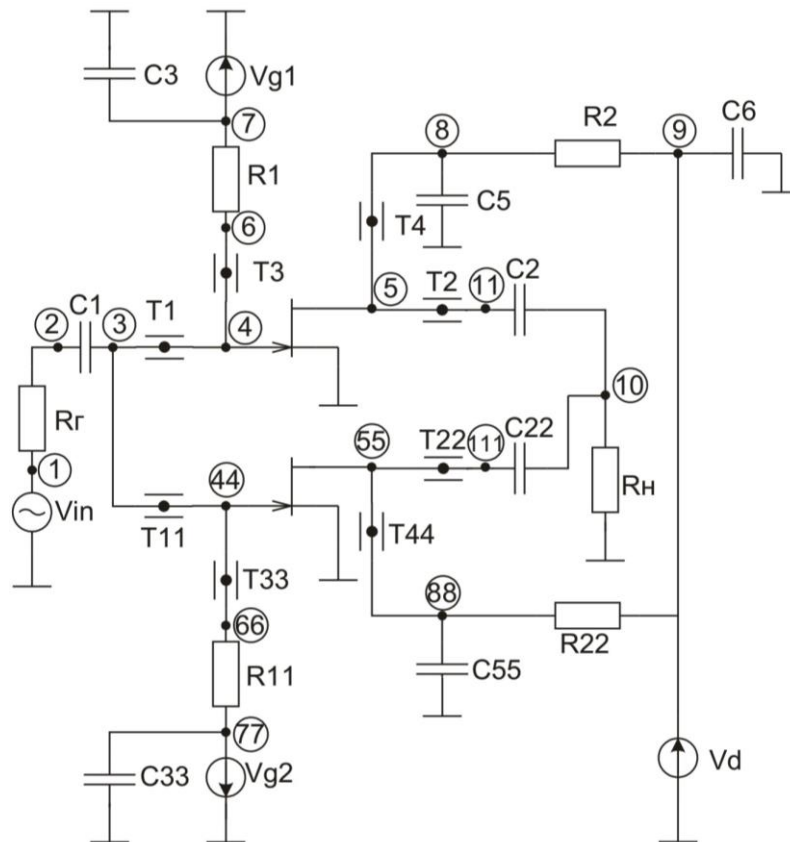


Рис. 9.12. Двокаскадний підсилювач потужності

Двокаскадний підсилювач потужності є двохканальним колом із загальним навантаженням. Підсилювач характеризується параметрами компонентів, подібними до однокаскадного підсилювача, проте містять два кола живлення затвора. У деяких випадках обидва канали підсилювача можуть бути симетричними, а також не містити кола живлення затвору. Проте, як показують чисельні експерименти, в особливих випадках для неспотворюючої передачі переднього і заднього фронтів радіоімпульсу підбором електричних напруг на затворі можна добитися найменших спотворень за певних втрат потужності. Як узгоджувальні кола використовуються МСЛ  $T_1$  і  $T_{11}$ ,  $T_2$  і  $T_{22}$  – вхідні і вихідні лінії з однаковими параметрами:  $Z_0=50$  Ом,  $F=1$  ГГц,  $N_L=0,01$ . МСЛ у колах живлення затворів  $T_3$ ,  $T_{33}$  і стоків  $T_4$ ,  $T_{44}$  мають такі параметри:  $Z_0=50$  Ом,  $F=1$  ГГц,  $N_L=0,2$ .

Фільтруючі ємності задані такими величинами:  $C_3=200$  пФ,  $C_4=40$  пФ,  $C_5=40$  пФ,  $C_6=200$  пФ,  $C_{33}=200$  пФ,  $C_{44}=40$  пФ,  $C_{55}=40$  пФ, а ємності на вході і виході:  $C_1=1500$  пФ,  $C_2=1500$  пФ,  $C_{22}=1500$  пФ. Опір генератора  $R_r$  і навантаження  $R_n$  однакові і дорівнюють  $50$  Ом, а опори у колах  $R_1=100$  Ом,  $R_2=50$  Ом,  $R_{11}=100$  Ом,  $R_{22}=50$  Ом.

Часові залежності вхідної і вихідної напруги двохкаскадного підсилювача показані на рис. 9.13.

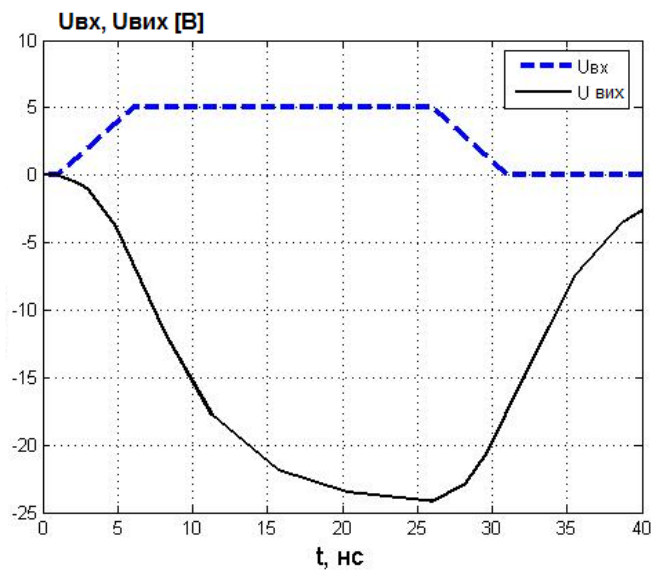


Рис. 9.13. Вхідна і вихідна напруга двохкаскадного підсилювача потужності на AlGaN СГСТ

Розраховані залежності вхідної і вихідної потужності двохкаскадного підсилювача показані на рис. 9.14.

