



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Міністерство освіти і науки України
Національний університет водного господарства
та природокористування
Кафедра автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-
інтегрованих технологій

04-03-245

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до практичних занять з навчальної дисципліни
«Теоретичні основи електротехніки. Частина 3»
для здобувачів вищої освіти першого (бакалаврського)
рівня за спеціальністю 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
денної та заочної форм навчання

Рекомендовано науково-методичною
комісією зі спеціальності 141
«Електроенергетика, електротехніка
та електромеханіка».
Протокол №7 від 24.06.2019 р.

Рівне – 2019



Методичні вказівки до практичних занять з навчальної дисципліни «Теоретичні основи електротехніки. Частина 3» для здобувачів вищої освіти першого (бакалаврського) рівня за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» денної та заочної форм навчання / Рудик А. В. – Рівне : НУВГП, 2019. – 87 с.

Укладач: Рудик А. В., д.т.н., доцент, професор кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій.

Відповідальний за випуск: Древецький В. В., д.т.н., професор, академік ІАУ, завідувач кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій.



ЗМІСТ

Вступ.....	4
<i>Практичне заняття №1. Розрахунок первинних та вторинних параметрів довгої лінії.....</i>	5
<i>Практичне заняття №2. Розрахунок коефіцієнта відбиття, а також напруг і струмів в лініях передачі.....</i>	27
<i>Практичне заняття №3. Розрахунок параметрів нелінійних елементів.....</i>	50
<i>Практичне заняття №4. Розрахунок параметрів транзисторного ключа.....</i>	61
Завдання до індивідуальної роботи.....	84
Перелік літератури.....	87





ВСТУП

Дисципліна «Теоретичні основи електротехніки» відноситься до дисциплін фундаментальної підготовки.

Метою вивчення навчальної дисципліни «Теоретичні основи електротехніки» є формування у студентів спеціальності «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» сучасного рівня знань, умінь і навичок з електротехніки як наукової основи сучасного електротехнічного обладнання, сучасного рівня знань про методи аналізу і синтезу лінійних та нелінійних електричних і магнітних кіл постійного та змінного струму, принципи побудови сучасних електротехнічних систем та ліній електропередачі.

Вивчення теоретичних основ електротехніки є однією з важливих складових у підготовці фахівців з електроенергетики, електротехніки та електромеханіки. Дисципліна «Теоретичні основи електротехніки» покликана допомогти у підготовці фахівців з електроенергетики для різних галузей сучасної промисловості. Під час вивчення даної дисципліни студенти здобудуть знання, які допоможуть застосовувати сучасні розробки в галузі проектування електричних мереж та електротехнічного обладнання, що застосовуються в промисловій сфері України.

Дисципліна «Теоретичні основи електротехніки» носить важливий характер при здобутті студентами знань та навичок аналізу і синтезу електричних та магнітних кіл. Вміння використовувати сучасні методи аналізу електричних і магнітних кіл допоможе у формуванні повноцінних фахівців для різних галузей сучасної промисловості України.

Міждисциплінарні зв'язки: дисципліна «Теоретичні основи електротехніки» є складовою частиною циклу загальної підготовки для студентів спеціальності «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Вивчення дисципліни передбачає наявність систематичних та ґрунтовних знань із суміжних курсів – «Вища математика», «Інформатика та комп'ютерна техніка», «Основи метрології та електричних вимірювань», «Фізика», а також цілеспрямованої роботи над вивченням спеціальної літератури, активної роботи на лекціях, лабораторних та практичних заняттях, самостійної роботи та виконання поставлених завдань.

Вимоги до знань та умінь визначаються галузевими стандартами вищої освіти України.



Тема: «Розрахунок первинних та вторинних параметрів довгої лінії».

Мета роботи: Навчитися проводити розрахунок первинних та вторинних параметрів довгої лінії.

1. Теоретичні відомості

1.1. Визначення кола з розподіленими параметрами

Досі ми аналізували режими роботи кола, якщо напруги і струми були функціями однієї координати (часу). Розрахункова схема такого кола мала обмежену кількість елементів R, L, C ; таке коло називалось *колом із зосередженими параметрами*.

Режим роботи такого кола характеризувався тим, що струми і напруги цього кола мали невисокі значення частоти порядку десятків або сотень Гц. Якщо ж аналізувати роботу трансформатора чи генератора при доволі великих значеннях частоти зміни струму (кГц або МГц) або ж роботу лінії зв'язку, яка працює на високих частотах, то для точного розрахунку до розрахункової схеми трансформатора, генератора чи лінії необхідно ввести значну кількість елементів R, L, C , теоретично нескінченно велику кількість цих елементів, тому що при високих та надвисоких частотах необхідно враховувати індуктивність кожного витка трансформатора і генератора, міжвиткову ємність, активний опір та міжвиткові провідності (чи відповідно активні опори та провідності, індуктивності й ємності кожного елемента такої високочастотної лінії зв'язку).

Для електричної мережі промислової частоти, але досить значної довжини, навіть при промисловій частоті також необхідно враховувати відмінність між напругою U та струмом I на вході та виході і розподіл їх по довжині мережі. Тобто для вказаних режимів роботи напруга U та струм I будуть вже не тільки функціями часу, але й функціями просторової координати. Такі кола та їх схеми отримали назву кіл з *розподіленими параметрами*.

Аналіз режимів роботи такого кола проведемо на прикладі довгої лінії. *Довга лінія* – це така лінія, довжина якої порівняна з довжиною хвилі напруги U та струму I .

Якщо параметри такої лінії рівномірно розподілені по довжині, то її називають *однорідною лінією*.

Однорідні лінії можна охарактеризувати *погонними параметрами*.



m_i (параметри на одиницю довжини лінії):

R_0 – активний опір на одиницю довжини лінії;

L_0 – індуктивність на одиницю довжини лінії;

C_0 – ємність на одиницю довжини лінії;

G_0 – активна провідність (провідність витoku струмів ізоляції) на одиницю довжини лінії.

1.2. Диференціальні рівняння однорідної довгої лінії

Виділимо ділянку лінії довжиною dx на відстані x від початку лінії. Цю ділянку зобразимо схемою (рис. 1.1).

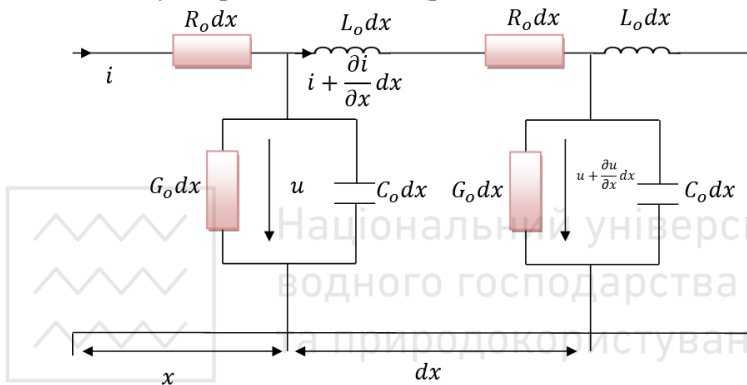


Рис. 1.1. Еквівалентна схема однорідної довгої лінії

Запишемо рівняння для струмів та напруг:

$$-i + i + \frac{\partial i}{\partial x} dx + u G_0 dx + C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t} = 0, \quad 1.1$$

$$R_0 dx i + \frac{\partial i}{\partial x} dx - u + L_0 dx \frac{\partial}{\partial t} i + \frac{\partial i}{\partial x} dx + u + \frac{\partial u}{\partial x} dx = 0.$$

З останніх двох рівнянь маємо:

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}; \quad 1.2$$

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}. \quad 1.3$$

Рівняння (1.2) та (1.3) - це телеграфні рівняння довгої лінії.

1.3. Розв'язання рівнянь довгої лінії для синусоїдального режиму

Нехай в лінії маємо режим синусоїдального струму та напруги.



Відповідно напруга і струм змінюються за синусоїдальним законом

$$u = \bar{2}U \sin \omega t + \psi_u, \quad U = U e^{j\psi_u};$$

$$i = \bar{2}I \sin(\omega t + \psi_i), \quad I = I e^{j\psi_i}.$$

Якщо у рівняння (1.2) та (1.3) ввести комплексні значення U та I (що не залежать від часу), то ці рівняння з частковими похідними перетворяться в рівняння для повних диференціалів:

$$-\frac{dI}{dx} = G_0 U + j\omega C_0 U; \quad 1.4$$

$$-\frac{dU}{dx} = R_0 I + j\omega L_0 I. \quad 1.5$$

Введемо позначення: $G_0 + j\omega C_0 = \underline{Y}_0$; $R_0 + j\omega L_0 = \underline{Z}_0$, при чому $Z_0 \neq \frac{1}{Y_0}$. Тоді отримаємо:

$$-\frac{dI}{dx} = \underline{Y}_0 U; \quad 1.6$$

$$-\frac{dU}{dx} = \underline{Z}_0 I. \quad 1.7$$

Продиференціювавши, будемо мати:

$$-\frac{d^2 U}{dx^2} = \underline{Z}_0 \frac{dI}{dx} = -\underline{Z}_0 \underline{Y}_0 U; \quad 1.8$$

$$\frac{d^2 U}{dx^2} - \underline{Z}_0 \underline{Y}_0 U = 0. \quad 1.9$$

Характеристичне рівняння буде мати такий вигляд:

$$p^2 - \underline{Z}_0 \underline{Y}_0 = 0, \text{ а його корені } p_{1,2} = \pm \sqrt{\underline{Z}_0 \underline{Y}_0}.$$

З останнього рівняння коефіцієнт поширення

$$\underline{\gamma} = \sqrt{\underline{Z}_0 \underline{Y}_0} = \sqrt{R_0 + j\omega L_0 (G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta,$$

де: α ^{нп} _{км} – коефіцієнт затухання на одиницю довжини лінії;

β ^{рад} _{км} – коефіцієнт фази на одиницю довжини лінії.

Отже, розв'язок для комплексних напруг в будь-якій точці лінії буде мати такий вигляд:

$$U = \underline{A}_1 e^{-\underline{\gamma}x} + \underline{A}_2 e^{\underline{\gamma}x}; \quad 1.10$$

$$\frac{\underline{\gamma}}{\underline{Z}_0} = \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Z}_0} = \frac{1}{\underline{Z}_c}. \quad (1.11)$$

Характеристичний опір лінії

$$\underline{Z}_c = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}.$$



Отже, рівняння для струму матиме вигляд

$$I = \frac{1}{Z_c} \underline{A}_1 e^{-\gamma x} - \underline{A}_2 e^{\gamma x} . \quad 1.12$$

В рівняннях (1.11) та (1.12) константи \underline{A}_1 та \underline{A}_2 залежать від вихідних умов – де вказано напруга та струм: на початку чи в кінці лінії.

1.4. Рівняння довгої лінії при відомих нарузі та струмі на початку лінії

Нехай при $x = 0$ маємо: $U = U_1$ та $I = I_1$, тоді:

$$\begin{aligned} U_1 &= \underline{A}_1 + \underline{A}_2; & I_1 Z_c &= \underline{A}_1 - \underline{A}_2; & 1.13 \\ \underline{A}_1 &= \frac{1}{2} U_1 + I_1 Z_c; & \underline{A}_2 &= \frac{1}{2} U_1 - I_1 Z_c . \end{aligned}$$

З врахуванням значень *const* \underline{A}_1 та \underline{A}_2 рівняння (1.11) та (1.12) матимуть вигляд:

$$U = \frac{1}{2} U_1 + I_1 Z_c e^{-\gamma x} + \frac{1}{2} U_1 - I_1 Z_c e^{\gamma x}; \quad 1.14$$

$$I = \frac{1}{2 Z_c} U_1 + I_1 e^{-\gamma x} - \frac{1}{2 Z_c} U_1 + I_1 e^{\gamma x}. \quad 1.15$$

Рівняння (1.14) і (1.15) дають можливість визначити комплексну напругу і струм в будь-якій точці лінії, на відстані x від початку лінії при відомих нарузі і струмі на початку лінії U_1 та I_1 .

Якщо скористатися гіперболічними функціями, то рівняння (1.14) і (1.15) матимуть наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} &= ch \underline{\gamma x}; & \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2} &= sh \underline{\gamma x}; \\ U &= U_1 ch \underline{\gamma x} - I_1 Z_c sh \underline{\gamma x}; & 1.16 \end{aligned}$$

$$I = -\frac{U_1}{Z_c} sh \underline{\gamma x} + I_1 ch \underline{\gamma x}. \quad 1.17$$

1.5. Рівняння довгої лінії при відомих нарузі та струмі на навантаженні

Перетворимо (1.11) та (1.12) для використання від кінця лінії.

$$x = l - x'$$

$$U = \underline{A}_1 e^{-\gamma l} e^{\gamma x'} + \underline{A}_2 e^{\gamma l} e^{-\gamma x'} = \underline{A}_3 e^{\gamma x'} + \underline{A}_4 e^{-\gamma x'}; \quad 1.18$$

$$\underline{A}_1 e^{-\gamma l} = \underline{A}_3; \quad \underline{A}_2 e^{\gamma l} = \underline{A}_4;$$

$$I = \frac{1}{Z_c} \underline{A}_3 e^{\gamma x'} - \underline{A}_4 e^{-\gamma x'} . \quad 1.19$$



Нехай при $x' = 0$, $U = U_2$, $I = I_2$ (рис. 1.2). Тоді з (1.18) та (1.19) отримаємо співвідношення для $\underline{A}_3, \underline{A}_4$:

$$U_2 = \underline{A}_3 + \underline{A}_4; \quad 1.20$$

$$I_1 \underline{Z}_c = \underline{A}_3 - \underline{A}_4;$$

$$\underline{A}_3 = \frac{1}{2} (U_2 + I_2 \underline{Z}_c); \quad \underline{A}_4 = \frac{1}{2} (U_2 - I_2 \underline{Z}_c);$$

$$U = \frac{1}{2} U_2 + I_2 \underline{Z}_c e^{\underline{\gamma} x'} + \frac{1}{2} U_2 - I_2 \underline{Z}_c e^{-\underline{\gamma} x'}; \quad 1.21$$

$$I = \frac{1}{2 \underline{Z}_c} U_2 + I_2 \underline{Z}_c e^{\underline{\gamma} x'} + \frac{1}{2 \underline{Z}_c} U_2 - I_2 \underline{Z}_c e^{-\underline{\gamma} x'}. \quad 1.22$$

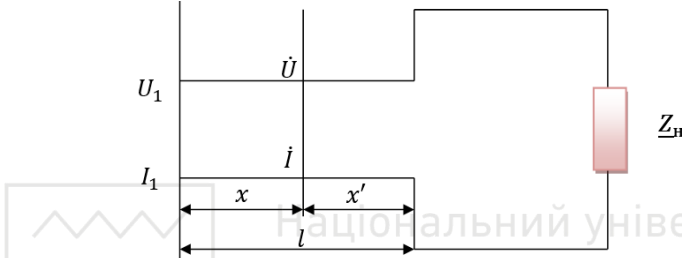


Рис. 1.2. Еквівалентна схема однорідної довгої лінії з навантаженням

Запишемо (1.21) та (1.22) через гіперболічні функції:

$$U = U_2 \underline{ch} \underline{\gamma} x' + I_2 \underline{Z}_c \underline{sh} \underline{\gamma} x'; \quad 1.23$$

$$I = \frac{U_2}{\underline{Z}_c} \underline{sh} \underline{\gamma} x' + I_2 \underline{ch} \underline{\gamma} x'. \quad 1.24$$

1.6. Довга лінія як чотириполюсник

З (1.23) та (1.24) можна отримати розв'язки для комплексних напруги і струму на вході лінії за умови, що $x' = l$;

$$U_1 = U_2 \underline{ch} \underline{\gamma} l + I_2 \underline{Z}_c \underline{sh} \underline{\gamma} l; \quad 1.25$$

$$I_1 = \frac{U_2}{\underline{Z}_c} \underline{sh} \underline{\gamma} l + I_2 \underline{ch} \underline{\gamma} l. \quad 1.26$$

Зв'язок між вхідними і вихідними напругами і струмами можна врахувати, використовуючи теорію чотириполюсника (надалі у формі А-параметрів):

$$U_1 = \underline{A}_{11} U_2 + \underline{A}_{12} I_2; \quad (1.27)$$

$$I_1 = \underline{A}_{21} U_2 + \underline{A}_{22} I_2.$$

Порівнюючи (1.25) та (1.26) для однорідної лінії з (1.27) для чотириполюсника, можна встановити їх ідентичність, якщо є такі від-



$$\begin{aligned} \underline{A}_{11} &= ch \underline{\gamma} l; & \underline{A}_{12} &= \underline{Z}_c sh \underline{\gamma} l; \\ \underline{A}_{21} &= \frac{sh \underline{\gamma} l}{\underline{Z}_c}; & \underline{A}_{22} &= ch \underline{\gamma} l. \end{aligned}$$

Тобто однорідну довгу лінію можна розглядати як симетричний чотириполосник. Виходячи з цього, можна запропонувати для однорідної довгої лінії відомі Т- та П- схеми зміщення чотириполосника (рис. 1.3).