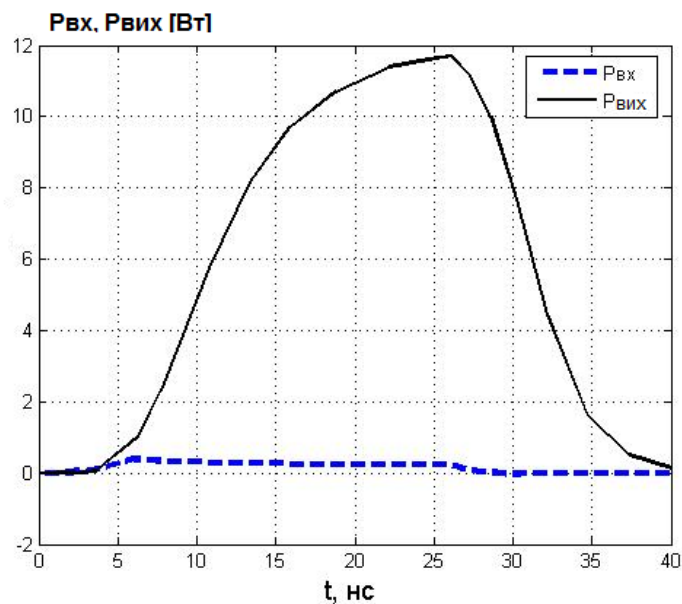


Рис. 9.14. Вхідна і вихідна потужність двохкаскадного підсилювача потужності на AlGaN СГСТ

## 9.10. Підсилювачі потужності на МОН (LDMOS) транзисторах

Розглянемо результати моделювання однокаскадних і двохкаскадних підсилювачів потужності на МОН (LDMOS) транзисторах. Схеми досліджуваних одно- і двохкаскадного підсилювача аналогічні вже розглянутим в даному розділі підсилювачам на AlGaN СГСТ (рис. 9.9 і 9.12). Відмінності полягають у завданні параметрів робочої точки на ВАХ, оскільки МОН (LDMOS) транзистор на відміну від AlGaN СГСТ, відкривається позитивними електричними напругами на затворі. Однокаскадні підсилювачі для обох типів транзисторів досліджувалися при однаковому рівні вхідного сигналу – 5 В. Слід зазначити, що для отримання помітного посилення сигналу з потужності в двохкаскадному підсилювачі на МОН (LDMOS) транзисторах необхідно збільшувати рівень вхідного сигналу більше 5 В. Наведені

нижче характеристики для такого підсилювача отримані для рівня вхідного сигналу 10 В. Вимагає окремого дослідження питання залежності вихідної потужності від параметрів вхідного імпульсу.

Як активний компонент досліджуваних підсилювачів використаний транзистор з номінальною вихідною потужністю 10 Вт. Експериментальні вольт-амперні характеристики транзистора порівняно з розрахунковими приведені на рис. 9.15.

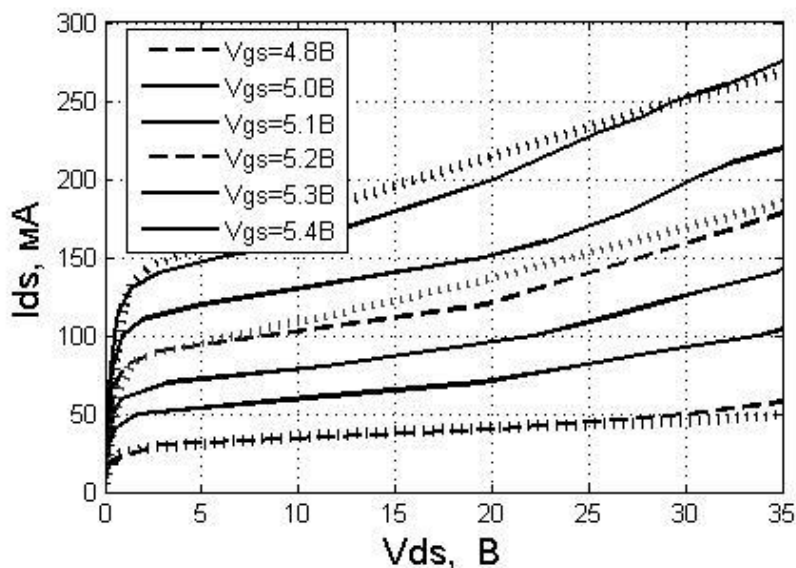


Рис. 9.15. Експериментальні і розрахункові (позначені точками) вихідні вольт-амперні характеристики МОП (LDMOS) транзистора

Транзистор характеризується наступними основними параметрами. Граничні значення вихідної напруги стік-витік 75 В, напруга затвор-витік  $\pm 15$  В, максимальний вихідний струм 2,2 А. Особливістю даного транзистора є достатньо високий внутрішній вбудований потенціал (більше 4 В), а також високі значення крутизни у робочому полі вихідних вольт-амперних характеристик. На відміну від нітрид галієвого СГСТ, даний транзистор має менший динамічний діапазон. Це може обмежувати значення вихідної потужності порівняно з нітрид галієвим СГСТ.

Аналіз однокаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі проводився з колами живлення і узгодження, аналогічними однокаскадному підсилювачу на AlGaN СГСТ.

Часові залежності вхідної і вихідної напруги однокаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі показані на рис. 9.16.

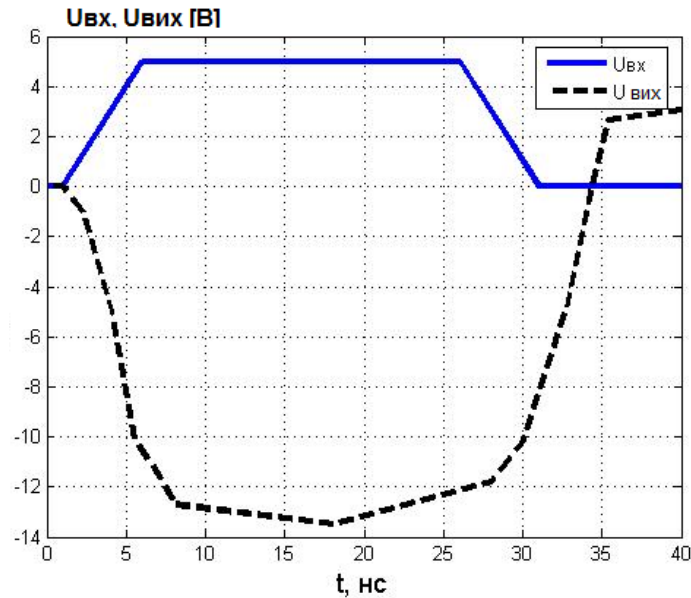


Рис. 9.16. Вхідна і вихідна напруга однокаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі

Часові залежності вхідної і вихідної потужності однокаскадного підсилювача потужності на МОН (LDMOS) транзисторі наведені на рис. 9.17.

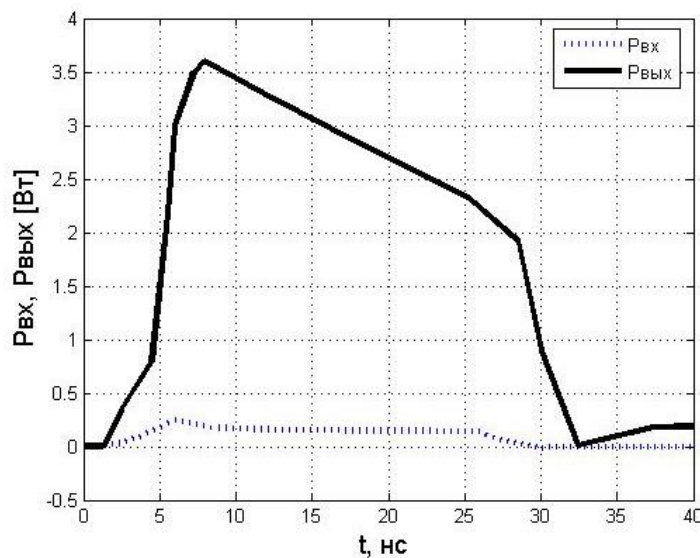


Рис. 9.17. Вхідна і вихідна потужність однокаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі

Схема двоканального підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторах аналогічна схемі підсилювача, приведеного на рис. 9.12.

Як узгоджувальні використовуються МСЛ лінії  $T_1$  і  $T_{11}$ ,  $T_2$  і  $T_{22}$  – вхідні і вихідні з параметрами:  $Z_0=50$  Ом,  $F=1$  ГГц,  $N_L=0,02$ . МСЛ у колах живлення затворів  $T_3$ ,  $T_{33}$  і стоків  $T_4$ ,  $T_{44}$  мають такі параметри:  $Z_0=50$  Ом,  $F=1$  ГГц,  $N_L=0,4$ .

Усі інші параметри двокаскадного підсилювача аналогічні підсилювачу рис. 9.12.

Часові залежності вхідної і вихідної напруги двохкаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі показані на рис. 9.18.

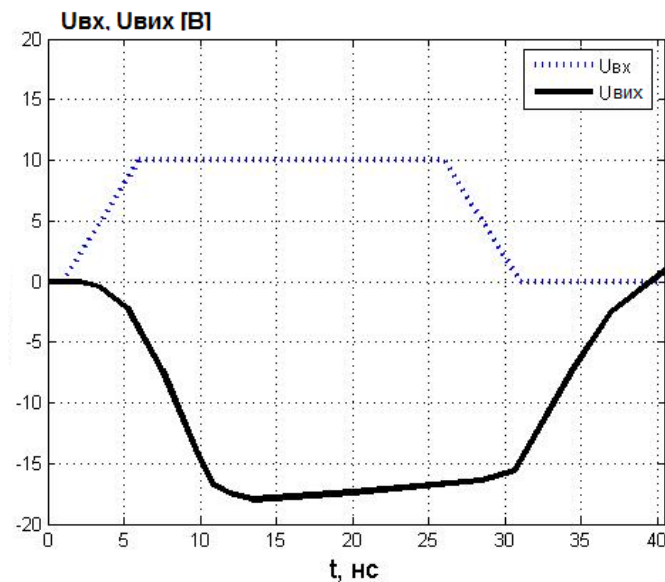


Рис. 9.18. Вхідна і вихідна напруга двохкаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі

Часові залежності вхідної і вихідної потужності двохкаскадного підсилювача потужності на МОН (LDMOS) транзисторі приведені на рис. 9.19.

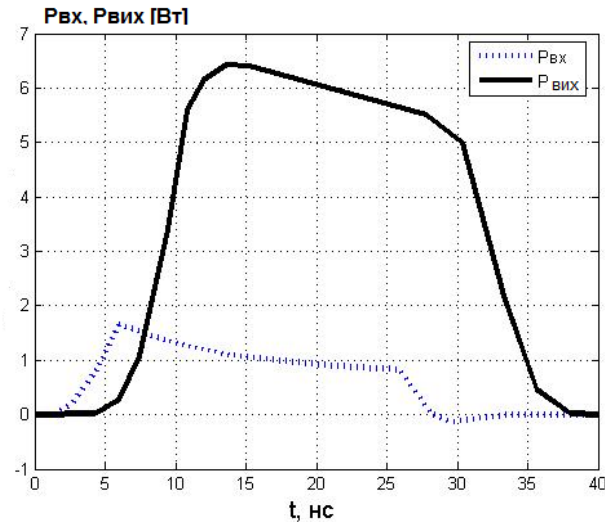


Рис. 9.19. Вхідна і вихідна потужність двохкаскадного підсилювача на МОН (LDMOS) транзисторі

Вхідний сигнал, що відповідає вхідній потужності (рис.9.19) відрізняється від ідеального, такого, що задається вхідним джерелом як по амплітуді, так і по тривалості фронтів імпульсу. Однією з причин є неідеальність узгодження підсилювача на вході. Завдання оптимізації узгоджувальних кіл може бути вирішено за наявності експериментальних характеристик як для кіл узгодження, так і підсилювача в цілому.

Приведені результати моделювання типових AlGaN СГСТ і МОН (LDMOS) транзисторів НВЧ, а також одно- і двохкаскадних підсилювачів на їх основі можуть використовуватися для проектування і оптимізації їх характеристик.

## Контрольні запитання та завдання до розділу

- 9.1. Якими параметрами характеризуються потужні підсилювачі НВЧ?
- 9.2. Наведіть основні режими роботи транзисторних підсилювачів та їх класифікацію.
- 9.3. Наведіть приклади типових схемних моделей потужних підсилювачів НВЧ.
- 9.4. Порівняйте характеристики підсилювачів на гетеробіполярних і польових транзисторах.
- 9.5. Які основні компоненти містять нелінійні моделі потужних гетеротранзисторів для підсилення НВЧ сигналів?
- 9.6. Які апроксимаційні моделі потужних транзисторів використовуються для нелінійного моделювання?
- 9.7. Наведіть приклад типової нелінійної моделі гетеробіполярного транзистора.
- 9.8. Наведіть схему підсилювачів НВЧ з підсумовуванням потужності.
- 9.9. Які особливості має підсилювач потужності зібраний за схемою Доєрти?
- 9.10. Наведіть особливості підсилювачів потужності на МОН (LDMOS) транзисторах.