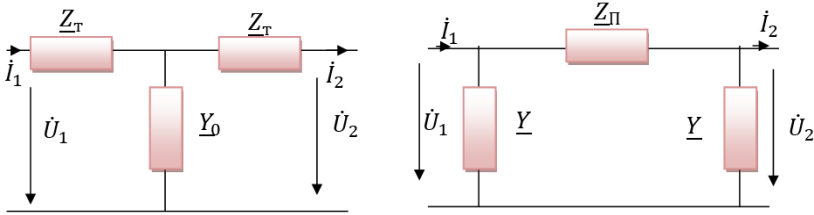


Рис. 1.3. Т- та П- подібні схеми заміщення довгої лінії як чотириполосника

$$\begin{aligned} \underline{Y}_0 &= \underline{A}_{21} = \frac{sh \underline{\gamma} l}{\underline{Z}_c}; & \underline{Z}_{\Pi} &= \underline{A}_{12} = \underline{Z}_c sh \underline{\gamma} l; \\ \underline{Z}_T &= \frac{\underline{A}_{11} - 1}{\underline{A}_{21}}; & \underline{Y}_{\Pi} &= \frac{\underline{A}_{11} - 1}{\underline{A}_{12}}. \end{aligned}$$

1.7. Падаючі (прямі) та відбиті (зворотні) хвилі в лінії

Виходимо з рівнянь довгої лінії при відомих напругах і струмах на вході лінії:

$$U = \frac{1}{2} U_1 + I_1 \underline{Z}_c e^{-\underline{\gamma} x} + \frac{1}{2} U_1 - I_1 \underline{Z}_c e^{\underline{\gamma} x}; \quad 1.28$$

$$I = \frac{1}{2 \underline{Z}_c} U_1 + I_1 e^{-\underline{\gamma} x} - \frac{1}{2 \underline{Z}_c} U_1 - I_1 e^{\underline{\gamma} x}. \quad 1.29$$

Введемо такі позначення:

$$U_{\varphi} = \frac{1}{2} U_1 + I_1 \underline{Z}_c e^{-\underline{\gamma} x} - \text{падаюча (пряма) хвиля напруги};$$

$$U_{\psi} = \frac{1}{2} U_1 - I_1 \underline{Z}_c e^{\underline{\gamma} x} - \text{відбита (зворотна) хвиля напруги}.$$

$$I_{\varphi} = \frac{1}{2 \underline{Z}_c} U_1 + I_1 e^{-\underline{\gamma} x} - \text{падаюча пряма хвиля струму},$$

$$I_{\psi} = \frac{1}{2 \underline{Z}_c} U_1 - I_1 e^{\underline{\gamma} x} - \text{відбита зворотна хвиля струму} \quad 1.30$$

$$U = U_{\varphi} + U_{\psi}; \quad I = I_{\varphi} - I_{\psi},$$



$$\underline{Z}_c = \frac{U_\varphi}{I_\varphi} \text{ або } \underline{Z}_c = \frac{U_\psi}{I_\psi} - \text{характеристичний опір лінії.} \quad (1.31)$$

З (1.31) бачимо, що комплексний характеристичний опір лінії можна визначити як відношення комплексної напруги до комплексного струму падаючої чи відбитої хвилі. Відношення комплексної напруги до комплексного струму в будь-якій точці буде вхідним опором даної точки лінії, який буде залежати як від координат точки, так і від опору навантаження.

На початку лінії ($x = 0$) падаючі та відбиті хвилі напруги:

$$U_{\varphi 1} = \frac{1}{2} U_1 + I_1 \underline{Z}_c = U_{\varphi 1} e^{j\xi}; \quad U_\varphi = U_{\varphi 1} e^{j\xi} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x};$$

$$U_{\psi 1} = \frac{1}{2} U_1 - I_1 \underline{Z}_c = U_{\psi 1} e^{j\eta}; \quad U_\psi = U_{\psi 1} e^{j\eta} e^{\alpha x} e^{j\beta x}; \quad \underline{\gamma} = \alpha + j\beta,$$

де α нп_{км} – коефіцієнт затухання одиниці довжини лінії;

β рад_{км} – коефіцієнт фази одиниці довжини лінії.

$$u_\varphi = \sqrt{2} U_{\varphi 1} e^{-\alpha x} \sin \omega t + \xi - \beta x \quad 1.32$$

– миттєве значення падаючої хвилі напруги в будь-якій точці;

$$u_\psi = \sqrt{2} U_{\psi 1} e^{\alpha x} \sin \omega t + \eta + \beta x \quad 1.33$$

– миттєве значення відбитої хвилі напруги в будь-якій точці.

З (1.32) та (1.33) видно, що амплітуда падаючої хвилі при збільшенні координати x зменшується, а амплітуда відбитої хвилі при збільшенні x збільшується. Побудуємо графік розподілу напруги падаючої хвилі вздовж лінії відповідно рівнянню (1.32) для кількох моментів часу. При побудові приймемо початкову фазу $\xi = 0$.

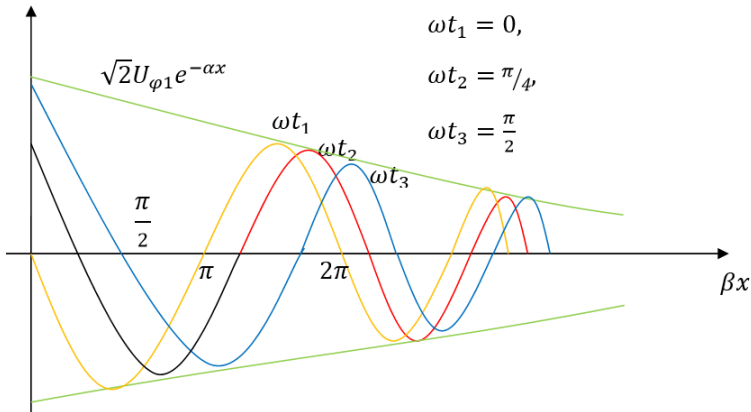


Рис. 1.4. Графік розподілу напруги падаючої хвилі вздовж лінії

Як видно з рис. 1.4, розподіл складової $U_{\varphi 1}$ вздовж лінії у фіксо-



вані моменти часу носить хвилеподібний характер. При збільшенні часу ця складова зміщується в напрямку від початку до кінця лінії. При цьому амплітуда складової U_φ вздовж лінії зменшується в напрямку переміщення. У фіксованій точці лінії закон зміни складової U_φ буде синусоїдальним. Якщо провести подібний аналіз для складової U_ψ , то можна стверджувати, що вздовж лінії у фіксовані моменти ця складова матиме також хвилеподібний розподіл, але, на відміну від складової U_φ , амплітуда її буде збільшуватись в напрямку від початку до кінця лінії. Напрямок переміщення цієї складової буде від кінця до початку лінії. Для складових i_φ і i_ψ можна зробити подібні висновки.

Введемо поняття про фазову швидкість хвилі. V – **фазова швидкість** – це така швидкість переміщення вздовж лінії, коли фаза коливань залишається незмінною.

Для падаючої чи відбитої хвилі:

$\omega t + \xi - \beta x = const$ – для падаючої хвилі.

$$\frac{d}{dt} \omega t + \xi - \beta x = 0; \quad \omega - \beta \frac{dx}{dt} = 0;$$

$$\frac{dx}{dt} = V = \frac{\omega}{\beta} - \text{фазова швидкість для прямої хвилі};$$

$$\frac{dx}{dt} = \frac{-\omega}{\beta} - \text{фазова швидкість для зворотної хвилі}.$$

Фазова швидкість залежить від параметрів лінії. Для повітряних ліній фазова швидкість дорівнює швидкості світла. $V_{\text{п}} \approx c = 3 \times 10^5 \frac{\text{км}}{\text{с}}$. Кабельна фазова швидкість $V_{\text{каб}} \approx 1,5 \times 10^5 \frac{\text{км}}{\text{с}}$.

Відстань, яку хвиля проходить за період, називається **довжиною хвилі**. Для промислової електричної мережі $f_1 = 50$ Гц, $T_1 = \frac{1}{f_1} = 0,02$ с.

$$\lambda - \text{довжина хвилі} \quad \lambda = V \times T = \frac{V}{f}.$$

$$\lambda_1 = V_{\text{п}} \times T_1 = 3 \times 10^5 \times 0,02 = 6000 \text{ км}.$$

Для електромагнітних коливань звукової частоти $f_2 = 20 \times \text{кГц}$ довжина хвилі $\lambda_2 = \frac{3 \times 10^5}{2 \times 10^4} = 15$ км.

1.8. Лінія без спотворень

При передачі сигналів по довгих лініях виникають амплітудні і фазові спотворення. Амплітудні спотворення обумовлені тим, що коефіцієнт затухання α залежить від частоти і тому амплітуди різ-



них частот спектру будуть по-різному змінюватись (не пропорційно). Фазові спотворення обумовлені тим, що хвильова швидкість залежить від частоти і таким чином фази гармонік спектру на початку лінії і в кінці лінії будуть різними; крім того, тому що характеристичний опір лінії також залежить від частоти, то неможливо забезпечити узгоджений режим роботи лінії на різних частотах. При узгодженому режимі роботи в лінії відбиті хвилі не виникають, а поширюються лише падаючі хвилі. Якщо режим роботи лінії відмінний від узгодженого, виникає відбита від кінця лінії хвиля, тобто ехо-сигнал (луна), який теж приводить до спотворень. Вказані негативні явища можна виключити, якщо забезпечити відповідне співвідношення між погонними параметрами лінії:

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0} \quad \text{або} \quad \frac{R_0}{G_0} = \frac{L_0}{C_0} \quad (1.34)$$

Для даних умов коефіцієнт поширення:

$$\underline{\gamma} = \frac{R_0 + j\omega L_0}{L_0 C_0} \frac{G_0 + j\omega C_0}{L_0} = \frac{R_0}{L_0} \frac{G_0}{C_0} + j\omega = \alpha + j\beta;$$

$$\underline{\gamma} = \frac{R_0 G_0 + j\omega}{L_0 C_0} - \text{для неспотворювальної лінії};$$

$$\alpha = \frac{R_0 G_0}{L_0 C_0} - \text{коефіцієнт затухання, не залежить від частоти};$$

$$\beta = \omega \frac{L_0 C_0}{L_0 C_0} - \text{коефіцієнт фази, пропорційний частоті};$$

$$V = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{L_0 C_0} - \text{не залежить від частоти.}$$

Характеристичний опір для неспотворювальної лінії:

$$\underline{Z}_c = \frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0} = \frac{L_0 \frac{R_0}{L_0} + j\omega}{C_0 \frac{G_0}{C_0} + j\omega} = \frac{L_0}{C_0}$$

чисто активний опір, що не залежить від частоти.

Знаючи параметри лінії, можна підібрати опір $\underline{Z}_H = \underline{Z}_c$ і забезпечити режим узгодженого навантаження, який буде виконуватись на будь-якій частоті. Виконання умов (1.34) забезпечує передачу сигналу по лінії без будь-яких спотворень. В реальних лініях $\frac{R_0}{L_0} > \frac{G_0}{C_0}$, тобто співвідношення (1.34) не виконується.

Для забезпечення співвідношення (1.34) найпростішим і най-



більш економічним рішенням є збільшення погонної індуктивності лінії. Для цього рівномірно вздовж лінії додатково підключають зосереджені індуктивності.

1.9. Однорідна лінія в режимі узгодженого навантаження

Режим узгодженого навантаження в лінії виникає коли $\underline{Z}_H = \underline{Z}_c$. \underline{Z}_c – характеристичний опір лінії. $\underline{Z}_c = Z_c \angle \theta$ – ємнісний опір. $\theta < 0$ ($\theta \approx (3^\circ \div 5^\circ)$).

Для повітряних ліній: $300 \text{ Ом} < Z_c < 600 \text{ Ом}$.

Для кабельних ліній $\underline{Z}_c \approx 50 \text{ Ом}$.

$$U = U_2 e^{\gamma x'}, \quad I = I_2 e^{\gamma x'}, \quad (1.35)$$

x' – координата, що відраховується від кінця лінії.

$$U_2 = I_2 \underline{Z}_H = I_2 \underline{Z}_c;$$

$$I_2 = \frac{U_H}{\underline{Z}_H} = \frac{U_2}{\underline{Z}_c}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta;$$

$$U = U_2 e^{\alpha x'} \times e^{j\beta x'};$$

$$I = I_2 e^{\alpha x'} \times e^{j\beta x'}. \quad (1.36)$$

Рівняння (1.35) визначають комплекси діючих значень напруги і струму в будь-якій точці лінії в узгодженому режимі.

Діючі значення (модулі комплексів) визначають наступним співвідношенням:

$$U = U_2 e^{\alpha x'}, \quad I = I_2 e^{\alpha x'}. \quad (1.37)$$

В рівняннях (1.36) та (1.37) x' відраховується від кінця лінії. Графік зміни діючих значень напруги і струму вздовж лінії в узгодженому режимі зображено на рис. 1.5.

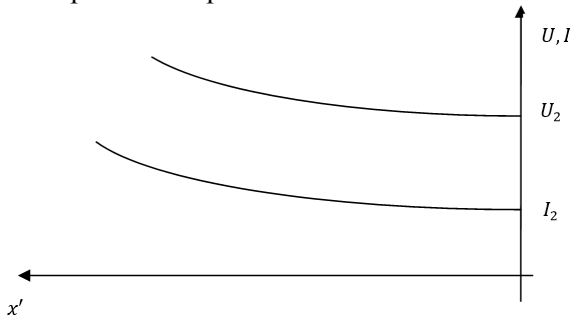


Рис. 1.5. Графік зміни діючих значень напруги і струму вздовж лінії в узгодженому режимі



Вхідний опір в будь-якій точці лінії в режимі узгодженого навантаження:

$$Z_{вх} = \frac{U}{I} = \frac{U_2 e^{j\gamma x'}}{I_2 e^{j\gamma x'}} = \frac{U_2}{I_2} = Z_H = Z_C = Z_c \angle \theta.$$

Активна потужність, яка передається по лінії в режимі узгодженого навантаження, може бути визначена співвідношенням (1.38):

$$P = Re U \bar{I} = Re U_2 e^{\alpha x'} \times e^{j\beta x'} \times I_2 e^{\alpha x'} \times e^{-j\beta x'} = \\ = Re U_2 \bar{I}_2 e^{2\alpha x'} = e^{2\alpha x'} Re U_2 \bar{I}_2 ; \quad (1.38)$$

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_c}; \quad \bar{I}_2 = \frac{\bar{U}_2}{Z_c}; \quad \bar{Z}_c = Z_c \angle -\theta;$$

$Z_c = Z_c \angle \theta$ – характеристичний опір лінії;

$$P = \frac{U_2^2}{Z_c} \cos \theta \times e^{2\alpha x'}. \quad (1.39)$$

Приймаючи до уваги, що для даного типу лінії характеристичний опір – це величина, яка змінюється мало, то з (1.39) бачимо, що активна потужність, яка передається по лінії в узгодженому режимі, в значній мірі залежить від діючого значення робочої напруги; цю величину активної потужності, що передається по лінії в узгодженому режимі, називають **натуральною потужністю**. З (1.39) також видно, що при передачі фіксованої потужності в навантаження ($P_H = \frac{U_2^2}{Z_c} \cos \theta$) при збільшенні довжини лінії необхідно збільшити активну потужність генератора. Таблиця середніх значень натуральної потужності в залежності від діючих значень робочої напруги приведена нижче:

U, кВ	35	110	220	400	500
P, МВт	3	30	120	360	600

2. Завдання та приклади розв'язання

Задача 1.1. Для повітряної лінії довжиною l , первинні параметри якої R_0 , L_0 , C_0 та G_0 , на частоті f визначити вторинні параметри лінії, швидкість поширення хвилі вздовж лінії, довжину хвилі, співвідношення $I_{2m}/I_{1m} = U_{2m}/U_{1m}$, напругу в кінці лінії та часову затримку при проходженні хвилі всієї довжини лінії, якщо задані напруга і струм на вході лінії. Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 1.1.



Таблиця 1.1. Індивідуальні значення параметрів до задачі 1.1

№ вар.	l , км	R_0 , Ом/км	L_0 , мГн/км	C_0 , нФ/км	G_0 , мкСм/км	f , кГц	\dot{U}_1 , В	\dot{I}_1 , А
1	50	2.75	1.75	2.5	1.2	0.5	50	$0.25 e^{i10^\circ}$
2	0.15	200	0.002	2	150000	20000	55	$0.22 e^{i12^\circ}$
3	55	3	1.8	2.7	1.4	0.55	60	$0.2 e^{i15^\circ}$
4	0.16	220	0.0023	2.5	170000	25000	65	$0.19 e^{i17^\circ}$
5	60	3.25	1.9	2.9	1.6	0.6	70	$0.18 e^{i20^\circ}$
6	0.17	240	0.0026	3	190000	30000	75	$0.17 e^{i22^\circ}$
7	65	3.5	2	3.1	1.8	0.65	80	$0.16 e^{i25^\circ}$
8	0.18	260	0.0029	3.5	210000	35000	85	$0.15 e^{i27^\circ}$
9	70	3.75	2.1	3.3	2	0.7	90	$0.14 e^{i30^\circ}$
10	0.19	280	0.0032	4	230000	40000	95	$0.13 e^{i33^\circ}$
11	75	4	2.2	3.5	2.2	0.8	100	$0.12 e^{i35^\circ}$
12	0.2	300	0.0035	4.5	250000	45000	105	$0.11 e^{i37^\circ}$
13	80	4.25	2.3	3.7	2.4	0.9	110	$0.1 e^{i40^\circ}$
14	0.21	320	0.0038	5	270000	50000	115	$0.11 e^{i43^\circ}$
15	85	4.5	2.4	3.9	2.6	1	120	$0.12 e^{i45^\circ}$
16	0.22	340	0.0041	5.5	290000	55000	125	$0.13 e^{i48^\circ}$
17	90	4.75	2.5	4.1	2.8	1.1	130	$0.14 e^{i50^\circ}$
18	0.23	360	0.0044	6	310000	60000	135	$0.15 e^{i52^\circ}$
19	95	5	2.6	4.3	3	1.2	140	$0.16 e^{i55^\circ}$
20	0.24	380	0.0047	6.5	330000	65000	145	$0.17 e^{i58^\circ}$
21	100	5.25	2.7	4.5	3.2	1.3	150	$0.18 e^{i60^\circ}$

22	0.25	400	0.005	7	350000	70000	155	$0.19 e^{i63^\circ}$
23	105	5.5	2.8	4.7	3.4	1.4	160	$0.2 e^{i65^\circ}$
24	0.26	420	0.0053	7.5	370000	75000	165	$0.21 e^{i68^\circ}$
25	110	5.75	2.9	4.9	3.6	1.5	170	$0.22 e^{i70^\circ}$
26	0.27	440	0.0056	8	390000	80000	175	$0.23 e^{i72^\circ}$
27	115	6	3	5.1	3.8	1.6	180	$0.24 e^{i75^\circ}$
28	0.28	460	0.0059	8.5	410000	85000	185	$0.25 e^{i77^\circ}$
29	120	6.25	3.1	5.3	4	1.7	190	$0.26 e^{i80^\circ}$
30	0.29	480	0.0062	9	430000	90000	195	$0.27 e^{i83^\circ}$

Приклад розв'язання задачі 1.1. Для повітряної лінії довжиною $l = 100$ км, первинні параметри якої $R_0 = 2.52$ Ом/км, $L_0 = 2$ мГн/км, $C_0 = 6$ нФ/км, $G_0 = 1$ мкСм/км, на частоті 800 Гц визначити вторинні параметри лінії, швидкість поширення хвилі вздовж лінії, довжину хвилі, співвідношення $I_{2m}/I_{1m} = U_{2m}/U_{1m}$, напругу в кінці лінії та часову затримку при проходженні хвилі всієї довжини лінії, якщо на вході лінії $\dot{U}_1 = 100$ В, $\dot{I}_1 = 0.15 e^{i8^\circ}$ А.

Розв'язок.

1. Хвильовий опір лінії:

$$\omega = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 800 = 5024 \text{ рад/с};$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_0 + i\omega L_0}{G_0 + i\omega C_0}} = \sqrt{\frac{2.52 + i5024 \cdot 0.002}{10^{-6} + i5024 \cdot 6 \cdot 10^{-9}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2.52 + i10.048}{10^{-6} + i30.144 \cdot 10^{-6}}} = \sqrt{\frac{10.359 e^{i75.9^\circ}}{10^{-6} \cdot 30.161 e^{i88.1^\circ}}} = 586 e^{-i6.1^\circ} \text{ Ом}$$

2. Коefіцієнт поширення:

$$\gamma = \sqrt{\left(R_0 + i\omega L_0 \right) \left(G_0 + i\omega C_0 \right)} = \sqrt{10.359 e^{i75.9^\circ} \cdot 10^{-6} \cdot 30.161 e^{i88.1^\circ}} =$$

$$= \sqrt{10^{-6} \cdot 312.44 e^{i164^\circ}} = 0.01768 e^{i82^\circ} = 0.00246 + i0.0175 \text{ См}^{-1}$$



Коефіцієнт затухання:

$$\alpha = 0.00246 \text{ (м}^{-1}\text{)} = 0.0214 \text{ (дБ/км)} = 0.00246 \text{ (нп/км)}$$

$$1 \text{ нп} = 8.69 \text{ дБ}; \quad 1 \text{ дБ} = 0.115 \text{ нп.}$$

Коефіцієнт фази:

$$\beta = 0.0175 \text{ (рад/км)} = 1 \text{ (км}^{-1}\text{)}$$

3. Швидкість поширення хвилі вздовж лінії:

$$V = \frac{\omega}{\beta} = \frac{5024}{0.0175} = 287086 \text{ (м/с)}$$

4. Довжина хвилі:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{6.28}{0.0175} = 358.9 \text{ (м)}$$

5. Відношення амплітуд напруги та струму для падаючої хвилі в кінці та на початку лінії:

$$\frac{U_{2m}}{U_{1m}} = \frac{I_{2m}}{I_{1m}} = |e^{-\gamma l}| = e^{-\alpha l} = e^{-0.00246 \cdot 100} = e^{-0.246} = 0.782$$

6. Часова затримка:

$$t = \frac{l}{V} = \frac{100}{287086} = 0.348 \text{ (мс)}$$

7. Напруга в кінці лінії визначається за формулою:

$$\dot{U} = \dot{A}_1 e^{-\gamma x} + \dot{A}_2 e^{\gamma x} \quad \text{при } x = l: \quad \dot{U}_2 = \dot{A}_1 e^{-\gamma l} + \dot{A}_2 e^{\gamma l}$$

В останньому співвідношенні:

$$\dot{A}_1 = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_C}{2} = \frac{100 + 0.15 e^{i8^\circ} \cdot 586 e^{-i6.1^\circ}}{2} = 50 + 43.95 e^{i1.9^\circ} =$$

$$= 50 + 43.926 + i1.457 = 93.926 + i1.457 = 93.937 e^{i0.89^\circ} \text{ (В)}$$

$$\dot{A}_2 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_C}{2} = \frac{100 - 0.15 e^{i6.1^\circ} \cdot 586 e^{-i6.1^\circ}}{2} = 50 - 43.95 e^{i1.9^\circ} =$$

$$= 50 - 43.926 - i1.457 = 6.074 - i1.457 = 6.246 e^{-i13.5^\circ} \text{ (В)}$$

Тоді:

$$\dot{U}_2 = 93.937 e^{i0.89^\circ} e^{-(0.00246 + i0.0175)100} + 6.246 e^{-i13.5^\circ} e^{(0.00246 + i0.0175)100} =$$

$$= 93.937 \cdot e^{-0.246} \cdot e^{-i99.4^\circ} + 6.246 \cdot e^{0.246} \cdot e^{i86.8^\circ} =$$



$$\begin{aligned} &= 73.451e^{-i99.4^\circ} + 7.988e^{i86.8^\circ} = -11.996 - i72.465 + 0.446 + i7.976 = \\ &= -11.55 - i64.489 = 65.52e^{-i100.2^\circ} \end{aligned}$$

Таким чином, амплітудне значення напруги в кінці лінії буде до-
рівнювати $U_2 = 65.52$ В.

Задача 1.2. Приймач з опором Z_2 підключений до джерела сину-
соїдального струму через лінію без втрат довжиною l . Хвильовий
опір лінії $Z_C = \rho$, коефіцієнт фази β , напруга на навантаженні
 U_2 . Визначити напругу U_1 та струм I_1 на вході лінії, її вхідний
опір і коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ) $k_{БХ}$. Індивідуальні значення
параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2. Індивідуальні значення параметрів до задачі 1.2

№ вар.	Z_2 , Ом	Z_C , Ом	l , м	β , рад/м	U_2 , В
1	$100e^{i10^\circ}$	300	30	0.1	50
2	$110e^{i20^\circ}$	310	33	0.15	60
3	$120e^{i30^\circ}$	320	36	0.2	70
4	$130e^{i40^\circ}$	330	39	0.25	80
5	$150e^{i50^\circ}$	340	42	0.3	90
6	$170e^{i60^\circ}$	350	45	0.35	100
7	$185e^{i70^\circ}$	360	48	0.4	110
8	$200e^{i80^\circ}$	370	51	0.1	120
9	$220e^{i90^\circ}$	380	54	0.15	130
10	$240e^{i100^\circ}$	390	57	0.2	140
11	$260e^{i110^\circ}$	400	60	0.25	150
12	$280e^{i120^\circ}$	410	63	0.3	160
13	$300e^{i130^\circ}$	420	66	0.35	170



14	$320e^{i140^\circ}$	430	69	0.4	180
15	$340e^{i150^\circ}$	440	72	0.1	190
16	$360e^{i160^\circ}$	450	75	0.15	200
17	$380e^{i170^\circ}$	460	78	0.2	210
18	$400e^{-i10^\circ}$	470	81	0.25	220
19	$420e^{-i20^\circ}$	480	84	0.3	230
20	$440e^{-i30^\circ}$	490	87	0.35	240
21	$460e^{-i40^\circ}$	500	90	0.4	250
22	$480e^{-i50^\circ}$	510	93	0.1	260
23	$500e^{-i80^\circ}$	520	96	0.15	270
24	$520e^{-i70^\circ}$	530	99	0.2	280
25	$540e^{-i60^\circ}$	540	102	0.25	290
26	$560e^{i20^\circ}$	550	105	0.3	300
27	$580e^{i40^\circ}$	560	108	0.35	310
28	$600e^{-i45^\circ}$	570	111	0.4	320
29	$620e^{-i20^\circ}$	580	114	0.1	330
30	$640e^{-i40^\circ}$	590	117	0.15	340

Приклад розв'язання задачі 1.2. Приймач з опором $Z_2 = 500e^{i60^\circ} \text{ Ом}$ підключений до джерела синусоїдального струму через лінію без втрат довжиною $l = 55$ м. Хвильовий опір лінії $Z_C = \rho = 500 \text{ Ом}$, коефіцієнт фази $\beta = 0.05\pi \text{ рад/м}$, напруга на навантаженні $U_2 = 100 \text{ В}$. Визначити напругу U_1 та струм I_1 на вході лінії, її вхідний опір і коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ) $k_{\text{БХ}}$.

Розв'язок.

За умови, що відстань відраховується від кінця лінії, напруга та

струм в деякій точці x лінії визначається таким чином:

$$\dot{U} \approx \frac{1}{2} (U_2 + I_2 \rho) e^{i\beta x} + \frac{1}{2} (U_2 - I_2 \rho) e^{-i\beta x} = \dot{A}_1 e^{i\beta x} + \dot{A}_2 e^{-i\beta x};$$

$$i \approx \frac{\dot{A}_1 e^{i\beta x}}{\rho} - \frac{\dot{A}_2 e^{-i\beta x}}{\rho}.$$

Перші складові описують падаючу хвилю, а другі – відбиту.

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_2} = \frac{100}{500 e^{i60^\circ}} = 0.2 e^{-i60^\circ} \text{ А};$$

$$\dot{A}_1 = \frac{1}{2} (U_2 + I_2 \rho) \approx \frac{1}{2} \cdot (100 + 500 \cdot 0.2 e^{-i60^\circ}) \approx \frac{1}{2} \cdot (100 + 100 e^{-i60^\circ}) \approx$$

$$= 50 \cdot \sqrt{3} e^{-i30^\circ} = 86.6 e^{-i30^\circ} \text{ В};$$

$$\dot{A}_2 = \frac{1}{2} (U_2 - I_2 \rho) \approx \frac{1}{2} \cdot (100 - 100 e^{-i60^\circ}) \approx 50 e^{i60^\circ} \text{ В};$$

$$\beta = 0.05\pi \text{ рад/м} \approx 9 \text{ /м}; \quad \lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{0.05\pi} = 40 \text{ м};$$

На початку лінії ($x = l = 55 \text{ м}$):

$$\beta l = 9 \cdot 55 = 495^\circ; \text{ з врахуванням періодичності } \beta l = 135^\circ.$$

Напряга на початку лінії:

$$\dot{U}_1 = \dot{U} \approx \dot{A}_1 e^{i\beta l} + \dot{A}_2 e^{-i\beta l} = 50 \cdot \sqrt{3} e^{-i30^\circ} e^{i135^\circ} + 50 e^{i60^\circ} e^{-i135^\circ} =$$

$$= 36.6 e^{i105^\circ} \text{ В};$$

Струм на початку лінії:

$$i_1 = i \approx \frac{\dot{A}_1 e^{i\beta l}}{\rho} - \frac{\dot{A}_2 e^{-i\beta l}}{\rho} = 0.27 e^{i105^\circ} \text{ А};$$

Вхідний опір лінії:

$$Z_{BX} = \frac{\dot{U}_1}{i_1} = \frac{36.6 e^{i105^\circ}}{0.27 e^{i105^\circ}} = 135.6 \text{ Ом};$$

Амплітудні значення напруги та струму на вході лінії:

$$U_{1m} = 36.6 \text{ В}; \quad I_{1m} = 0.27 \text{ А};$$

В кінці лінії ($x=0$) кут фазового зсуву між складовими напруги



від прямої та зворотної хвиль складає:

$$\alpha = \arg A_1 - \arg A_2 = -90^\circ.$$

Екстремальні значення U будуть спостерігатися в точках x , де кут α дорівнює нулю (максимум U) та 180° (мінімум U):

$$-30^\circ + \beta x - 60^\circ + \beta x = 0; \quad -30^\circ + \beta x - 60^\circ + \beta x = 180;$$

$$2\beta x = 90^\circ; \quad 2\beta x = 270^\circ;$$

$$x_1 = \frac{90^\circ}{2\beta} = \frac{90^\circ}{18 \text{ м}^{-1}} = 5 \text{ м}; \quad x_2 = \frac{270^\circ}{2\beta} = \frac{270^\circ}{18 \text{ м}^{-1}} = 15 \text{ м};$$

З співвідношення для U видно, що при зміні x фази складових U змінюються у зустрічних напрямках, тобто у випадку даної лінії з $\beta = 9 \text{ м}^{-1}$ зміна кута складає $2\beta = 18 \text{ м}^{-1}$. Тому в точці $x = 5 \text{ м}$ буде спостерігатися максимум напруги, а в точці $x = 15 \text{ м}$ – мінімум напруги:

$$U = \dot{A}_1 e^{i\beta x_1} + \dot{A}_2 e^{-i\beta x_1} = \dot{A}_1 e^{i45^\circ} + \dot{A}_2 e^{-i45^\circ} = 50 \cdot \sqrt{3} e^{-i30^\circ} e^{i45^\circ} + 50 e^{i60^\circ} e^{-i45^\circ} = 50 \cdot (\sqrt{3} + 1) e^{i15^\circ};$$

$$U_{\max} = 50 \cdot (\sqrt{3} + 1) = 136.6 \text{ В};$$

$$U = \dot{A}_1 e^{i\beta x_2} + \dot{A}_2 e^{-i\beta x_2} = \dot{A}_1 e^{i135^\circ} + \dot{A}_2 e^{-i135^\circ} = 50 \cdot \sqrt{3} e^{-i30^\circ} e^{i135^\circ} + 50 e^{i60^\circ} e^{-i135^\circ} = 50 \cdot (\sqrt{3} - 1) e^{i105^\circ};$$

$$U_{\min} = 50 \cdot (\sqrt{3} - 1) = 36.6 \text{ В};$$

Коефіцієнт біжучої хвилі:

$$k_{БХ} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{36.6}{136.6} = 0.268.$$

Задача 1.3. Для розімкненої лінії без втрат довжиною l прикладена синусоїдальна напруга U_1 . Первинні параметри лінії L_0 та C_0 . Визначити напругу в кінці лінії і струм на її початку. Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 1.3.



Таблиця 1.3. Індивідуальні значення параметрів до задачі 1.3

№ вар.	l , км	L_0 , мГн/км	C_0 , нФ/км	$U_1 \hookrightarrow B$
1	10	1	4	$10 \sin 2000t$
2	15	1.2	4.2	$12 \sin 2200t$
3	20	1.4	4.4	$14 \sin 2400t$
4	25	1.6	4.6	$16 \sin 2600t$
5	30	1.8	4.8	$18 \sin 2800t$
6	35	2	5	$20 \sin 3000t$
7	40	2.2	5.2	$22 \sin 3200t$
8	45	2.4	5.4	$24 \sin 3400t$
9	50	2.6	5.6	$26 \sin 3600t$
10	55	2.8	5.8	$28 \sin 3800t$
11	60	3	6	$30 \sin 4000t$
12	65	3.2	6.2	$32 \sin 4200t$
13	70	3.4	6.4	$34 \sin 4400t$
14	75	3.6	6.6	$36 \sin 4600t$
15	80	3.8	6.8	$38 \sin 4800t$
16	85	4	7	$40 \sin 5000t$
17	90	4.2	7.2	$42 \sin 5200t$
18	95	4.4	7.4	$44 \sin 5400t$
19	100	4.6	7.6	$46 \sin 5600t$
20	105	4.8	7.8	$48 \sin 5800t$
21	110	5	8	$50 \sin 6000t$
22	115	5.2	8.2	$52 \sin 6200t$
23	120	5.4	8.4	$54 \sin 6400t$
24	125	5.6	8.6	$56 \sin 6600t$
25	130	5.8	8.8	$58 \sin 6800t$
26	135	6	9	$60 \sin 7000t$
27	140	6.2	9.2	$62 \sin 7200t$



28	145	6.4	9.4	$64 \sin 7400t$
29	150	6.6	9.6	$66 \sin 7600t$
30	155	6.8	9.8	$68 \sin 7800t$

Приклад розв'язання задачі 1.3. Для розімкненої лінії без втрат довжиною $l=60$ км прикладена синусоїдальна напруга $U_1 \llcorner \cong 10 \sin 5000t \llcorner \text{В}$. Первинні параметри лінії $L_0 = 2.4$ мГн/км, $C_0 = 6.7$ нФ/км. Визначити напругу в кінці лінії і струм на її початку.

Розв'язок.

В лінії без втрат $\llcorner \llcorner_C = \rho; \gamma = i\beta \llcorner \text{напруга та струм в будь-якій точці } x \text{ (при відліку відстані від кінця лінії) зв'язані з напругою } U_2 \text{ та струмом } I_2 \text{ в кінці лінії } (x=0) \text{ такими співвідношеннями:}$

$$\begin{cases} U \llcorner \cong U_2 \cos \beta x + i \rho I_2 \sin \beta x; \\ I \llcorner \cong i \frac{U_2}{\rho} \sin \beta x + I_2 \cos \beta x. \end{cases}$$

Струм I_2 в розімкненій лінії дорівнює нулю. Тоді напруга \dot{U}_1 та струм \dot{I}_1 на початку лінії дорівнюють:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = U \llcorner \cong U_2 \cos \beta l; \\ \dot{I}_1 = I \llcorner \cong i \frac{U_2}{\rho} \sin \beta l. \end{cases}$$

Коефіцієнт фази для лінії без втрат:

$$\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0} = 5000 \cdot \sqrt{2.4 \cdot 10^{-3} \cdot 6.7 \cdot 10^{-9}} = 0.02 \llcorner \text{рад/км} \llcorner$$

Хвильовий опір лінії:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{2.4 \cdot 10^{-3}}{6.7 \cdot 10^{-9}}} = 598.5 \llcorner \text{Ом} \llcorner$$

Далі обчислюємо напругу в кінці лінії та струм на її початку:

$$\beta l = 0.02 \cdot 60 = 1.2 \llcorner \text{рад} \llcorner \cong 68.8^\circ;$$

$$U_2 = \frac{U_1}{\cos \beta l} = \frac{10}{\cos 68.8^\circ} = 27.6 \llcorner \text{В} \llcorner$$



$$I_1 = i \frac{U_2}{\rho} \sin \beta l = i \frac{27.6}{598.5} \cdot \sin 68.8^\circ = i 0.043 \text{ A}$$

Таким чином, напруга в кінці лінії $U_2 = 27.6 \text{ В}$, а струм на початку лінії $I_1 = 43 \text{ мА}$.

3. Контрольні питання

1. Які первинні параметри довгої лінії називаються поздовжніми?
1. R_0, C_0 . 2. L_0, C_0 . 3. G_0, C_0 . 4. R_0, L_0 .
2. Які первинні параметри довгої лінії називаються поперечними?
1. R_0, C_0 . 2. L_0, C_0 . 3. G_0, C_0 . 4. R_0, L_0 .
3. Який вираз має комплекс поздовжнього опору?
1. $R_0 + i\omega L_0$. 2. $R_0 + i\omega C_0$. 3. $G_0 + i\omega C_0$. 4. $i\omega L_0 + i\omega C_0$.
4. Який вираз має комплекс поперечної провідності?
1. $R_0 + i\omega L_0$. 2. $R_0 + i\omega C_0$. 3. $G_0 + i\omega C_0$. 4. $i\omega L_0 + i\omega C_0$.
5. Які з перерахованих параметрів лінії відносяться до вторинних?
1. L_0, C_0 . 2. Z_C, γ . 3. R_0, G_0 . 4. R_0, L_0 .
6. Який вираз описує хвильовий опір лінії?
1. $\sqrt{Z_0 Y_0}$. 2. $\sqrt{Z_0 / Y_0}$. 3. $R_0 + i\omega L_0$. 4. $G_0 + i\omega C_0$.
7. Який вираз описує коефіцієнт поширення лінії?
1. $\sqrt{Z_0 Y_0}$. 2. $\sqrt{Z_0 / Y_0}$. 3. $R_0 + i\omega L_0$. 4. $G_0 + i\omega C_0$.
8. У виразі коефіцієнта поширення $\gamma = \alpha + i\beta$ коефіцієнт згасання це:
1. α . 2. β . 3. γ . 4. $-\alpha$.
9. У виразі коефіцієнта поширення $\gamma = \alpha + i\beta$ коефіцієнт фази це:
1. α . 2. β . 3. γ . 4. $-\alpha$.
10. Фазова швидкість V в лінії визначається формулою:
1. $\frac{\omega}{\beta}$. 2. $\frac{\beta}{\omega}$. 3. $\frac{f}{\beta}$. 4. $\frac{2\pi}{\beta}$.
11. Довжина хвилі в лінії визначається формулою:



1. $\frac{\omega}{\beta}$. 2. $\frac{\beta}{\omega}$. 3. $\frac{f}{\beta}$. 4. $\frac{2\pi}{\beta}$.