## 10. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ НВЧ

### 10.1. Параметри змішувачів НВЧ

Перетворювачі частоти сигналу (змішувачі) служать для перенесення корисного сигналу на іншу, зазвичай, нижчу частоту (перетворення на проміжну частоту).

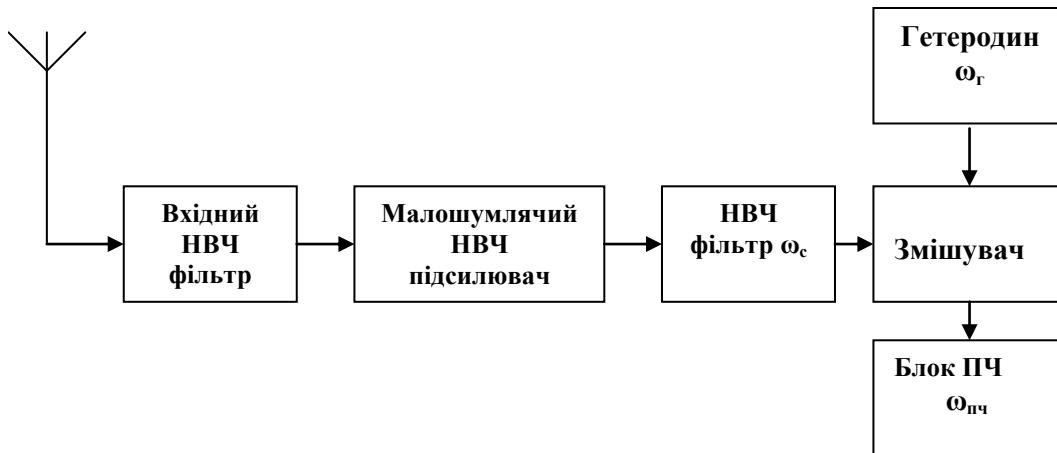


Рис. 10.1 Структурна схема вхідного тракту з перетворювачем частоти

Зазвичай на сигнальний вхід поступає сигнал, що приймається антеною. Утворений в змішувачі сигнал проміжної частоти потім посилюється в підсилювачі проміжної частоти. У приймачах (рис.10.1) сигнал від антени поступає на малошумлячий підсилювач НВЧ. Потім за допомогою перетворювача частоти (ПЧ) спектр сигналу переноситься на нижчу проміжну частоту  $\omega_{пч} = \omega_c - \omega_g$ .

Основне посилення в приймачі здійснюється за допомогою підсилювача проміжної частоти (ППЧ). Чутливість приймачів такого типу досягає  $10^{-17} \dots 10^{-18}$  Вт, тоді як чутливість приймачів прямого посилення не перевищує  $10^{-12} \dots 10^{-13}$  Вт. Для приймачів супергетеродинів діапазону НВЧ, характерні проміжні частоти 20...300 МГц.

Перетворювач частоти складається із змішувача і гетеродина, який найчастіше реалізується на малопотужних генераторах на діодах Ганна. Потужність коливань гетеродина, що поступають на змішувач, мала

(0,2...10 мВт), але вона у багато разів більше потужності сигналу. Перетворення частоти сигналу відбувається внаслідок нелінійності характеристик активного елементу - діода змішувача або транзистора.

До основних параметрів змішувачів належать такі.

*Діапазон робочих частот.* Змішувачі, зазвичай, застосовуються в приймачах, які працюють, починаючи з дуже низьких частот до десятків гігагерців.

*Динамічний діапазон.* Нижня межа динамічного діапазону змішувача визначається його коефіцієнтом шуму, а верхній – рівнями стискання коефіцієнта передачі, інтермодуляційними складовими і можливою потужністю розсіювання.

*Коефіцієнт шуму.* Коефіцієнт шуму активних змішувачів залежить від конфігурації схеми і типів вживаних в ній елементів.

*Коефіцієнт перетворення ( $K_{\Pi}$ )* визначається як відношення комплексних амплітуд напруги проміжної частоти ( $\dot{U}_{\Pi}$ ) і частоти сигналу ( $\dot{U}_c$ ):  $K_{\Pi} = \dot{U}_{\Pi} / \dot{U}_c$ .

*Узгодження імпедансу.* Всі три плечі змішувача повинні бути узгоджені з відповідним трактом і добре «розв'язані». У активних змішувачах в результаті розузгодження зазвичай знижується коефіцієнт посилення. Розв'язка є параметром, що характеризує ступінь придушення паразитного проходження сигналу, прикладеного до якого-небудь плеча змішувача, на два інших виводу. Єдиний сигнал, який повинен бути присутнім на виході змішувача, — це сигнал проміжної частоти.

У загальному випадку перетворення частоти можна розглядати як добуток двох високочастотних напруг: напруги сигналу  $u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$  і напруга гетеродина  $u_r = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$ . В результаті на виході перетворювача отримаємо напругу перетвореної частоти:

$$u_{\Pi\text{ч}} = a U_c U_r \cos(\omega_{\Pi\text{р}} t + \varphi_{\Pi\text{р}})$$

де  $a$  — постійний коефіцієнт, залежний від параметрів перетворювача.

Амплітуда, частота або фаза перетвореної напруги мають той же закон, що і напруга сигналу. Це означає, що при перетворенні модульованих сигналів вигляд і параметри модуляції не порушуються.

У загальному випадку у результаті на виході елементу змішувача з'являється безліч складових комбінаційних напруг з частотами  $\omega_k = |\pm k\omega_r \pm n \varphi_r|$ , де  $k$  і  $n$  – цілі позитивні числа. На навантаженні виділяється напруга однієї з комбінаційних частот, яка і береться за проміжну частоту приймача.

Широке використання напівпровідникових діодів в змішувачах пояснюється їх малою входною ємністю, малими втратами і задовільними шумовими характеристиками.

У змішувачах НВЧ найчастіше використовуються тунельні діоди і діоди з бар'єром Шоттки. Нелінійне перетворення пов'язане з нелінійною провідністю замикаючого (бар'єрного) шару (тому діоди змішувачів часто називають варисторами). Омичний опір діода і нелінійна ємність є паразитними елементами і призводять до втрати потужності перетвореного сигналу (нелінійність ємності викликає перетворення сигналу на вищі комбінаційні частоти).

У загальному випадку змішувач будь-якого перетворювача частоти можна розглядати як нелінійний шестиполіусник (рис.10.2), на виході якого включено селективне навантаження  $\dot{Z}_H$ , налаштоване на вибране значення проміжної частоти.