12. Комплекс діючого значення напруги в будь-якій точці лінії в загальному випадку описується формулою:

1. $\dot{A}_1 e^{\gamma x}$. 2. $\dot{A}_2 e^{-\gamma x}$. 3. $\dot{A}_1 e^{-\gamma x} + \dot{A}_2 e^{\gamma x}$. 4. $\dot{A}_2 e^{\gamma x}$.

13. В узгодженому режимі:

1. Комплексний опір навантаження дорівнює хвильовому опору лінії.

2. Комплексний опір навантаження дорівнює поздовжньому опору лінії.

3. Комплексний опір навантаження дорівнює активному опору лінії.

4. Комплексний опір навантаження дорівнює індуктивному опору лінії.

14. В узгодженому режимі присутні:

1. Прямі та зворотні хвилі u , i .

2. Тільки прямі хвилі u , i .

3. Тільки зворотні хвилі u , i .

4. Прямі хвилі u та зворотні хвилі i .



Тема: «Розрахунок коефіцієнта відбиття, а також напруг і струмів в лініях передачі».

Мета роботи: Навчитися проводити розрахунок коефіцієнта відбиття, а також напруг і струмів в лініях передачі.

1. Теоретичні відомості

1.1. Однорідна лінія передачі в режимі холостого ходу

В режимі ХХ при $Z_{\text{н}} = \infty$; $I_2 = 0$ із загальних рівнянь лінії для комплексних діючих значень напруги та струму в будь-якій точці лінії будемо мати:

$$\begin{aligned}U_0 &= U_2 \operatorname{ch} \underline{\gamma} x'; \\ I_0 &= \frac{U_2}{Z_c} \operatorname{sh} \underline{\gamma} x'.\end{aligned}\quad (2.1)$$

Діючі значення струму та напруги в будь-якій точці лінії:

$$U_0 = U_2 |\operatorname{ch} \underline{\gamma} x'|; \quad (2.2)$$

$$I_0 = \frac{U_2}{Z_c} |\operatorname{sh} \underline{\gamma} x'|. \quad (2.3)$$

З рівнянь (2.2) та (2.3) видно, що діюче значення напруги і струму в лінії визначається залежностями модулів $|\operatorname{ch} \underline{\gamma} x'|$, $|\operatorname{sh} \underline{\gamma} x'|$ від координати x' .

З математики відомі такі співвідношення:

$$\begin{aligned}|\operatorname{ch} \underline{\gamma} x'|^2 &= \frac{\operatorname{ch} 2\alpha x' + \cos 2\beta x'}{2}; \\ |\operatorname{sh} \underline{\gamma} x'|^2 &= \frac{\operatorname{ch} 2\alpha x' - \cos 2\beta x'}{2},\end{aligned}\quad (2.4)$$

$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$ – коефіцієнт поширення лінії.

З врахуванням (2.4) для квадратів діючих значень напруги і струму в будь-якій точці лінії матимемо:

$$U_0^2 = U_2^2 \frac{\operatorname{ch} 2\alpha x' + \cos 2\beta x'}{2}; \quad (2.5)$$

$$I_0^2 = \frac{U_2^2}{Z_c^2} \frac{\operatorname{ch} 2\alpha x' - \cos 2\beta x'}{2}, \quad (2.6)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}; \quad 2\beta x' = 2 \frac{2\pi}{\lambda} x' = \frac{4\pi}{\lambda} x';$$

$$x' = \frac{\lambda}{8}; \quad 2\beta x' = \frac{\pi}{2}.$$

$$x' = \frac{\lambda}{4}; \quad 2\beta x' = \pi.$$

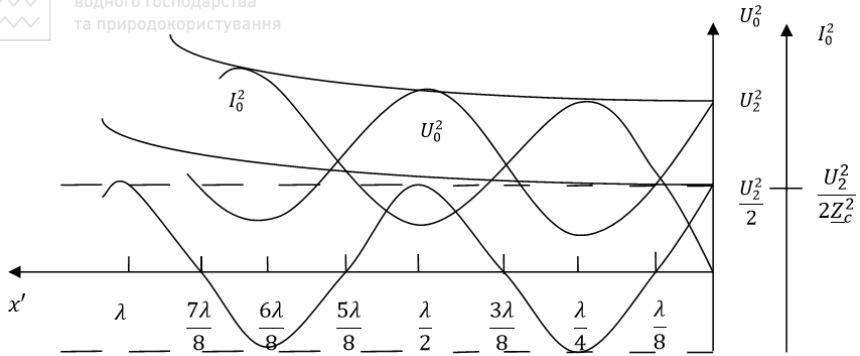


Рис. 2.1. Графіки діючих значень напруги та струму

Як видно з рис. 2.1, графіки діючих значень напруги і струму мають екстремуми, ці екстремуми знаходяться на відстані $\frac{\lambda}{4}$ один від одного. Максимальному значенню напруги відповідає мінімальне значення струму в лінії. Якщо довжина лінії $< \frac{\lambda}{4}$, то напруга від початку лінії до кінця зростає, а діюче значення струму від початку до кінця лінії зменшується.

1.2. Однорідна лінія передачі в режимі короткого замикання

В режимі короткого замикання $\underline{Z}_H = 0$; $U_2 = 0$; із загальних рівнянь лінії для комплексних діючих значень напруги та струму в будь-якій точці лінії будемо мати:

$$\begin{aligned} I_k &= I_2 \operatorname{ch} \underline{\gamma} x'; \\ U_k &= I_2 \underline{Z}_c \operatorname{sh} \underline{\gamma} x'. \end{aligned} \quad 2.7$$

Діючі значення струму та напруги в будь-якій точці лінії:

$$I_k = I_2 |\operatorname{ch} \underline{\gamma} x'|; \quad U_k = I_2 \underline{Z}_c \operatorname{sh} \underline{\gamma} x'. \quad (2.8)$$

Квадрати діючих значень:

$$I_k^2 = I_2^2 \frac{\operatorname{ch} 2\alpha x' + \cos(2\beta x')}{2}; \quad 2.9$$

$$U_k^2 = (I_2 \underline{Z}_c)^2 \frac{\operatorname{ch} 2\alpha x' - \cos(2\beta x')}{2}. \quad 2.10$$

Якщо порівняти отриманні рішення (2.9) і (2.10) для напруги і струму для режиму короткого замикання з рішеннями (2.5) та (2.6) для режиму холостого ходу лінії, то неважко побачити їх подібність. Рішенню (2.9) для струму в режимі короткого замикання від-



повідає рішення (2.5) для напруги в режимі ХХ, і аналогічно для струму в режимі ХХ (2.6) відповідає рівняння для напруги в режимі короткого замикання (2.10). Тому і графіки зміни діючих значень напруги та струму вздовж лінії в режимі короткого замикання будуть подібні графікам для напруги і струму в режимі ХХ, які приведені на рис. 2.1. Відмінність буде полягати лише в тому, що графіку зміни напруги вздовж лінії для холостого ходу буде відповідати графік зміни струму в режимі короткого замикання.

1.3. Вхідний опір лінії в режимах ХХ та КЗ

Комплекс вхідного опору лінії визначається співвідношенням

$$\underline{Z}_{вх} = \frac{U}{I}.$$

Режим холостого ходу:

$$\underline{Z}_{вх} = \frac{U_2 \text{ch } \underline{\gamma} x'}{\frac{U_2}{Z_c} \text{sh } \underline{\gamma} x'} = \underline{Z}_c \text{cth } \underline{\gamma} x' . \quad 2.21$$

Режим короткого замикання:

$$\underline{Z}_{вх} = \frac{I_2 \underline{Z}_c \text{Sh } \underline{\gamma} x'}{I_2 \text{ch } \underline{\gamma} x'} = \underline{Z}_c \text{th } \underline{\gamma} x' . \quad 2.12$$

$\underline{Z}_c = Z_c \angle \theta$; $Z_c \angle \theta$ – комплексний характеристичний опір лінії.

Модуль вхідних опорів в режимах ХХ та КЗ:

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0} = Z_c \frac{\text{ch } 2\alpha x' + \cos(2\beta x')}{\text{ch } 2\alpha x' - \cos(2\beta x')} ; \quad 2.13$$

$$Z_k = \frac{U_k}{I_k} = Z_c \frac{\text{ch } 2\alpha x' - \cos(2\beta x')}{\text{ch } 2\alpha x' + \cos(2\beta x')} . \quad 2.14$$

Графіки зміни модулів вхідних опорів в режимах холостого ходу та короткого замикання зображено на рис. 2.2.

З рис. 2.2 видно, що для дуже довгих ліній $l \gg \lambda$ вхідний опір майже не залежить від величини опору навантаження; якщо маємо лінію довжиною $< \frac{\lambda}{4}$, то в режимі холостого ходу опір від початку до кінця лінії постійно збільшується, а в режимі короткого замикання – постійно зменшується.

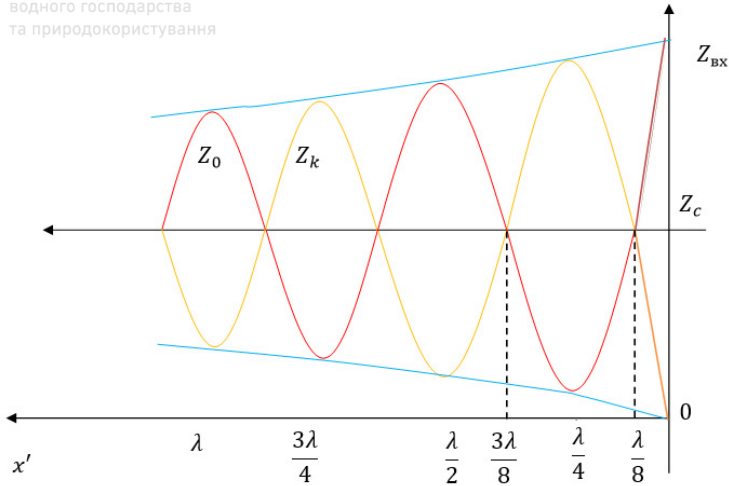


Рис. 2.2. Графіки зміни модулів вхідних опорів в режимах холостого ходу та короткого замикання

1.4. Однорідна лінія без втрат

При високих та надвисоких частотах струму в лінії маємо $\omega L_0 \gg R_0$ та $\omega C_0 \gg G_0$; тоді для коефіцієнту поширення $\underline{\gamma}$ та характеристичного опору \underline{Z}_c отримаємо такі рішення:

$$\underline{\gamma} = \frac{R_0 + j\omega L_0}{L_0 C_0} (G_0 + j\omega C_0) = \alpha + j\beta;$$

$$\underline{\gamma} = j\omega \frac{L_0 C_0}{L_0 C_0} = j\beta, \alpha \cong 0;$$

$$\beta \cong \omega \frac{L_0 C_0}{L_0 C_0} - \text{коефіцієнт фази};$$

$$\underline{Z}_c = \frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0} \cong \frac{L_0}{C_0} = Z_c - \text{характеристичний опір, має актив-}$$

ний характер;

$$V = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{L_0 C_0}.$$

Якщо порівняти отримані рішення для Z_c , коефіцієнта фази, фазової швидкості досліджуваної лінії з рішенням для лінії без спотворень, то бачимо, що однорідна лінія без втрат подібна до лінії без спотворень. Лінія, в якій $\alpha \cong 0$, отримала назву лінії без втрат (тому що при передачі енергії в такій лінії втрати потужності будуть відсутні).

З врахуванням того, що $\alpha \cong 0$, загальні рівняння лінії для синусоїдального режиму приймуть такий вигляд:



$$U = U_2 \cos \beta x' + j I_2 Z_c \sin \beta x';$$

$$I = j \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x' + I_2 \cos \beta x'. \quad (2.15)$$

Рівняння (2.15) записані при відрахуванні x' від кінця лінії.

1.5. Режим холостого ходу в лінії без втрат

В режимі холостого ходу $Z_H = \infty$; $I_2 = 0$; із загальних рівнянь лінії без втрат для комплексних діючих значень напруги та струму в будь-якій точці лінії будемо мати:

$$\begin{aligned} U_0 &= U_2 \cos \beta x'; \\ I_0 &= j \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x', \end{aligned} \quad (2.16)$$

x' – координата, що відраховується від кінця лінії.

Для синусоїдального режиму будемо мати $U_2 = U_2 e^{j\psi_{u2}}$.

Миттєві значення напруг та струмів в будь-якій точці лінії:

$$\begin{aligned} u_0 &= \sqrt{2} U_2 \sin \omega t + \psi_{u2} \cos \beta x'; \\ i_0 &= \sqrt{2} \frac{U_2}{Z_c} \sin \omega t + \psi_{u2} + \frac{\pi}{2} \sin \beta x'. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Як видно з рівнянь (2.17) та (2.18), у фіксованих точках лінії миттєві значення напруг та струмів змінюються за синусоїдальним законом, при цьому амплітуда напруг чи струмів буде залежати від координати x' .

При побудові миттєвих значень вздовж лінії приймемо $\psi_{u2} = 0$, а самі миттєві значення побудуємо для $\omega t_1 = 0$, $\omega t_2 = \frac{\pi}{4}$, $\omega t_3 = \frac{\pi}{2}$.

- 1) $\omega t_1 = 0$, $u_{01} = 0$ для всіх x' $i_{01} = \sqrt{2} \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x'$;
- 2) $\omega t_2 = \frac{\pi}{4}$, $u_{02} = U_2 \cos \beta x'$ $i_{02} = \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x'$;
- 3) $\omega t_3 = \frac{\pi}{2}$, $u_{03} = \sqrt{2} U_2 \cos \beta x'$ $i_{03} = 0$.

Як видно з рис. 2.3 та рис. 2.4, в лінії є точки, де напруга чи струм завжди дорівнюють 0. Це так звані вузли напруги та струму. Вузли напруги та струму чергуються через $\lambda/4$; є також такі, де напруга чи струм мають максимальні значення, це так звані пучності. Наявність вузлів напруги чи струму в лінії свідчить про те, що в цьому режимі енергія від початку до кінця лінії не передається. Має лише місце обмін енергіями в електричному та магнітному полях лінії на чвертьхвильових відрізках лінії. Такий режим роботи лінії отримав назву стоячих хвиль. Рівняння (2.17) та (2.18) і є рівняння-



ми стоячих хвиль, бо в цих рівняннях один множник залежить від ωt , а інший – від x' .

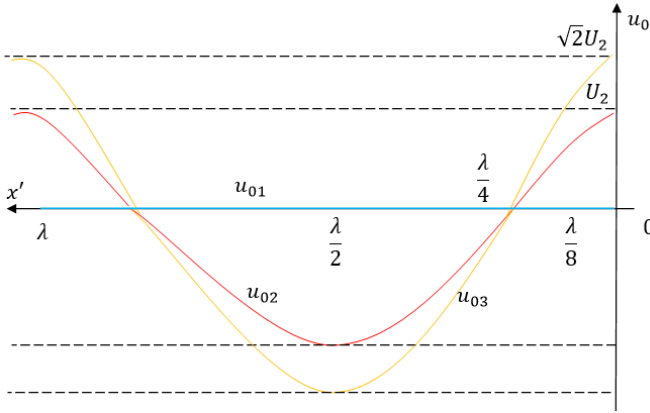


Рис. 2.3. Розподіл напруги в лінії без втрат в режимі XX

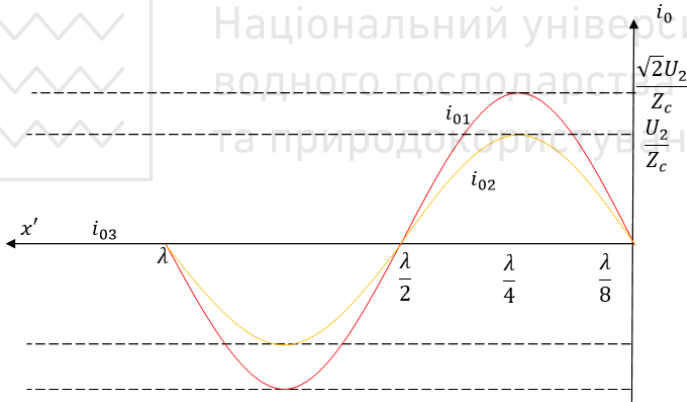


Рис. 2.4. Розподіл струму в лінії без втрат в режимі XX

Виникнення стоячих хвиль в лінії в цьому режимі можна розглядати як результат накладання падаючої та відбитої хвиль з однаковими амплітудами.

Якщо фази хвилі напруги чи струму однакові, то в режимі накладання маємо пучності. Якщо ж фази протилежні, то маємо вузол. Для діючих значень напруг та струмів з рівнянь (2.16) маємо:

$$U_0 = U_2 \cos \beta x' , \quad (2.19)$$

$$I_0 = \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x' . \quad (2.20)$$



Для вхідного опору

$$\underline{Z}_0 = \frac{U_0}{I_0} = -jZ_c \operatorname{ctg} \beta x' ; \quad (2.21)$$

$$\underline{Z}_0 = Z_0 \angle \theta. \quad (2.22)$$

$$Z_0 = Z_c \operatorname{ctg} \beta x' ; \quad 2.23$$

$$\theta = \pm \frac{\pi}{2}.$$

Графік зміни діючих значень напруги і струму зображено на рис. 2.5.