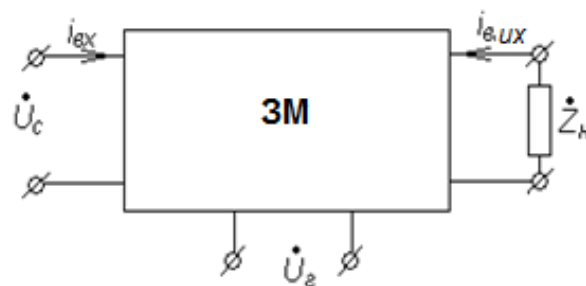


Рис. 10.2. Змішувач перетворювача частоти як нелінійний шестиполіусник

Для безінерційного перетворювального елемента вихідний струм в кожен момент часу визначається миттєвими значеннями напруги:  $U_c(t)$ ,  $U_{\Pi}(t)$ ,  $U_{\Gamma}(t)$ , і  $i_{\text{вих}} = f(U_c, U_{\Pi}, U_{\Gamma})$ .

Оскільки амплітуди напруги  $\dot{U}_c$  і  $\dot{U}_{\Pi}$  малі порівняно з амплітудою напруги гетеродина, то вирази для  $i_{\text{вих}}$  можна розкласти у подвійний ряд Тейлора у точці, що задається миттєвими значеннями напруги  $U_{\Gamma}(t)$ . Такий підхід дозволяє представити перетворюючий елемент спільно з гетеродином у вигляді квазілінійного чотириполюсника.

У загальному випадку частотна характеристика перетворювача частоти, що працює в квазілінійному режимі, має вигляд, приведений на рис. 10.3.

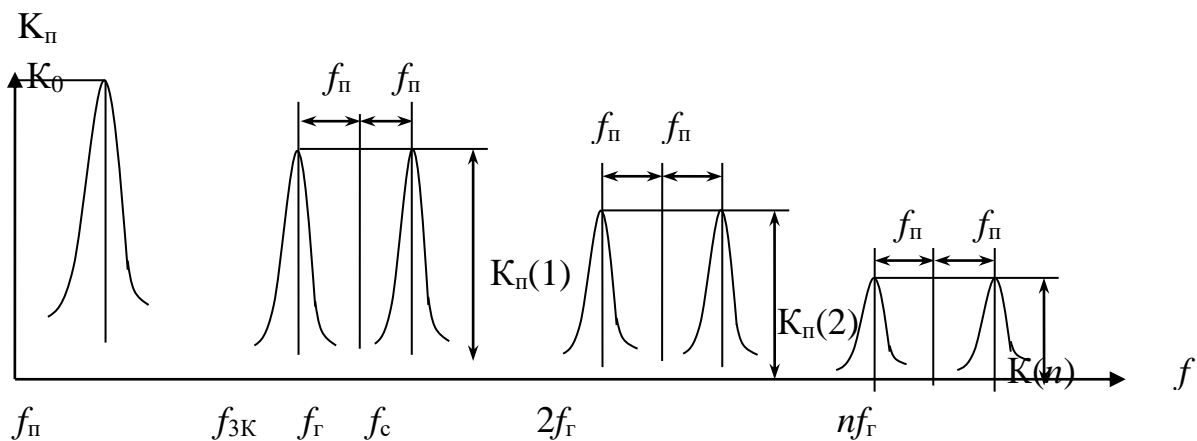


Рис. 10.3. Частотна характеристика перетворювача частоти

Зазвичай змішувач узгоджений з входом ППЧ, тому вся потужність на частоті  $\omega_{\text{пч}}$  передається в ППЧ. Коливання дзеркальної частоти (рис. 10.3), що утворилося в процесі перетворення частоти сигналу, може розповсюджуватися у вхідні кола приймача. Тому якщо на вході змішувача помістити відповідні фільтри, то коливання дзеркальної частоти відбиватиметься назад в змішувач для перетворення в коливання проміжної частоти  $\omega_{\text{пч}} = \omega_{\Gamma} - \omega_{\text{з}}$ . Якщо утворений таким чином струм проміжної частоти перебуває у фазі із струмом основної проміжної частоти  $\omega_{\text{пч}} = \omega_{\text{с}} - \omega_{\Gamma}$ , то виникає додаткова вихідна потужність, тобто

збільшується коефіцієнт передачі перетворювача. При підсумованні струмів у протифазі можуть, навпаки, виникнути додаткові втрати. Таким чином, взаємодію між коливаннями сигнальної і дзеркальної частоти надає істотний вплив на параметри діодного перетворювача частоти.

По відношенню до коливань гетеродина нелінійність перетворювального елемента повинна проявляти себе можливо сильніше. Зазвичай це приводить до необхідності мати значну амплітуду гетеродинної напруги. Таким чином, в переважній більшості випадків виконується умова:  $U_c(t) \ll U_r(t)$ .

До тих пір, поки виконується ця нерівність, властивості перетворювача частоти не залежать від амплітуди сигналу, а визначаються властивостями перетворювального елемента, амплітудою гетеродинної напруги і стабільністю його коливань.

Не дивлячись на велику різноманітність нелінійних елементів і селективних систем, можлива побудова єдиної теорії для опису основних процесів, що відбуваються в будь-якому перетворювачі частоти. Ця теорія носить назву загальної теорії перетворення частоти в припущенні «малого» сигналу  $\dot{U}_c \ll \dot{U}_r$  і безінерційності перетворювального елемента.

## 10.2. Схемна реалізація змішувачів НВЧ

Класифікація перетворювачів частоти зв'язана з отриманням сигналу проміжної частоти  $f_{\text{пр}}$ . Розрізняють змішувачі з верхнім налаштуванням частоти гетеродина  $f_{\text{пр}} = f_r - f_c$ , тобто  $f_r > f_c$ . У цьому випадку після перетворення положення бокових смуг сигналу змінюється, тобто нижня стає верхньою і навпаки. У разі змішувача з нижнім налаштуванням гетеродина  $f_{\text{пр}} = f_c - f_r$ , тобто  $f_r < f_c$ .

Крім того, змішувачі розрізняють за типом нелінійного елементу — діодні і транзисторні, а також по числу нелінійних елементів (НЕ): прості (один НЕ); балансні (два НЕ) — рис. 10.4; кільця (чотири НЕ) — рис. 10.5.