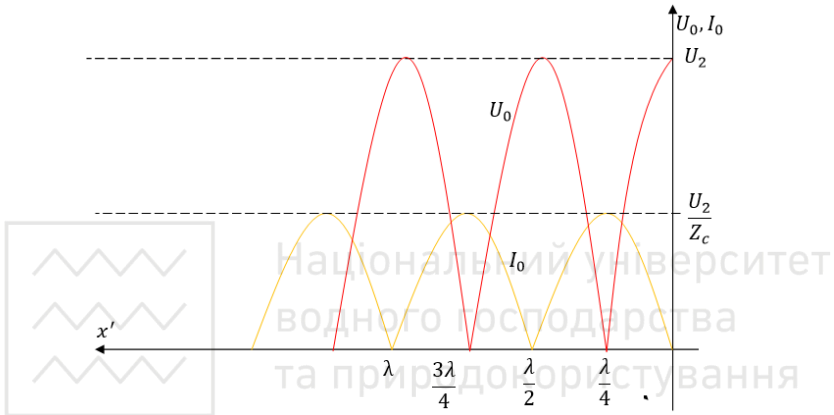


Рис. 2.5. Графік зміни діючих значень напруги і струму

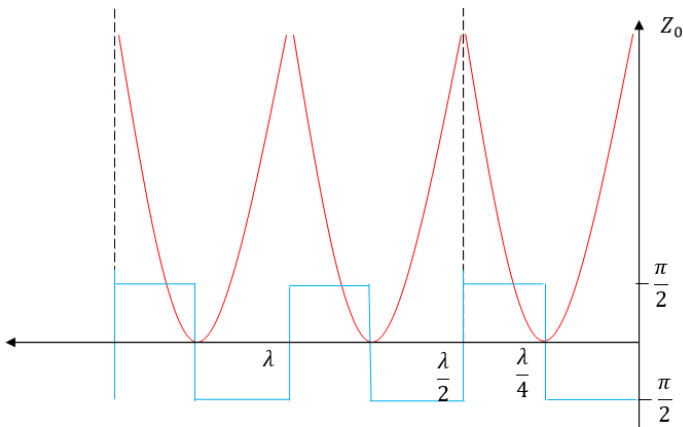


Рис. 2.6. Графік зміни вхідного опору по довжині лінії

Як видно з рис. 2.6, якщо $l = 0, \frac{\lambda}{4}$ – вхідний опір лінії ємнісний



і змінюється в широких межах $[0, \infty]$. Якщо $l = [\frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{2}]$, опір лінії є індуктивним в межах $[0, \infty]$.

1.6. Режим короткого замикання в лінії без втрат

В режимі короткого замикання $Z_H = 0$; $U_2 = 0$. Із загальних рівнянь лінії без втрат для комплексних діючих значень напруги та струму в будь-якій точці лінії будемо мати:

$$\begin{aligned} U_K &= jZ_c I_2 \sin \beta x'; \\ I_K &= I_2 \cos \beta x'. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Якщо порівняти (2.24) для I_K та U_K в режимі короткого замикання з I_0 та U_0 в режимі холостого ходу, то бачимо їх подібність, при чому для U_K буде подібне рівняння для I_0 , а для I_K буде подібне рівняння для U_0 . Виходячи з подібності рівнянь, можна стверджувати, що електромагнітні процеси лінії в режимі короткого замикання будуть схожими з електромагнітними процесами лінії в режимі ХХ. Тобто і в цьому випадку матимемо режим стоячих хвиль.

1.7. Режим реактивного навантаження в лінії без втрат

а) індуктивне навантаження

$$Z_H = jx_H; \quad U_2 = jx_H I_2; \quad I_2 = \frac{U_2}{jx_H};$$

$$\begin{aligned} U &= U_2 \cos \beta x' + jZ_c I_2 \sin \beta x' = U_2 \cos \beta x' + j \frac{Z_c}{jx_H} \sin \beta x' U_2 = \\ &= \frac{x_H}{Z_c} U_2 \sin \beta x' + U_2 \cos \beta x' = U_2 \left(\frac{x_H}{Z_c} \sin \beta x' + \cos \beta x' \right) = \\ &= \frac{U_2}{\sin \sigma} \sin \sigma \cos \beta x' + \cos \sigma \sin \beta x' = \frac{U_2}{\sin \sigma} \sin \beta x' + \sigma; \end{aligned} \quad 2.25$$

$$\begin{aligned} I &= I_2 \cos \beta x' + j \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x' = I_2 \cos \beta x' + j^2 \frac{x_H}{Z_c} \sin \beta x' = \\ &= \frac{I_2}{\cos \sigma} \cos \beta x' + \sigma. \end{aligned} \quad 2.26$$

Для миттєвих значень, виходячи з рівнянь (2.25) і (2.26), матимемо:

$$u = \frac{U_2}{\sin \sigma} \sin \omega t + \psi_{u_2} \sin \beta x' + \sigma; \quad 2.27$$

$$i = \frac{I_2}{\cos \sigma} \sin \omega t + \psi_{i_2} \cos \beta x' + \sigma, \quad 2.28$$



$\psi_{i_2} = \psi_{u_2} - \frac{\pi}{2}$ — навантаження індуктивне.

Якщо порівняти рівняння (2.27) і (2.28) для індуктивного навантаження з рівняннями режиму ХХ, то можна зробити висновок, що в режимі індуктивного навантаження в лінії також існуватиме режим стоячих хвиль, тобто в лінії обов'язково будуть вузли струмів та напруги, тобто точки, де напруга чи струм завжди = 0. І в цьому режимі енергія не передається від початку до кінця лінії, а має місце тільки обмін енергії між електричним і магнітним полями для чвертьхвильових відрізків лінії.

З рівнянь (2.25) і (2.26) для діючих значень напруги і струму матимемо:

$$U = \frac{U_2}{\sin \sigma} \sin \beta x' + \sigma ; \quad 2.29$$

$$I = \frac{I_2}{\cos \sigma} \cos \beta x' + \sigma ; \quad 2.30$$

$$\underline{Z}_{\text{ВХ}} = \frac{U}{I} = jx_{\text{H}} \operatorname{ctg} \sigma \operatorname{tg} \beta x' + \sigma ;$$

$$x_{\text{H}} \operatorname{ctg} \sigma = x_{\text{H}} \frac{Z_c}{x_{\text{H}}} = Z_c ;$$

$$\underline{Z}_{\text{ВХ}} = jZ_c \operatorname{tg} \beta x' + \sigma ; \quad 2.31$$

$$\underline{Z}_{\text{ВХ}} = \underline{Z}_{\text{ВХ}} = Z_c \operatorname{tg} \beta x' + \sigma ; \quad 2.32$$

$$\underline{Z}_{\text{ВХ}} = \underline{Z}_{\text{ВХ}} \angle \theta_{\text{ВХ}} , \quad \theta_{\text{ВХ}} = \pm \frac{\pi}{2} . \quad 2.33$$

За отриманими залежностями (2.29), (2.30), (2.32) та (2.33) побудуємо графіки зміни діючих значень напруги і струму в будь-якій точці лінії (рис. 2.7) та вхідного опору (рис. 2.8) в режимі індуктивного навантаження.

$$\frac{x_{\text{H}}}{Z_c} = 1; \quad \sigma = \frac{\pi}{4}; \quad \sin \sigma = \cos \sigma = \frac{1}{2}$$

б) режим ємнісного навантаження

$$\underline{Z}_{\text{H}} = -jx_{\text{H}}; \quad U_2 = -jx_{\text{H}}I_2; \quad I_2 = \frac{U_2}{-jx_{\text{H}}}; \quad \operatorname{tg} \sigma = \frac{Z_c}{x_{\text{H}}};$$

$$U = \frac{U_2}{\cos \sigma} \cos \beta x' + \sigma ; \quad 2.34$$

$$I = \frac{I_2}{\sin \sigma} \sin \beta x' + \sigma . \quad 2.35$$

Якщо порівняти режим ємнісного навантаження з режимом індуктивного навантаження, можна стверджувати, що і в режимі ємніс-



ного навантаження матимуть місце стоячі хвилі. Відповідно для діючих значень матимемо:

$$U = \frac{U_2}{\cos \sigma} \cos \beta x' + \sigma ; \quad 2.36$$

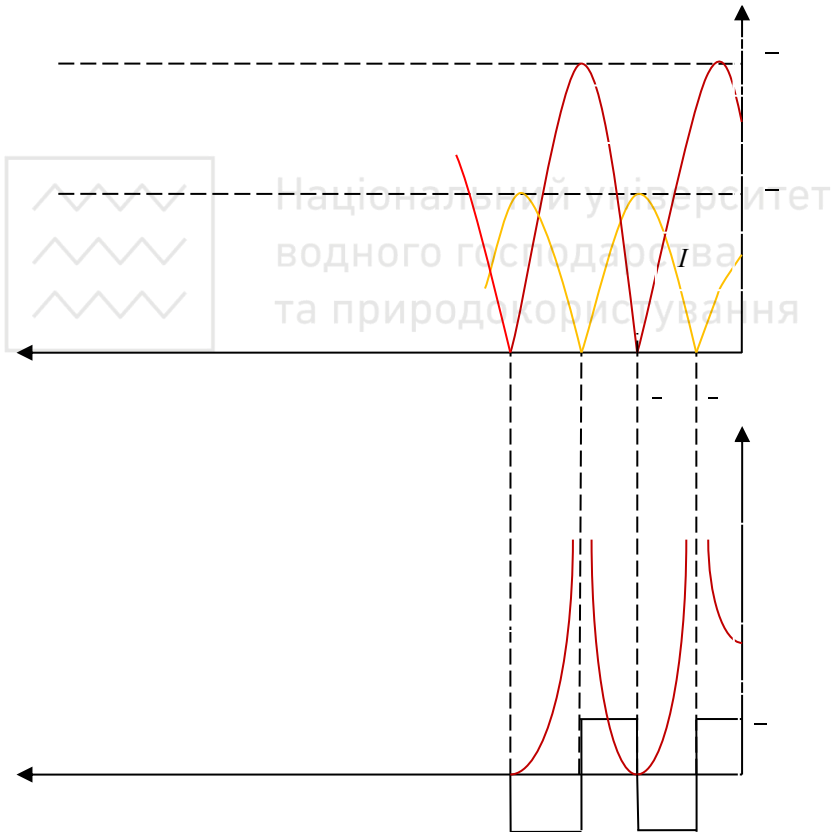
$$I = \frac{I_2}{\sin \sigma} |\sin(\beta x' + \sigma)|; \quad 2.37$$

$$\underline{Z}_{\text{BX}} = \frac{U}{I} = -j x_{\text{H}} \operatorname{tg} \sigma \operatorname{ctg} \beta x' + \sigma ; \quad x_{\text{H}} \operatorname{tg} \sigma = \frac{Z_c}{x_{\text{H}}} x_{\text{H}} = Z_c;$$

$$\underline{Z}_{\text{BX}} = -j Z_c \operatorname{ctg} \beta x' + \sigma ; \quad 2.38$$

$$Z_{\text{BX}} = \underline{Z}_{\text{BX}} = Z_c \operatorname{ctg} \beta x' + \sigma ; \quad 2.39$$

$$\theta_{\text{BX}} = \pm \frac{\pi}{2}.$$



Побудуємо графіки розподілу U , I , Z_{BX} , θ_{BX} вздовж лінії за умови, що $\frac{Z_c}{x_{\text{H}}} = 1 \rightarrow \sigma = \frac{\pi}{4}$.

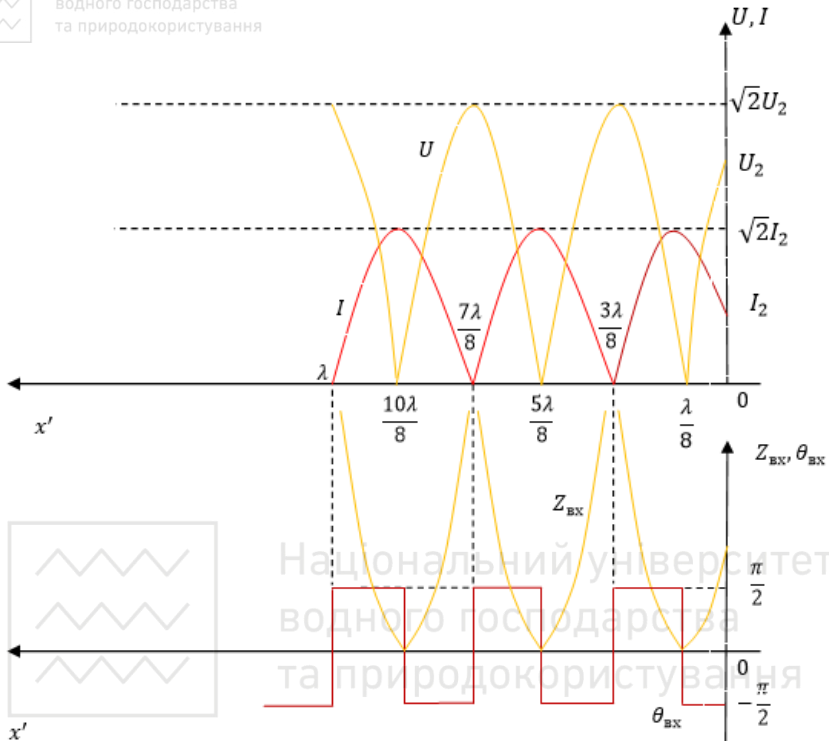


Рис. 2.9. Графіки розподілу U , I , $Z_{вх}$, $\theta_{вх}$ вздовж лінії

Порівнявши графіки для ємнісного навантаження з індуктивним, бачимо, що крива $I_C \sim U_L$, а крива $I_L \sim U_C$. Для ємнісного навантаження в кінці і струм, і напруга відрізняються від «0» (як і для індуктивного навантаження).

Нехай x_0' – координата ближчого до кінця лінії вузла напруги:

$$\begin{aligned}
 U x_0' &= 0; & \cos \beta x_0' + \sigma &= 0; \\
 \beta x_0' + \sigma &= \frac{\pi}{2}; & \sigma &= \arctg \frac{Z_c}{x_H}; & \arctg \frac{Z_c}{x_H} &= \frac{\pi}{2} - \beta x_0'; \\
 \frac{Z_c}{x_H} &= \tg\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{\lambda} x_0'\right); & x_H &= \frac{1}{\omega c}; & \omega C Z_c &= \tg\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{\lambda} x_0'\right); \\
 C &= \frac{\tg\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{\lambda} x_0'\right)}{\omega Z_c}. & & & & 2.40
 \end{aligned}$$

Рівняння (2.40) дає можливість визначити величину ємності в кінці лінії, якщо шляхом виміру визначена координата x_0' найближчого до кінця лінії вузла напруги. Для лінії з $\lambda \approx 1.4$ м маємо:



$$\omega = 2\pi f, \quad \lambda = \frac{v}{f}, \quad f = \frac{v}{\lambda} \approx \frac{3 \times 10^8}{1.4} \approx 2,14 \times 10^8 \text{ Гц},$$

$$Z_c = \frac{L_0}{c_0}.$$

1.8. Режим мішаних хвиль в лінії без втрат (активне навантаження)

$$U = U_2 \cos \beta x' + j Z_c I_2 \sin \beta x';$$

$$I = I_2 \cos \beta x' + j \frac{U_2}{Z_c} \sin \beta x'; \quad (2.41)$$

$$U_2 = I_2 R_H; \quad I_2 = \frac{U_2}{R_H};$$

$$U = U_2 \cos \beta x' + j m \sin \beta x'; \quad 2.42$$

$$I = \frac{U_2}{Z_c} m \cos \beta x' + j \sin \beta x', \quad 2.43$$

$$m = \frac{Z_c}{R_H}, \quad \cos \beta x' = \frac{e^{j\beta x'} + e^{-j\beta x'}}{2}; \quad \sin \beta x' = \frac{e^{j\beta x'} - e^{-j\beta x'}}{2j};$$

$$U = U_2 m e^{j\beta x'} + 1 - m \cos \beta x'; \quad 2.44$$

$$I = \frac{U_2}{Z_c} m e^{j\beta x'} + j(1 - m) \sin \beta x'. \quad 2.45$$

Миттєві значення напруги і струму в лінії матимуть вигляд:

$$u(t, x') = \bar{2} U_2 m \sin \omega t + \psi_{u_2} + \beta x' +$$

$$+ \bar{2} U_2 (1 - m) \sin \omega t + \psi_{u_2} \cos \beta x', \quad 2.46$$

$$i(t, x') = \bar{2} \frac{U_2}{Z_c} m \sin \omega t + \psi_{i_2} + \beta x' +$$

$$+ \bar{2} \frac{U_2}{Z_c} (1 - m) \sin \omega t + \psi_{i_2} + \frac{\pi}{2} \sin \beta x'. \quad 2.47$$

В (2.46) і (2.47) перші складові для миттєвих значень є рівняннями біжучих хвиль, а другі складові – відповідно рівняннями стоячих хвиль. Тому цей режим називається **режимом мішаних хвиль**.

Якщо $m = 1$, $R_H = Z_c$, другі складові рівнянь (2.46) та (2.47) пропадають і будуть лише біжучі хвилі. Це є **режим узгодженого навантаження**.

Якщо $m = 0$, $R_H \gg Z_c$, $R_H = \infty$ – **режим холостого ходу**.

Якщо $m = \infty$, $R_H = 0$ – **режим короткого замикання**.

Дослідимо, як змінюються діючі значення напруги і струму.



З рівнянь (2.42) і (2.43) для модулів комплексів U , I , тобто для діючих значень, матимемо:

$$U = U = U_2 \frac{\cos^2 \beta x' + m^2 \sin^2 \beta x'}{m^2 \cos^2 \beta x' + \sin^2 \beta x'}; \quad 2.48$$

$$I = I = \frac{U_2}{Z_c} \frac{\cos^2 \beta x' + m^2 \sin^2 \beta x'}{m^2 \cos^2 \beta x' + \sin^2 \beta x'}. \quad 2.49$$

З отриманих рішень видно, що діючі значення напруги і струму в лінії залежать не тільки від величини напруги чи струму в кінці лінії, але також і від коефіцієнту m . Тому побудуємо графіки зміни діючих значень напруги і струму для $m > 1$ і $m < 1$.

1) $m = 0.5 (R_H = 2Z_c)$, рис. 2.10;

2) $m = 2 (R_H = 0.5Z_c)$, рис. 2.11.