Балансні змішувачі дозволяють пригнічувати шуми гетеродина типу  $1/f$ . З допомогою чотирьохплічного моста НВЧ на вході камер змішувачів створюються відповідні фазові співвідношення корисного сигналу і сигналу гетеродина так, що будь-які флуктуації потужності гетеродина компенсуються.

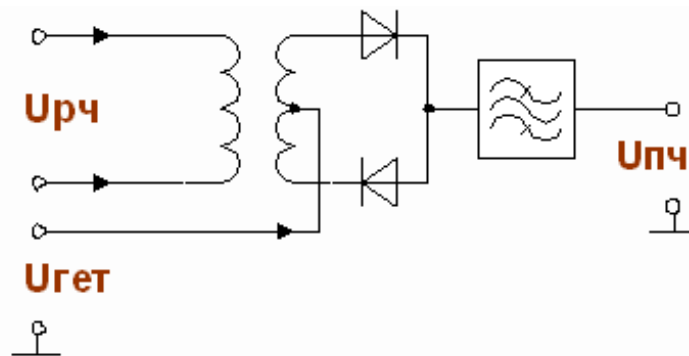


Рис. 10.4 Двохдіодний змішувач

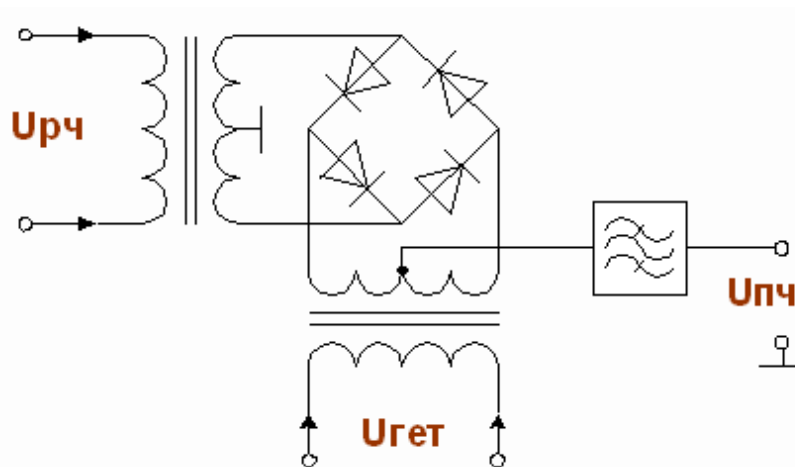


Рис. 10.5 Кільцевий балансний змішувач

На відміну від транзисторних змішувачів, для яких найбільш істотним є лише ефект прямого перетворення частоти, у діодних змішувачах спостерігається так само ефект зворотного перетворення. Дійсно, напруга проміжної частоти  $\omega_{пч} = \omega_c - \omega_g$ , що з'явилися на виході змішувача в результаті взаємодії напруги сигналу і гетеродина, знову

взаємодіє з напругою гетеродина, що призводить до появи на вході змішувача напруги з частотою сигналу  $\omega_c = \omega_{пч} + \omega_r$ . Таким чином, ефект зворотного перетворення обумовлений наявністю сильного зворотного зв'язку в діодному змішувачі, оскільки він каналізує енергію в обох напрямках, тобто є взаємним пристроєм. Останнім часом набув поширення режим роботи діодів змішувачів, при якому використовується не тільки нелінійна провідність, але і нелінійна ємність. Завдяки цьому вдається понизити втрати перетворення і коефіцієнт шуму перетворювача. Проте для реалізації такого режиму потрібна велика потужність гетеродина.

Виникнення коливань дзеркальної частоти можливе також у разі взаємодії між напругою сигналу і другою гармонікою гетеродина оскільки  $\omega_d = 2\omega_r - \omega_c$ .

Для зменшення впливу шумів гетеродина застосовуються балансні змішувачі (рис. 10.4). Змішувач містить два діоди, які включені, так, що їх струми протікають в первинній обмотці вихідного трансформатора в зустрічних напрямках. При цьому синфазні складові магнітного потоку взаємно компенсуються, а протифазні – підсумовуються. Напруга гетеродина подається на діоди синфазно, а напруга сигналу – протифазно.

Отже, струми перетвореного коливання проміжної частоти в обох діодах так само протифазні і тому створювані ними магнітні потоки підсумовуються і наводять у вторинній обмотці трансформатора напругу проміжної частоти.

Основним вузлом балансного змішувача діапазону НВЧ є гібридне з'єднання, що здійснює рівне ділення потужності вхідного сигналу і коливання гетеродина між діодами із заданими фазовими співвідношеннями, а також що забезпечує максимальну розв'язку між входами сигналу і гетеродина. Як такі з'єднання зазвичай використовують два і трьохшлейфові направлені відгалужувачі, гібридні кільця і направлені відгалужувачі на зв'язаних смужкових лініях.

### 10.3. Транзисторні змішувачі НВЧ

Перетворювачі частоти на біполярних транзисторах можуть реалізовуватись на одному транзисторі, тобто з суміщеним гетеродином, і на двох транзисторах, у яких один виконує функції змішувача, а інший – гетеродина. У разі використання автономного гетеродина легко підібрати оптимальні режими роботи змішувача і гетеродина, що визначає використання перетворювачів з окремим гетеродином в приймачах підвищеного класу.

Найбільш поширеними схемами перетворювачів частоти на біполярних транзисторах є схеми, у яких сигнал, що приймається, подається у коло бази, тобто коли для напруги сигналу схема змішувача є схемою із загальним емітером.

У цьому випадку, так само як і в підсилювальних схемах, можна отримати більший коефіцієнт передачі перетворювача. Напруга гетеродина може подаватися як у коло бази (змішувач по відношенню до цієї напруги працює за схемою із загальним емітером), так і у коло емітера, що відповідає схемі із загальною базою (рис.10.6). У колах сучасних змішувачів використовуються також гетеробіполярні транзистори.