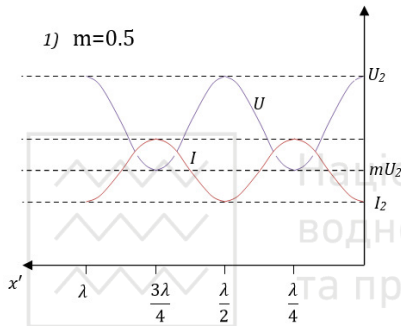


Рис. 2.10

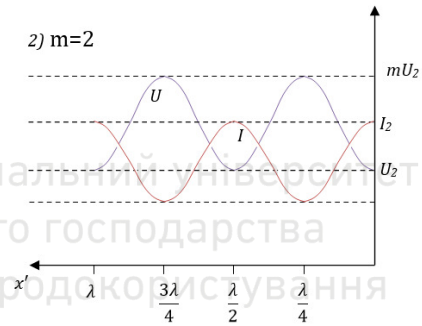


Рис. 2.11

Як видно з рис. 2.10 та рис. 2.11, графіки зміни діючих значень напруг і струмів мають екстремуми, які зміщені один відносно одного на $\frac{\lambda}{4}$. Якщо $R_H > Z_c$, $m < 1$, то в кінці маємо max напруги і min струму. Якщо $R_H < Z_c$, $m > 1$, то навпаки. Відношення $\frac{U_{min}}{U_{max}}$ або $\frac{I_{min}}{I_{max}}$ отримало назву коефіцієнта біжучої хвилі $k_{бх}$. Якщо $m < 1$, то $k_{бх} = m$. $k_{сх} = \frac{1}{k_{бх}}$ — коефіцієнт стоячої хвилі. Якщо $m > 1$, то $k_{сх} = m$. Для вхідного опору лінії маємо:

$$\underline{Z}_{ВХ} = \frac{U}{I} = Z_c \frac{\cos \beta x' + jm \sin \beta x'}{m \cos \beta x' + j \sin \beta x'}; \quad 2.50$$

$$\underline{Z}_{ВХ} = Z_{ВХ} \angle \theta_{ВХ};$$

$$\underline{Z}_{ВХ} = \frac{U}{I} = \frac{\cos^2 \beta x' + m^2 \sin^2 \beta x'}{m^2 \cos^2 \beta x' + \sin^2 \beta x'} Z_c. \quad 2.51$$



Скориставшись співвідношенням (2.51), будемо мати:

x'	0	$\frac{\lambda}{8}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{3\lambda}{8}$	$\frac{\lambda}{2}$	$\frac{5\lambda}{8}$	$\frac{6\lambda}{8}$	$\frac{7\lambda}{8}$	λ
$\beta x'$	0	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{4}$	π	$\frac{5\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{4}$	2π
$Z_{вх}$	$\frac{Z_c}{m}$ $= R_H$	Z_c	mZ_c	Z_c	$\frac{Z_c}{m}$	Z_c	mZ_c	Z_c	$\frac{Z_c}{m}$

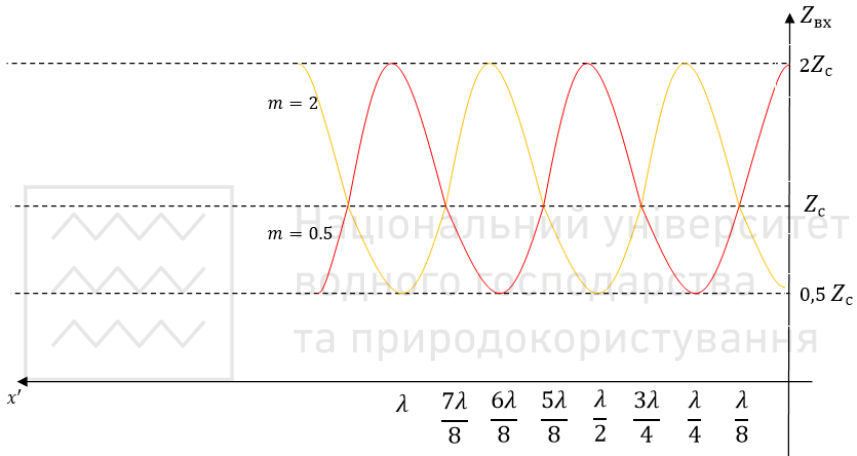


Рис. 2.12. Графіки розподілу вхідного опору по довжині лінії

В точках, де вхідний опір має екстремуми, його характер чисто активний. Для лінії довжиною $l=\lambda/4$ вхідний опір дорівнює: $Z_{вх}=mZ_c=Z_c^2/R_H$. Такий чвертьхвильовий відрізок лінії використовують як узгоджувальний пристрій (рис. 2.13).

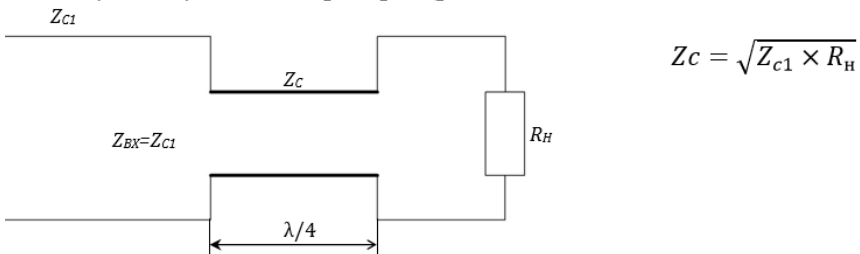


Рис. 2.13. Чвертьхвильовий відрізок лінії як узгоджувальний пристрій

**2. Завдання та приклади розв'язання**

Задача 2.1. Лінія передачі з хвильовим опором Z_C навантажена на опір Z_H . Визначити модуль та фазу коефіцієнта відбиття від навантаження. Який КСХ встановиться в лінії? Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1. Індивідуальні значення параметрів до задачі 2.1

№ вар.	Z_C, Ω	Z_H, Ω
1	$25 + i35$	$100e^{i10^\circ}$
2	$35 + i50$	$110e^{i20^\circ}$
3	$15 - i35$	$120e^{i30^\circ}$
4	$25 - i35$	$130e^{i40^\circ}$
5	$25 - i45$	$150e^{i50^\circ}$
6	$10 + i40$	$170e^{i60^\circ}$
7	$15 + i45$	$185e^{i70^\circ}$
8	$20 + i50$	$200e^{i80^\circ}$
9	$25 - i55$	$220e^{i90^\circ}$
10	$30 + i60$	$240e^{i100^\circ}$
11	$35 - i65$	$260e^{i110^\circ}$
12	$40 - i70$	$280e^{i120^\circ}$
13	$45 + i75$	$300e^{i130^\circ}$
14	$50 - i80$	$320e^{i140^\circ}$
15	$55 + i85$	$340e^{i150^\circ}$
16	$60 - i90$	$360e^{i160^\circ}$
17	$65 + i85$	$380e^{i170^\circ}$
18	$70 - i80$	$400e^{-i10^\circ}$



19	$75 + i75$	$420e^{-i20^\circ}$
20	$80 - i70$	$440e^{-i30^\circ}$
21	$85 + i65$	$460e^{-i40^\circ}$
22	$90 - i60$	$480e^{-i50^\circ}$
23	$95 + i55$	$500e^{-i80^\circ}$
24	$100 - i50$	$520e^{-i70^\circ}$
25	$105 + i45$	$540e^{-i60^\circ}$
26	$110 - i40$	$560e^{i20^\circ}$
27	$115 - i35$	$580e^{i40^\circ}$
28	$120 + i30$	$600e^{-i45^\circ}$
29	$125 - i25$	$620e^{-i20^\circ}$
30	$130 + i20$	$640e^{-i40^\circ}$

Приклад розв'язання задачі 2.1. Лінія передачі з хвильовим опором $Z_C = 75 \text{ Ом}$ навантажена на опір $Z_H = 30 + i45 \text{ Ом}$. Визначити модуль та фазу коефіцієнта відбиття від навантаження. Який КСХ встановиться в лінії?

Розв'язок.

Коефіцієнт відбиття:

$$\begin{aligned} K_B &= \frac{Z_H - Z_C}{Z_H + Z_C} = \frac{30 + i45 - 75}{30 + i45 + 75} = \frac{-45 + i45}{105 + i45} = \\ &= \frac{-45 \cdot \sqrt{2} e^{-i45^\circ}}{114.237 e^{i10.4^\circ}} = 0.557 e^{i125^\circ}. \end{aligned}$$

Коефіцієнт стоячої хвилі в лінії:

$$k_{CX} = \frac{1 + |K_B|}{1 - |K_B|} = \frac{1 + 0.557}{1 - 0.557} = 3.5.$$

Задача 2.2. Лінія без втрат довжиною l має погонні параметри L_0



та C_0 . Напряга в кінці лінії U_2 , частота f , а навантаження Z_H . Визначити струм та напрягу на початку лінії, довжину електромагнітної хвилі та побудувати графік розподілу напруги U вздовж лінії. Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2. Індивідуальні значення параметрів до задачі 2.2

№ вар.	l , км	L_0 , мГн/км	C_0 , нФ/км	U_2 , В	f , кГц	Z_H , Ом
1	10	5.5	3	20	2	1500
2	11	6	3.25	25	2.5	1550
3	12	6.5	3.5	30	3	1600
4	13	7	3.75	35	3.5	1650
5	14	7.5	4	40	4	1700
6	15	8	4.25	45	4.5	1750
7	16	8.5	4.5	50	5	1800
8	17	9	4.75	55	5.5	1850
9	18	9.5	5	60	6	1900
10	19	10	5.25	65	6.5	1950
11	20	10.5	5.5	70	7	2000
12	21	11	5.75	75	7.5	2050
13	22	11.5	6	80	8	2100
14	23	12	6.25	85	8.5	2150
15	24	12.5	6.5	90	9	2200
16	25	13	6.75	95	9.5	2250
17	26	13.5	7	100	10	2300
18	27	14	7.25	105	10.5	2350
19	28	14.5	7.5	110	11	2400
20	29	15	7.75	115	11.5	2450
21	30	15.5	8	120	12	2500
22	31	16	8.25	125	12.5	2550
23	32	16.5	8.5	130	13	2600
24	33	17	8.75	135	13.5	2650
25	34	17.5	9	140	14	2700
26	35	18	9.25	145	14.5	2750
27	36	18.5	9.5	150	15	2800
28	37	19	9.75	155	15.5	2850

29	38	19.5	10	160	16	2900
30	39	20	10.25	165	16.5	2950

Приклад розв'язання задачі 2.2. Лінія без втрат довжиною $l = 16.75$ км має погонні параметри $L_0 = 10$ мГн/км, $C_0 = 5.75$ нФ/км. Напряга в кінці лінії $U_2 = 55.4$ В, частота $f = 5$ кГц. Навантаження $Z_H = 2770$ Ом. Визначити струм та напрягу на початку лінії, довжину електромагнітної хвилі та побудувати графік розподілу напруги U вздовж лінії.

Розв'язок.

1. Лінія без втрат, тому $R_0 = G_0 = 0$.

2. Хвильовий опір лінії:

$$Z_C = \rho = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-3}}{5.75 \cdot 10^{-9}}} = 1318 \text{ Ом}$$

3. Коefіцієнт фази

$$\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0} = 6.28 \cdot 5000 \cdot \sqrt{10^{-2} \cdot 5.75 \cdot 10^{-9}} = 0.238 \text{ рад/км}$$

$$\beta l = 0.238 \cdot 16.75 = 4 \text{ рад} \approx 229^\circ$$

4. Струм в кінці лінії:

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_H} = \frac{55.4}{2770} = 0.02 \text{ А}$$

5. Напряга та струм на початку лінії:

$$\dot{U}_1 = \frac{1}{2} (\dot{U}_2 + \dot{I}_2 \rho) e^{i\beta l} + \frac{1}{2} (\dot{U}_2 - \dot{I}_2 \rho) e^{-i\beta l} = \dot{A}_1 e^{i\beta l} + \dot{A}_2 e^{-i\beta l};$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{A}_1 e^{i\beta l}}{\rho} - \frac{\dot{A}_2 e^{-i\beta l}}{\rho}$$

6. Сталі інтегрування:

$$\dot{A}_1 = \frac{1}{2} (\dot{U}_2 + \dot{I}_2 \rho) = \frac{1}{2} \cdot (55.4 + 0.02 \cdot 1318) = 41 \text{ В}$$

$$\dot{A}_2 = \frac{1}{2} (\dot{U}_2 - \dot{I}_2 \rho) = \frac{1}{2} \cdot (55.4 - 0.02 \cdot 1318) = 14.5 \text{ В}$$

7. Напряга на початку лінії:



$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= 41e^{i229^\circ} + 14.5e^{-i229^\circ} = -28 - i29 - 10.1 + i10.2 = \\ &= -38.1 - i18.2 = 42.2e^{i205^\circ} \quad \text{В} \end{aligned}$$

8. Струм на початку лінії:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{41e^{i229^\circ} - 14.5e^{-i229^\circ}}{1318} = \frac{-28 - i29 + 10.1 - i10.2}{1318} = \\ &= \frac{-17.9 - i39.2}{1318} = 0.033e^{-i118^\circ} \quad \text{В} \end{aligned}$$

9. Довжина електромагнітної хвилі:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{6.28}{0.238} = 26.4 \quad \text{м}$$

10. Графік розподілу напруги вздовж лінії показаний на рис. 2.14.

Оскільки $Z_H > Z_C$, то в кінці лінії та в точках $x = \lambda/2, 3\lambda/2, \dots$ від кінця лінії будуть максимуми напруги, а в точках $x = \lambda/4, 3\lambda/4, \dots$ від кінця лінії – мінімуми напруги. Нерівності $Z_H > Z_C$ відповідає $\frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{Z_C}{Z_H}$.

$$\text{Таким чином, } U_{\min} = U_{\max} \cdot \frac{Z_C}{Z_H} = 55.4 \cdot \frac{1318}{2770} = 26.4 \quad \text{В}$$

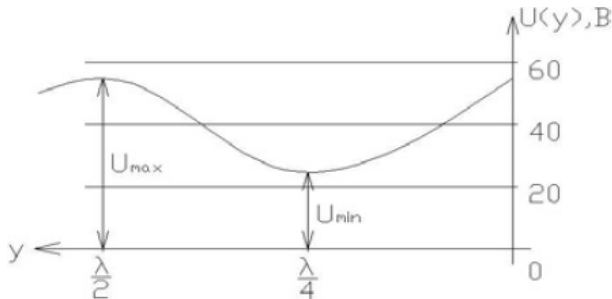


Рис. 2.14. Графік розподілу напруги вздовж лінії

Необхідно зазначити, що при $Z_H < Z_C$ максимуми та мінімуми міняються місцями, а в наведеній вище формулі міняються місцями Z_H та Z_C .

Задача 2.3. Високочастотний генератор з частотою f , внутрішнім опором R_{Γ} та ЕРС E працює на навантаження опором R_{H} . Для узгодження навантаження з генератором використовується чвертьхвильовий трансформатор. Визначити потужність в навантаженні до і після узгодження, хвильовий опір чвертьхвильового відрізка лінії та його довжину. Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3. Індивідуальні значення параметрів до задачі 2.3

№ вар.	f , МГц	E , В	R_{Γ} , Ом	R_{H} , Ом
1	50	100	1000	50
2	60	110	1100	60
3	70	120	1200	70
4	80	130	1300	75
5	90	140	1400	80
6	100	150	1500	90
7	110	160	1600	100
8	120	170	1700	110
9	130	180	1800	120
10	140	190	1900	130
11	150	200	2000	140
12	160	210	2100	150
13	170	220	2200	160
14	180	230	2300	170
15	190	240	2400	180
16	200	250	2500	190
17	210	260	2600	200
18	220	270	2700	210
19	230	280	2800	220
20	240	290	2900	230
21	250	300	3000	240
22	260	310	3100	250
23	270	320	3200	260
24	280	330	3300	270
25	290	340	3400	280
26	300	350	3500	290
27	310	360	3600	300



28	320	370	3700	310
29	330	380	3800	320
30	340	390	3900	330

Приклад розв'язання задачі 2.3. Високочастотний генератор з частотою $f = 100$ МГц з внутрішнім опором $R_{\Gamma} = 5 \text{ Ом}$ та ЕРС $E = 200 \text{ В}$ працює на навантаження опором $R_H = 50 \text{ Ом}$. Для узгодження навантаження з генератором використовується чверть-хвильовий трансформатор. Визначити потужність в навантаженні до і після узгодження, хвильовий опір чвертьхвильового відрізка лінії та його довжину.

Розв'язок.

1. Потужність в навантаженні до узгодження:

$$P_{H1} = \left(\frac{E}{R_{\Gamma} + R_H} \right)^2 R_H = \left(\frac{200}{5000 + 50} \right)^2 \cdot 50 \approx 0.08 \text{ Вт}$$

2. Включаємо між генератором та навантаженням відрізок лінії довжиною $\lambda/4$ (рис. 2.15). Вважаємо лінію без втрат.

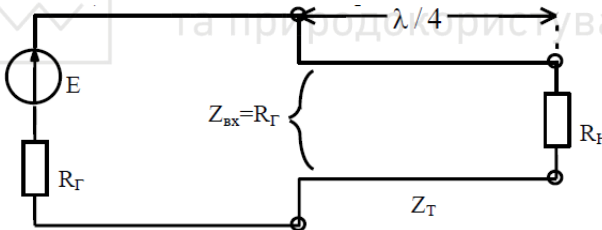


Рис. 2.15. Підключення навантаження до генератора через лінію без втрат

Хвильовий опір

$$Z_T = \sqrt{R_{\Gamma} R_H} = \sqrt{5000 \cdot 50} = 500 \text{ Ом}$$

В даному випадку відносно полюсів генератора вхідний опір кола $Z_{\text{вх}} = R_{\Gamma}$ і струм генератора

$$I = \frac{E}{R_{\Gamma} + R_{\Gamma}} = \frac{200}{5000 + 5000} = 0.02 \text{ А}$$

Потужність генератора

$$P_{\Gamma} = E \cdot I = 200 \cdot 0.02 = 4 \text{ Вт}$$



Враховуючи, що в узгодженому режимі половина потужності джерела втрачається на внутрішньому опорі, то половина потужності потрапляє в навантаження (лінія без втрат).

Таким чином, $P_{H2} = 2 \cdot P_{H1}$, тобто потужність в навантаженні збільшилася у $2 / 0.08 = 25$ разів.

Довжина відрізка лінії:

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 100 \cdot 10^6} = 0.75 \text{ м}$$

3. Контрольні питання

1. В лінії без спотворень:

1. Зберігається величина сигналу.
2. Величина сигналу зменшується у 2 рази.
3. Зберігається форма сигналу.
4. Несинусоїдний сигнал перетворюється в синусоїдальний.

2. Яке співвідношення параметрів характерно для лінії без спотворень?

$$1. \frac{L_0}{C_0} = \frac{G_0}{R_0}, \quad 2. \frac{L_0}{R_0} = \frac{C_0}{G_0}, \quad 3. L_0 R_0 = C_0 G_0, \quad 4. L_0 R_0 = \frac{C_0}{G_0}$$

3. Який характер має хвильовий опір лінії без спотворень?

1. Активно-індуктивний.
2. Активно-ємнісний.
3. Активний.
4. Індуктивний.

4. Якими первинними параметрами нехтують в лінії без втрат?

$$1. R_0, G_0. \quad 2. R_0, L_0. \quad 3. C_0, G_0. \quad 4. L_0, C_0.$$

5. Чому дорівнює коефіцієнт затухання в лінії без втрат?

$$1. \infty. \quad 2. 0. \quad 3. \sqrt{2}. \quad 4. \sqrt{3}.$$

6. Чому дорівнює фазова швидкість в повітряній лінії без втрат?

$$1. 3 \cdot 10^5 \text{ м/с}. \quad 2. 3 \cdot 10^6 \text{ м/с}. \quad 3. 3 \cdot 10^7 \text{ м/с}. \quad 4. 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}.$$

7. Яка формула описує довжину хвилі повітряної лінії?



$$1. \frac{C}{f} \quad 2. \frac{\omega}{\beta} \quad 3. \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad 4. \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$$

8. Який характер має хвильовий опір лінії без втрат?

1. Активний.
2. Активно-індуктивний.
3. Активно-ємнісний.
4. Індуктивний.

9. Яка формула описує вхідний опір розімкненої лінії без втрат?

$$1. iZ_C \operatorname{tg} \beta l \quad 2. -iZ_C \operatorname{tg} \beta l \quad 3. iZ_C \operatorname{ctg} \beta l \quad 4. -iZ_C \operatorname{ctg} \beta l$$

10. Яка формула описує вхідний опір короткозамкненої лінії без втрат?

$$1. iZ_C \operatorname{tg} \beta l \quad 2. -iZ_C \operatorname{tg} \beta l \quad 3. iZ_C \operatorname{ctg} \beta l \quad 4. -iZ_C \operatorname{ctg} \beta l$$

11. Чи є лінія без втрат лінією без спотворень?

1. Ні.
2. Так.

12. Який характер має опір навантаження в узгодженому режимі для лінії без втрат?

1. Індуктивний.
2. Активно-індуктивний.
3. Ємнісний.
4. Активний.

13. В узгодженому режимі діючі значення напруги та струму в лінії без втрат на виході лінії:

1. Залишаються такими, як і на вході лінії.
2. Зменшуються у 2 рази.
3. Збільшуються у 2 рази.
4. Зменшуються у 1,412 рази.

14. Чвертьхвильовий відрізок лінії без втрат з опором навантаження R має вхідний опір:

$$1. R \quad 2. \frac{Z_C^2}{R} \quad 3. \frac{R}{2} \quad 4. \frac{Z_C^2}{2R}$$



Практичне заняття №3

Тема: «Розрахунок параметрів нелінійних елементів».

Мета роботи: Навчитися проводити розрахунок основних параметрів біполярних транзисторів.

1. Теоретичні відомості

Транзистором (transistor) називають електроперетворювальний напівпровідниковий прилад, який складається, як правило, із двох $p-n$ переходів. Являє собою тришарову структуру, в якій крайні електроди утворені напівпровідником з електропровідністю, відмінною від електропровідності середнього електрода. Якщо як базу використовують напівпровідник p -типу, то емітер і колектор повинні мати провідність n -типу. Тоді одержимо транзистор $n-p-n$ структури або транзистор зворотної провідності (рис. 3.1, б).

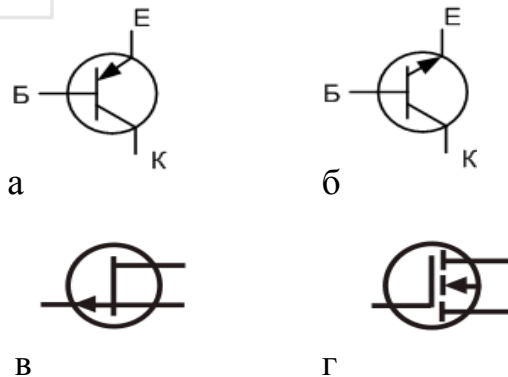


Рис. 3.1. Умовні позначення транзисторів на електричних схемах:
а) – біполярний транзистор прямої провідності; б) біполярний транзистор зворотної провідності; в) польовий транзистор з $p-n$ переходом і каналом p -типу; г) МОН-транзистор з індукованим n -каналом

Матеріалом для бази може служити не лише германій, але і кремній. Транзистор є зворотним приладом, це означає, що колектор



може виконувати функції емітера. Але властивості приладу в прямому і зворотному (інверсійному) напрямках різні, оскільки емітер і колектор відрізняються розмірами і електрофізичними властивостями.

Статичні параметри біполярних транзисторів

Як елемент електричної схеми транзистор завжди використовується таким чином, що один із його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій – спільним. В залежності від того, який електрод є спільним, розрізняють три схеми ввімкнення: зі спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) та спільним колектором (СК). Схеми вмикання наведені на рис. 3.2.

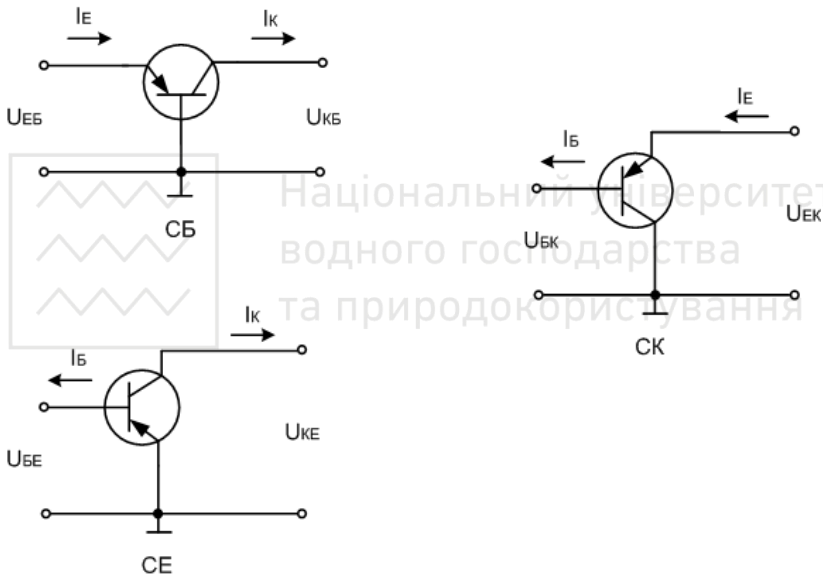


Рис. 3.2. Схеми вмикання транзистора

Одним із основних параметрів транзистора є коефіцієнт передачі за струмом, який являє собою відношення зміни вихідного струму до зміни вхідного струму.

Для схеми зі СБ вхідним є струм емітера I_E , а вихідним струм колектора I_K . Оскільки струм колектора завжди менший струму емітера, то коефіцієнт передачі струму менший одиниці і знаходиться в межах від 0,95 до 0,97.

В схемі зі СЕ струм бази I_B є вхідним, а I_K – вихідним. Оскільки струм бази значно менший струму колектора, то коефіцієнт переда-



чі струму значно більший одиниці і може становити декілька десятків одиниць для транзисторів середньої та високої потужності та 100 і більше для транзисторів малої потужності.

Коефіцієнт передачі за струмом для схеми зі СК також визначається відношенням приросту вихідного струму dI_E до вхідного dI_B . Схема зі СК забезпечує максимальне підсилення по струму.

Важливим параметром транзистора є об'ємний опір бази. База транзистора виконується в основному з високоомного матеріалу, тому її об'ємний опір r_b в роботі транзистора відіграє значну роль. Величина r_b визначається в основному опором її активного відрізка, а саме того шару бази, що знаходиться між емітером та колектором.

Режими роботи і статичні характеристики біполярних транзисторів. Поряд з описаним активним режимом транзистор в ряді імпульсних, ключових та інших схем транзистор може працювати в режимі відсікання або в режимі насичення.

В режимі відсікання обидва переходи зміщені в зворотному напрямку, отже через них течуть зворотні струми.

При підключенні обох батарей в прямому напрямку транзистор працює в режимі насичення – обидва переходи відкриті, а інжекція носіїв в базу має місце як з боку емітера, так і з боку колектора.

Розрізняють також ще інверсний режим роботи, при якому емітерний перехід зміщений в зворотному напрямі, тобто закритий, а колекторний – в прямому, тобто відкритий. Коефіцієнт передачі в інверсному режимі значно менший ніж в активному режимі, оскільки концентрація носіїв заряду в емітері значно вища концентрації носіїв в колекторній області.

Для кожної схеми включення існує чотири види статичних характеристик: вихідні, керуючі (характеристики прямої передачі), вхідні та прохідні (характеристики зворотного зв'язку).

Керуючі та вхідні характеристики, як правило, зображаються у вигляді однієї-двох кривих, що зумовлено слабкою залежністю вхідного струму від вхідної напруги $U_{вх}$.

Для кожної схеми ввімкнення з чотирьох видів характеристик незалежними є тільки дві. Тому, як правило, для аналізу використовуються тільки вхідні і вихідні характеристики.

Вхідна характеристика для схеми зі спільною базою є залежністю струму емітера I_E від напруги між емітером і базою $U_{ЕБ}$ при постійній напрузі між колектором і базою $U_{КБ} - I_E = f(U_{ЕБ})$ при $U_{КБ} =$



$=const$ (рис. 3.3). Оскільки I_E практично не залежить від $U_{КБ}$, то такі характеристики розміщуються дуже близько одна біля одної і вони зображаються однією або двома лініями.

Вихідна характеристика для схеми зі СБ є залежністю струму колектора I_K від напруги між колектором і базою при постійному струмі емітера I_E (рис. 3.4): $I_K = f(U_{КБ})$ при $I_E = const$.

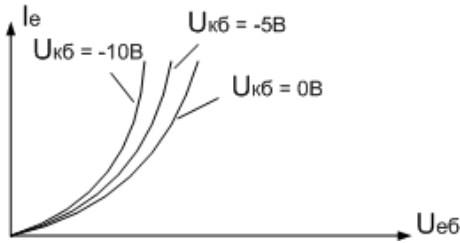


Рис. 3.3. Вхідна характеристика для схеми зі СБ

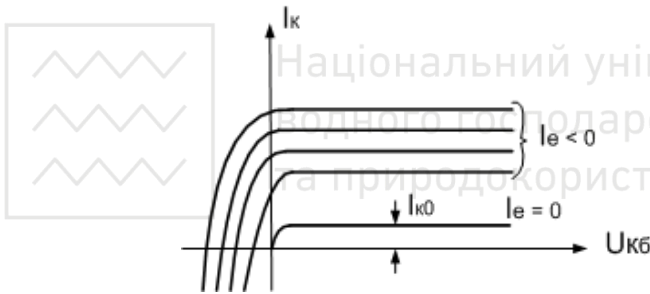


Рис. 3.4. Вихідні характеристики транзистора для схеми зі СБ

Вихідні характеристики майже паралельні осі напруг. Наявність невеликого нахилу пояснюється тим, що колекторна напруга має слабкий кінцевий вплив на рух носіїв до колекторного переходу. Кожна характеристика різко зростає в області, близькій до пробою.

При ввімкненні транзистора за схемою з СЕ статичні характеристики описуються залежностями:

$$I_K = f(U_{ке}); \quad I_{\bar{б}} = const - \text{вихідна характеристика};$$

$$I_{\bar{б}} = f(U_{\bar{б}е}); \quad U_{ке} = const - \text{вхідна характеристика}.$$

Вихідні характеристики для схеми з СЕ мають великий нахил у порівнянні з характеристиками для схеми з СБ, що пояснюється більш сильним впливом U_K на коефіцієнт передачі струму.

Крім того, при вмиканні транзистора за схемою з СЕ на величину I_K має вплив ефект лавинного множення носіїв в колекторному



переході. Тому різке збільшення струму колектора в передпробійній області починається для схеми з СЕ при більш низьких напругах, ніж в схемі з СБ. Цим зумовлюється той факт, що допустима колекторна напруга для схеми з СЕ менша в порівнянні зі схемою з СБ.

Можна показати, що мінімальне значення колекторного струму $I_K = I_{K0}$ має місце при струмі бази: $I_B = -I_{K0}$.

Звідси випливає, що транзистор в схемі з СЕ в діапазоні струмів бази від 0 до $-I_{K0}$ керується негативним вхідним струмом.

Вхідні характеристики схеми з СЕ мають такий самий вигляд, що і для схеми з СБ і розміщуються близько одна біля одної, тому при розрахунках використовують одну характеристику. На відміну від схеми з СБ вхідні характеристики схеми з СЕ більш лінійні.

Характеристики схеми з СК багато в чому спільні з характеристиками схеми з СЕ, оскільки в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні (I_E , I_K) відрізняються мало. Тому для практичних розрахунків як вихідні характеристики схеми з СК можна використовувати вихідні характеристики схеми з СЕ, якщо замінити I_K на I_E . Вхідні характеристики схеми з СК за формою збігаються з вхідними характеристиками схеми з СЕ, але зміщені по осі напруг праворуч на величину спаду напруги на колекторному переході.

2. Завдання та приклади розв'язання

Задача 3.1. Розрахувати параметри активного елемента підсилювального каскаду на біполярному транзисторі заданого типу (рис. 3.5) та номінали резисторів схеми для отримання коефіцієнта підсилення напруги K_U , якщо напруга живлення каскаду $E_{Ж}$, а опір навантаження R_H . Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1. Індивідуальні значення параметрів до задачі 3.1

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип БТ	КТ301Б	КТ307А	КТ312А	КТ317Б	КТ332А	КТ333В	КТ340Б	КТ342А	КТ343В	КТ348А
K_U , дБ	20	22	24	26	28	30	29	27	25	23
$E_{Ж}$, В	9	10	11	12	11	10	9	10	11	12
R_H , кОм	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип БТ	КТ349Б	КТ313Б	КТ316Г	КТ324А	КТ325Б	КТ339А	КТ345А	КТ350А	КТ351Б	КТ352А
K_U , дБ	21	20	22	24	26	28	30	29	27	25
$E_{Ж}$, В	11	10	9	10	11	12	11	10	9	10

R_H , кОм	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1
-------------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип БТ	КТ357В	КТ361Е	КТ364В	КТ369Б	КТ347А	КТ354А	КТ355А	КТ360Б	КТ363Б	КТ367А
K_U , дБ	23	21	20	22	24	26	28	30	29	27
$E_{Ж}$, В	11	12	11	10	9	10	11	12	11	10
R_H , кОм	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
Тип БТ	КТ397А	КТ370А	КТ371А	КТ372Б	КТ375А	КТ379Б	КТ380А	КТ385А	ГТ346Б	ГТ362А
K_U , дБ	25	23	21	20	22	24	26	28	30	29
$E_{Ж}$, В	9	10	11	12	11	10	9	10	11	12
R_H , кОм	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
Тип БТ	КТ373Г	КТ384А	КТ391А	КТС395А	КТ3102В	КТ3107Ж	КТ306В	КТ325А	КТ313А	ГТ330И
K_U , дБ	28	27	26	25	24	23	22	21	20	24
$E_{Ж}$, В	11	10	9	10	11	12	11	10	9	10
R_H , кОм	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9

Приклад розв'язання задачі 3.1. Розрахувати параметри активного елемента підсилювального каскаду на біполярному транзисторі КТ368А (рис. 3.5) та номінали резисторів схеми для отримання коефіцієнта підсилення напруги $K_U = 50$, якщо напруга живлення каскаду $E_{Ж} = 15$ В, а опір навантаження $R_H = 2$ кОм.

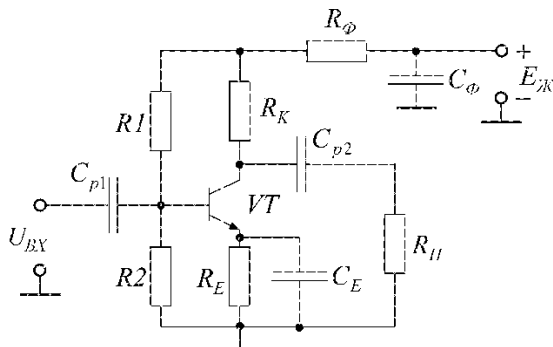


Рис. 3.5. Електрична схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

Розв'язок.

Проведемо розрахунок підсилювального каскаду на постійному струмі. За умовою симетрії робочої точки потенціал на колекторі



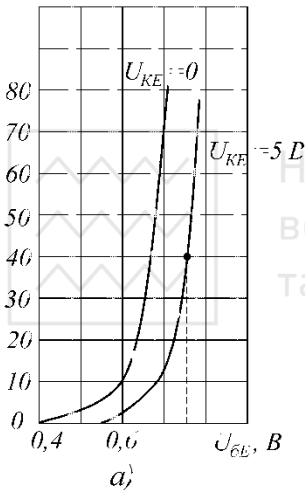
виберемо як половину напруги живлення, тобто $U_K = 0.5 E_{Ж}$. Потенціал емітера та спад напруги на опорі фільтра вибирають в межах $U_E \approx U_{R\phi} \approx (0.05 \dots 0.15) \cdot E_{Ж}$. Тоді $U_{KE} \approx U_{R_K} \approx 0.5 (E_{Ж} - U_E)$. Однак за другим законом Кірхгофа обов'язковим є виконання умови $U_{KE} + U_{R_K} + U_E + U_{R\phi} = E_{Ж}$. Тому:

$$U_K = 0,5 \cdot E_{Ж} = 0,5 \cdot 15 = 7,5 \text{ В};$$

$$U_E = U_{R\phi} = 0,1 \cdot E_{Ж} = 0,1 \cdot 15 = 1,5 \text{ В};$$

$$U_{KE} = U_{R_K} = 0,4 E_{Ж} = 0,4 \cdot 15 = 6 \text{ В}.$$

$I_B, \text{мкА}$



$I_K, \text{мА}$

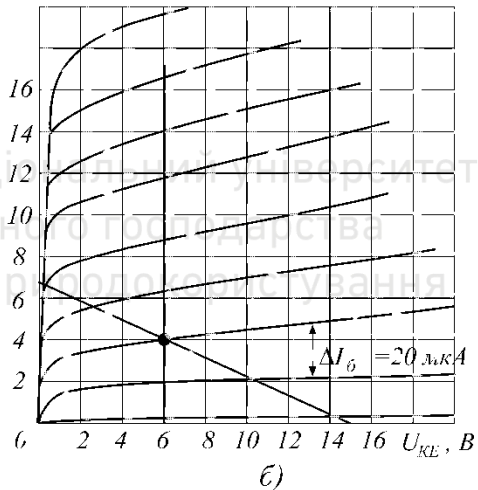


Рис. 3.6. Вхідна (а) та вихідна (б) статичні характеристики транзистора КТ368А [10]

За сімейством вихідних статичних характеристик транзистора вибираємо струм бази (при цьому в більшості практичних випадків вибирають другу, третю, четверту або п'яту статичні характеристики транзистора, не рахуючи характеристику для режиму холостого ходу на вході при $I_B = 0$). На перетині вибраної статичної характеристики та вертикальної прямої лінії для розрахованого значення напруги $U_{KE} = 6 \text{ В}$ відмічаємо робочу точку транзистора (рис. 3.6) і для неї визначаємо значення постійного струму колектора $I_K = 4 \text{ мА}$. Далі за вхідною характеристикою транзистора для $U_{KE} \neq 0$ та вибра-



ного струму бази $I_B = 40$ мкА визначасмо спад напруги між базою та емітером транзистора $U_{BE} = 0.77$ В, який для транзисторів провідності n-p-n буде позитивним, а для транзисторів провідності p-n-p – негативним. Таким чином визначають положення робочих точок транзистора на вхідній та вихідній статичних характеристиках. В звіті обов'язково мають бути наведені ксерокопії або скани вхідної та вихідної статичних характеристик транзистора з відміченими положеннями робочої точки.