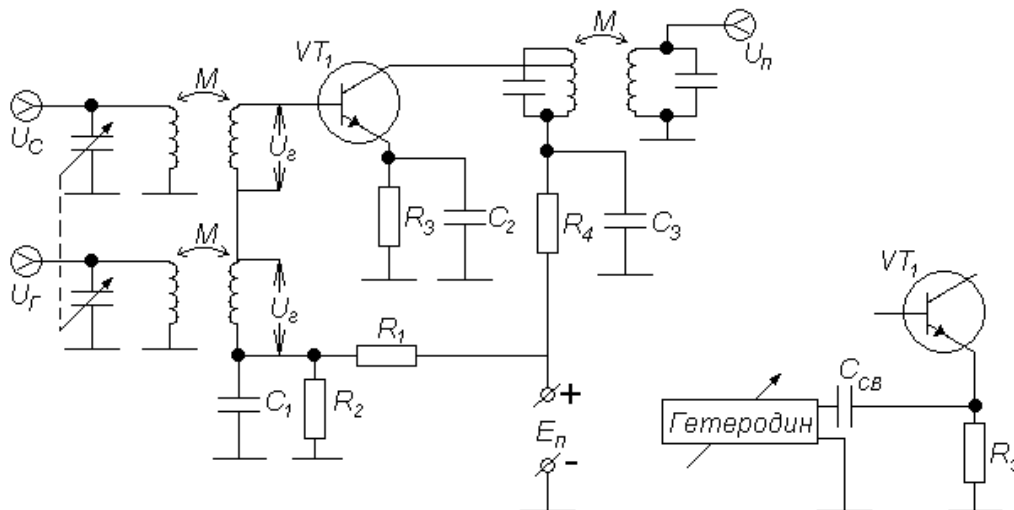


Рис. 10.6. Перетворювач частоти на біполярному транзисторі

Коли напруга гетеродина подається до кола бази, то зв'язок між гетеродином і змішувачем доводиться здійснювати через конденсатор з вельми невеликою ємністю.

При використанні будь-якої схеми перетворювача частоти зменшення взаємного впливу гетеродинного і сигнального контурів може бути досягнуте: збільшенням проміжної частоти, тобто збільшенням різниці частот гетеродина і сигналу; переходом до використання вищих гармонік частоти гетеродина; введенням буферного каскаду між гетеродином і змішувачем. Останнє особливо зручно при роботі на гармоніках, коли буферний каскад використовується у режимі множення.

Оскільки вольт-амперна характеристика біполярних транзисторів далека від ідеальної (квадратичної), у даний час широко застосовуються польові транзистори, які мають вольт-амперну характеристику, близьку до квадратичної кривої, тому крутизна характеристики їх змінюється залежно від напруги на затворі згідно із законом, близьким до лінійного. Лінійна залежність крутизни польового транзистора дозволяє зменшити нелінійні спотворення сигналу, що приймається. Крім того, польові транзистори дозволяють забезпечити менші значення коефіцієнту шуму. Їх вхідний опір значно вищий, ніж у біполярних.

Якщо використовують польові транзистори як змішувачі, то вони працюють зазвичай з окремим гетеродином. Напруга сигналу подається, зазвичай, на затвор, а напруга гетеродина може бути подане як на затвор, так і на витік (рис. 10.7).

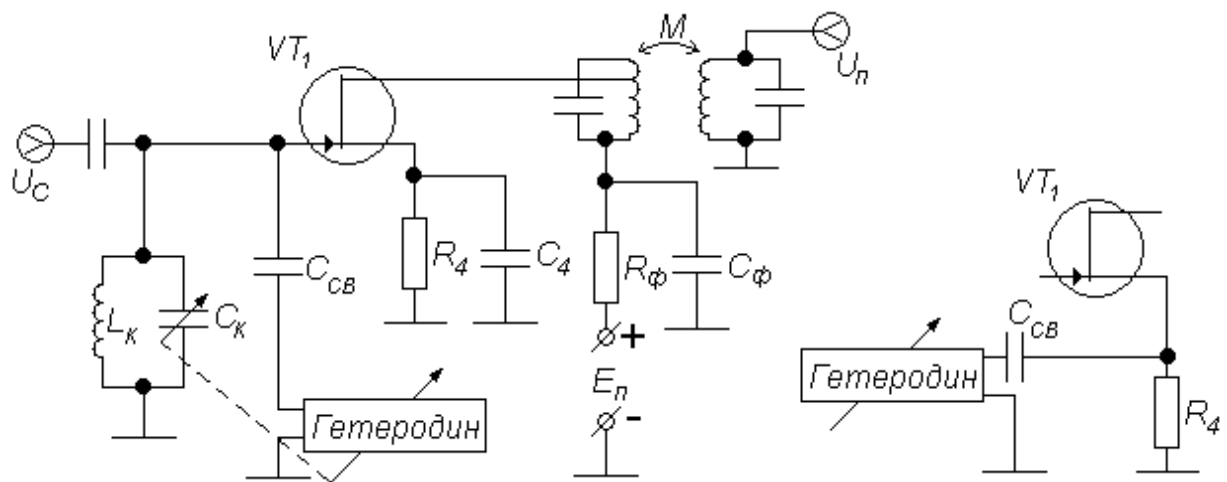


Рис. 10.7. Перетворювач частоти на польовому транзисторі

Застосування балансних схем перетворювачів частоти також дозволяє зменшити число паразитних каналів прийому. Перетворювач частоти можна зробити балансним як для вхідного, так і для гетеродинного сигналів. Такі схеми називають подвійними балансними і зазвичай виконують з використанням диференціальних підсилювачів або діодів.

Для поліпшення розв'язки вхідного сигналу і сигналу гетеродина, що поступають на один і те ж вхід, може бути використана каскодна схема включення двох польових транзисторів (рис. 10.8).

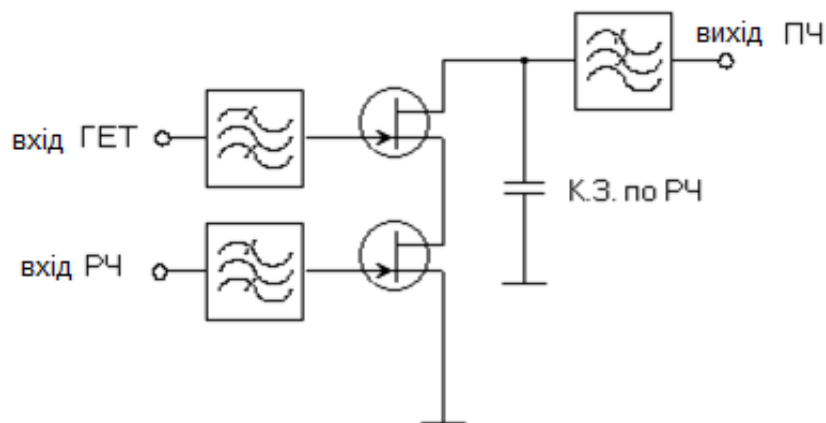


Рис. 10.8. Спрощена схема змішувача на двох польових транзисторах

Сьогодні на практиці найчастіше використовують кола перетворювачів частоти на польових двохзатворних транзисторах (рис. 10.9).

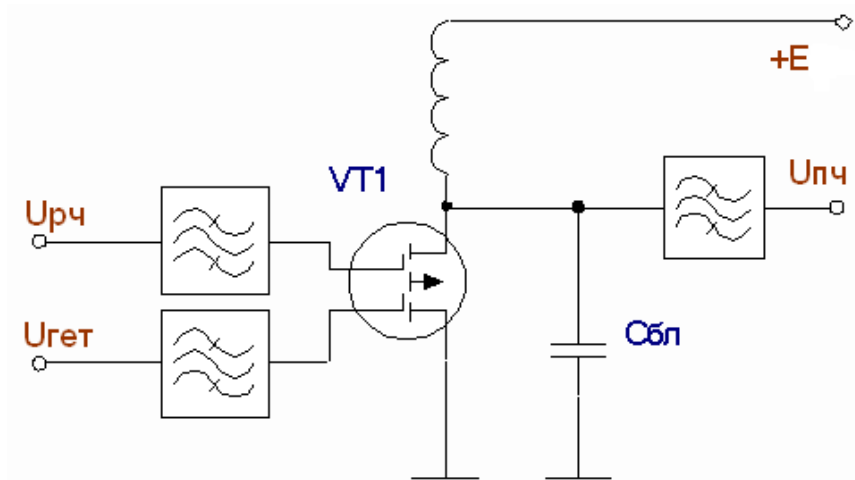


Рис. 10.9. Змішувач на польовому двохзатворному транзисторі

Найбільш істотною перевагою змішувачів на польовому двохзатворному транзисторі є можливість подачі вхідного сигналу і сигналу гетеродина безпосередньо на нелінійний елемент, минувши розв'язуючі кола, що значно зменшує втрати потужності сигналів.

### Контрольні запитання до розділу

- 10.1 Якими параметрами характеризуються змішувачі НВЧ?
- 10.2 Які елементи включає структурна схема вхідного тракту з перетворювачем частоти?
- 10.3 Наведіть електричну схему балансного змішувача НВЧ.
- 10.4 Наведіть електричну схему змішувача НВЧ на польовому транзисторі.
- 10.5 Наведіть електричну схему змішувача НВЧ на біполярному транзисторі.
- 10.6 Наведіть електричну схему змішувача НВЧ на польовому двохзатворному транзисторі.
- 10.7 Проведіть порівняльний аналіз змішувачів на діодах, польових і біполярних транзисторах.
- 10.8 У чому полягають переваги змішувача НВЧ на польовому двохзатворному транзисторі?

## РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. *Алипов А.С.* Новая классификация транзисторных усилителей мощности / А.С.Алипов, В.Б.Козырев // М. : Изд. журнала «Радиотехника», 2005. – С. 101–105.
2. *Бова Н.Т.* Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т.Бова, Ю.Г.Евремов, В. В. Конин и др. – Київ : Техніка, 1984. – 184 с.
3. *Веселов Г. И.* Микроэлектронные устройства СВЧ / Г. И. Веселов. – М. : Высш. шк., 1988. – 280 с.
4. *Гассанов Л. Г.* Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л. Г. Гассанов, А. А. Липатов, Н.А. Могильченко. – М. : Радио и связь, 1988. – 288 с.
5. *Григорьев А.Д.* Электродинамика и техника СВЧ / А. Д. Григорьев. – М. : Высш. шк., 1990. – 335 с.
6. *Гупта К.* Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – М. : Радио и связь, 1987. – 432 с.
7. *Жалуд В.* Шумы в полупроводниковых устройствах / В.Жалуд, В. Кулешов. – М.: Сов. радио, 1977. – 416 с.
8. *Каганов З.Г.* Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы / З. Г. Каганов. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 248 с.
9. *Kim В.* Advanced Doherty Architecture / В. Kim, I. Kim, J. Moon // Microwave Magazine. – 2010. – № 8. – Р. Р.72–86.
10. *Москалюк В.О.* Фізика електронних процесів. Динамічні процеси / В.О. Москалюк. – Київ : Вид-во «Політехніка», 2004. – 180 с.
11. *Москалюк В.А.* Сверхбыстродействующие приборы электроники: учеб. пособие / В.А. Москалюк, В.И. Тимофеев, А.В. Федяй. – Київ : НТУУ «КПІ», 2012. – 479 с.
12. *Москалюк В.О.* Надшвидкодiючі прилади електронiки: навч. посiбник / Москалюк В.О., В. І. Тимофeєв, А. В. Федяй. – Київ : НТУУ «КПІ», 2014. – 528 с.

13. *Молчанов В.І.* Основи мікрохвильової електроніки: навч. посібник / В.І.Молчанов, Ю.М.Поплавко. – Київ : НТУУ«КПІ», 2010. – 348 с.

14. *Прилипская А.С.* Сравнение энергетических характеристик СВЧ усилителей с суммированием мощности на полевых транзисторах с барьером Шотки / Прилипская А.С., Д.Г.Макаров, В.Г.Крыжановский // Вісн. Донецького нац. ун-ту, – 2010, Вип. 1. – Сер. А: «Природничі науки». – С. 133–138.

15. *Тимофеев В. І.* Моделювання релаксаційних процесів розігріву електронного газу в субмікронних гетеротранзисторах / В. І.Тимофеев // Наук. вісті НТУУ «КПІ», – Київ : Вид-во «Політехніка», 2004. – № 5. – С. 23–29.

16. *Тимофеев В.И.* Моделирование процессов токопереноса в субмикронных гетеробиполярных транзисторах / В.И.Тимофеев // Электроника и связь. –2004. – № 23.– С. 57–60.

17. *Фельдштейн А.Л.* Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А. Л.Фельдштейн, Л.Р. Явич – М.: Связь, 1971. – 388 с.

18. *Фуско В.* СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско. – М. : Радио и связь, 1990. – 288 с.

19. *Чернушенко А. М.* Конструирование экранов и СВЧ устройств / А. М. Чернушенко, Н.Е.Меланченко, Л.Г.Малорацкий, Б. В. Петров / под ред. А. М. Чернушенко. – М. : Радио и связь, 1990. – 352 с.