Параметри транзистора в робочій точці (струм емітера та статичний коефіцієнт передачі струму транзистора, включеного за схемою з спільним емітером):

$$I_E = I_B + I_K = 0.04 + 4 = 4.04 \text{ мА}; \quad h_{21E} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 100.$$

За довідником по транзисторах необхідно перевірити, чи не перевищує розраховане значення h_{21E} максимально допустимого для даного транзистора (для транзистора КТ368А $h_{21E, \text{max}} = 200$, тобто розрахунок можна продовжувати).

Розрахуємо опори резисторів в колах колектора та емітера:

$$R_K = \frac{U_{R_K}}{I_K} = \frac{6}{4 \cdot 10^{-3}} = 1.5 \text{ кОм};$$

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{1.5}{4.04 \cdot 10^{-3}} = 371 \text{ Ом}.$$

Для того, щоб розрахувати подільник в колі бази, необхідно задатися струмом подільника, який вибирають в межах $(5 \div 10)I_B$ для підвищення стабільності роботи схеми. Виберемо $I_{II} = 10 \cdot I_B = 10 \cdot 0.04 = 0.4$ мА, тоді

$$R_1 = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\phi}} - U_B}{I_{II} + I_B} = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\phi}} - U_{BE} - U_E}{I_{II} + I_B} = \frac{15 - 1.5 - 0.77 - 1.5}{(0.4 + 0.04) \cdot 10^{-3}} = 25.5 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{U_B}{I_{II}} = \frac{U_{BE} + U_E}{I_{II}} = \frac{0.77 + 1.5}{0.4 \cdot 10^{-3}} = 5.68 \text{ кОм};$$



$$R_{\phi} = \frac{U_{R_{\phi}}}{I_K + I_{II} + I_B} = \frac{1.5}{(4 + 0.4 + 0.04) \cdot 10^{-3}} = 338 \text{ Ом.}$$

За вхідною та вихідною характеристиками транзистора (рис. 3.6) визначаємо вхідний і вихідний опори транзистора (як відношення приростів відповідних напруг та струмів в робочій точці) та його крутизну:

$$R_{BX} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0.025}{0.02 \cdot 10^{-3}} = 1.25 \text{ кОм};$$

$$R_{ВИХ} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} = \frac{4}{0.5 \cdot 10^{-3}} = 8 \text{ кОм};$$

$$S = \frac{h_{21E} \Delta I_B}{\Delta U_{BE}} = \frac{100 \cdot 0.02}{0.025} = 80 \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

Якщо статичні характеристики транзистора невідомі, можна користуватися наближеною формулою $S = (20 \div 40) I_K$.

Еквівалентні вхідний та вихідний опори підсилювача:

$$R_{BX.EKB} = \frac{1}{R_1^{-1} + R_2^{-1} + R_{BX}^{-1}} = \frac{1}{1/25500 + 1/5680 + 1/1250} = 985 \text{ Ом};$$

$$R_{ВИХ.EKB} = \frac{1}{R_K^{-1} + R_H^{-1} + R_{ВИХ}^{-1}} = \frac{1}{1/1500 + 1/2000 + 1/8000} = 774 \text{ Ом.}$$

Коефіцієнт підсилення напруги в діапазоні середніх частот:

$$K_U = SR_{ВИХ.EKB} = 0.08 \cdot 774 = 61.92 \quad \left(\leftarrow 5.84 \text{ дБ} \right)$$

Якщо в результаті розрахунків отримано коефіцієнт підсилення напруги, більший заданого в завданні (в розв'язуваному прикладі $K_{U,зад} = 50$), то розрахунок можна продовжувати далі, а якщо ні – необхідно повернутися до вибору параметрів транзистора в робочій точці і повторити розрахунки до отримання необхідного значення коефіцієнта підсилення напруги K_U .

Коефіцієнти підсилення каскаду за струмом та потужністю:

$$K_I = \frac{K_U R_{BX.EKB}}{R_{ВИХ.EKB}} = \frac{61.92 \cdot 985}{774} = 78.8 \quad \left(\leftarrow 7.93 \text{ дБ} \right)$$

$$K_P = K_U K_I = 61.92 \cdot 78.8 = 4879.3 \quad \left(\leftarrow 6.88 \text{ дБ} \right)$$



Розраховані коефіцієнти підсилення необхідно визначити як у відносних одиницях (разах), так і в логарифмічних одиницях (децибелах), при цьому використовуються такі правила перерахунку:

$$K_U \overset{\sim}{\langle B \rangle} = 20 \lg K_U; \quad K_I \overset{\sim}{\langle B \rangle} = 20 \lg K_I; \quad K_P \overset{\sim}{\langle B \rangle} = 10 \lg K_P;$$
$$K_U = 10^{0.05 K_U \overset{\sim}{\langle B \rangle}}; \quad K_I = 10^{0.05 K_I \overset{\sim}{\langle B \rangle}}; \quad K_P = 10^{0.1 K_P \overset{\sim}{\langle B \rangle}}$$

3. Контрольні питання

1. Назвіть основні матеріали для виготовлення транзисторів.
2. Що характеризує температурний коефіцієнт напруги?
3. Для чого призначені біполярні та уніполярні транзистори?
4. Чим відрізняються вольт-амперні характеристики кремнієвих та германієвих транзисторів?
5. Наведіть означення транзистора та галузь його застосування.
6. Яка гілка ВАХ транзистора називається робочою?
7. В чому полягає принципова різниця між діодом та транзистором?
8. Охарактеризуйте та наведіть форму вхідних та вихідних характеристик транзистора для схеми з спільним емітером.
9. Які параметри транзистора визначаються за його вхідною характеристикою?
10. Які параметри транзистора визначаються за його вихідною характеристикою?
11. Що таке прохідна характеристика транзистора і які його параметри можна за нею визначити?
12. Охарактеризуйте основні параметри транзистора, які визначають його вибір при використанні в електричній схемі.
13. Чому в деякому діапазоні спад напруги на переході транзистора залишається практично незмінним при зміні струму в широких межах?
14. Запишіть рівняння, що визначає залежність струму переходу транзистора від спаду напруги на переході.



Практичне заняття №4

Тема: «Розрахунок параметрів транзисторного ключа».

Мета роботи: Навчитися проводити розрахунок основних параметрів статичних режимів та перехідного процесу транзисторного ключа на біполярному транзисторі.

1. Теоретичні відомості

1.1. Призначення транзисторних ключів

Електронні ключі (ЕК) використовують для комутації сигналів в різних електричних колах. Найчастіше ключові схеми виконують на транзисторах, діодах або тиристорах. Розрізняють два види ключів:

- транзисторні насичені ключі;
- аналогові ключі.

Для передачі або відключення аналогових сигналів в електронній апаратурі застосовують електронні аналогові ключі, які при подачі сигналу управління (найчастіше сигналу логічної одиниці) переходять в замкнений або розімкнений стан. При замиканні ключа його внутрішній опір зменшується до значень $R_{\text{замк}} = (0.3 \dots 300) \text{ Ом}$ в ключах на біполярних транзисторах (БТ) і до значень $0,0003 \text{ Ом}$ в кращих ключах на польових (уніполярних) транзисторах (ПТ). При цьому в закритому стані вони мають опір близько $R_{\text{розімкн.}} = (50 \dots 500) \text{ кОм}$ для діодних ключів і ключів на БТ та порядку $(1 \dots 10) \text{ МОм}$ для ключів на ПТ. У кращих ключах на ПТ з ізольованим затвором опір розімкненого ключа може досягати 10^{12} Ом .

Транзисторні насичені ключі використовуються для формування імпульсних сигналів різної амплітуди, для перетворення рівнів імпульсних сигналів і керування різними пристроями (наприклад, електромагнітними реле або світлодіодними індикаторами).

1.2. Лінійні моделі транзисторів в режимі великого сигналу

На відміну від режиму малого сигналу, де відхилення від робочої



точки за постійним струмом не перевищує (20...30)%, в режимі великого сигналу транзистор швидко переходить із зони відсікання через активну область в режимі насичення та навпаки. Як правило, в імпульсній техніці транзистор працює в двох протилежних станах: в режимі відсікання (транзистор закритий) та в режимі насичення (транзистор відкритий і насичений). Коефіцієнт передачі транзистора в цих режимах менше одиниці, тобто він не має підсилювальних властивостей.

Крім того, при переході з одного режиму в другий та навпаки транзистор знаходиться в активному режимі, а час перемикання складає одиниці мікросекунд. У перехідному (активному) режимі коефіцієнт передачі транзистора набагато більше одиниці. В режимі великого сигналу характеристики транзистора нелінійні і принцип накладання не може бути застосований.

Для аналізу схем з транзисторами, що працюють в режимі великого сигналу, застосовують методи аналізу нелінійних схем. В інженерній практиці часто використовується метод апроксимації нелінійної ВАХ кусково-лінійними функціями.

Сутність методу полягає в тому, що для окремих областей (відсікання, насичення, перехідна область) виконується апроксимація нелінійних ВАХ кусково-лінійними функціями. У кожній області на основі апроксимуючих функцій ВАХ представляються рядом Тейлора. Однак всіма похідними, починаючи з другої, можна знехтувати, а ряд обмежиться двома доданками типу $a + b \cdot x$ (постійну складову необхідно врахувати).

На основі отриманих рівнянь для кожної з областей з урахуванням постійних складових синтезують електричну модель транзистора. При цьому моделі виходять лінійними для всіх трьох областей, однак з різними коефіцієнтами. Часто використовуються моделі транзисторів у системах h -, Y - та Z -параметрів.

Розглянемо апроксимацію вхідних і вихідних характеристик біполярного транзистора (схема з СЕ) і польового транзистора (з індукованим каналом). На рис. 4.1 представлені вихідні характеристики біполярного транзистора.

Область відсікання (1) розташована між характеристиками $I_{\bar{\sigma}} = 0$ і $I_{\bar{\sigma}} = -I_{K0}$ з відповідними значеннями струмів колектора $I_{K.пoc}$ і I_{K0} . Область насичення (3) відповідає мінімальним значен-



Опір транзистора в режимі насичення $R_{KE.nac}$ визначається тангенсом кута нахилу лінії 3, тобто $tg \beta$. Між ними знаходиться область активного режиму (2). На вхідних характеристиках транзистора (рис. 4.2) також зазначені ці три основні області.

Лінійна апроксимація вхідних та вихідних характеристик БТ з виділенням характерних областей наведена на рис. 4.3. Характеристики польового транзистора з індукованим каналом аналогічні розглянутим, а їх апроксимація для трьох областей (рис. 4.4) аналогічна.

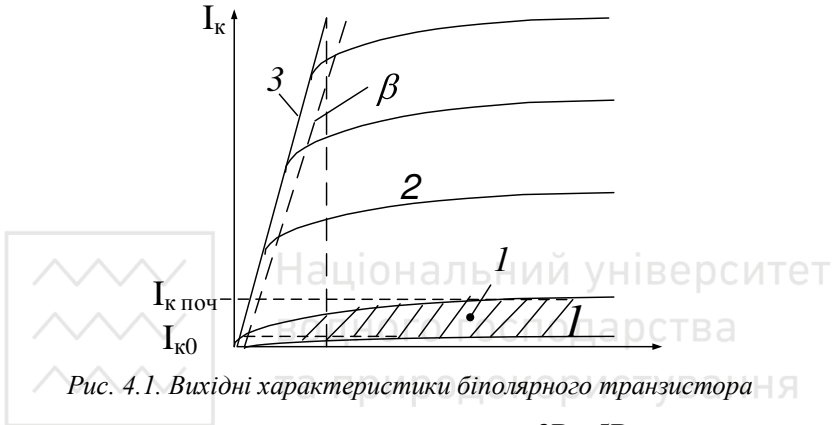


Рис. 4.1. Вихідні характеристики біполярного транзистора

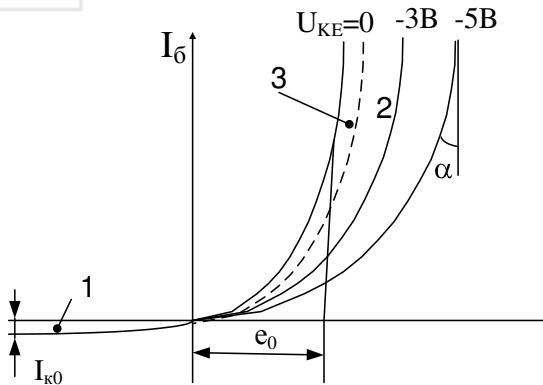


Рис. 4.2. Вхідні характеристики біполярного транзистора

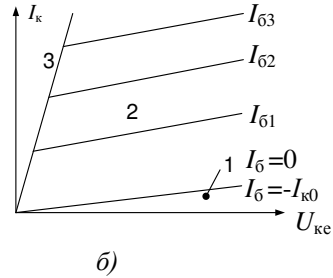
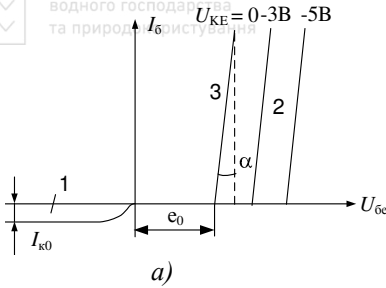


Рис. 4.3. Апроксимація вхідних (а) та вихідних (б) характеристик біполярного транзистора

Встановимо значення струмів колектора для транзистора, що знаходиться в режимі відсікання. Для схеми з спільною базою при $I_E = 0$ між базою і колектором протікає зворотний (тепловий) струм величиною I_{K0} (рис. 4.5, а). Для схеми з спільним емітером для забезпечення $I_B = 0$ необхідно через перехід емітер-база пропустити струм I_{K0} (рис. 4.5, б). При цьому струм колектора буде $I_{K.поч} = I_{K0} h_{21E}$, тобто в h_{21E} разів більше, ніж для схеми з спільною базою. Зменшити струм $I_{K.поч}$ до величини I_{K0} можна шляхом закривання транзистора потенціалом відсікання на базу, пропускаючи струм з бази в емітер величиною I_{K0} , в результаті чого $I_E = 0$, а $I_C = I_{K0}$ (рис. 4.5, в).

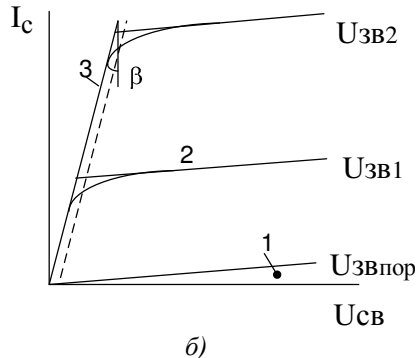
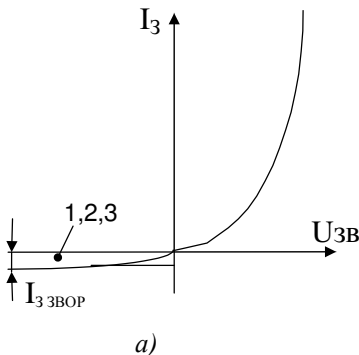


Рис. 4.4. Вхідні (а) та вихідні (б) характеристики польового транзистора з індукованим каналом

Електрична модель транзистора для області активного режиму



(2) була розглянута раніше.

Модель транзистора в області відсікання ($I_E = 0$), що забезпечується подачею позитивного потенціалу на базу відносно емітера (спільної шини), має вигляд, наведений на рис. 4.6.

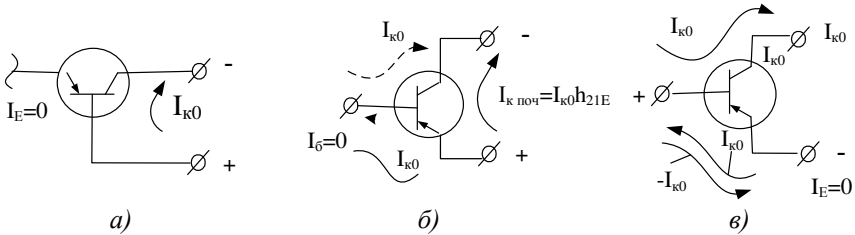


Рис. 4.5. Струми колектора транзисторів в режимі відсікання

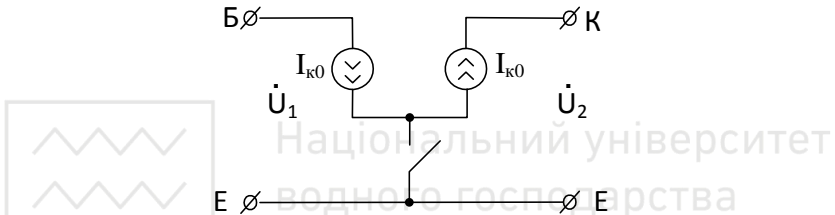


Рис. 4.6. Електрична модель транзистора для області відсікання (1)

Для області насичення (3) модель транзистора має вигляд (рис. 4.7), де e_0 визначається при апроксимації вхідної характеристики. При цьому $e_0 = U_{BE,нас} \approx (0.2 \div 0.5) \text{ В}$, $h_{11E} = tg \alpha$ (рис. 4.3, а), $R_{K,нас} = tg \beta$ (рис. 4.1).

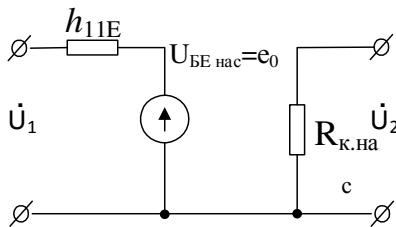


Рис. 4.7. Електрична модель транзистора в області насичення (3)

Модель транзистора в області відсікання являє собою розрив емітера відносно колекторно-базового переходу, через який протікає струм I_{K0} . Для цього режиму необхідно подати на базу транзистора потенціал відсікання відносно емітера.



Модель транзистора в режимі насичення являє собою практично замкнені електроди база, колектор і емітер, тому що $R_{K.нас} \approx (0.2 \div 10) \text{ Ом}$; $e_0 \approx (0.2 \div 0.5) \text{ В}$; $h_{1E} \approx (10 \div 100) \text{ Ом}$. Для забезпечення режиму насичення транзистора необхідно подати на базу струм, значно більший струму в режимі відсікання.

1.3. Методика розрахунку параметрів транзисторного ключа

Розрахунок транзисторного ключа в режимі насичення. Електрична схема ключа наведена на рис. 4.8. Для насичення ключа (рис. 4.8, а) необхідні позитивні вхідні імпульси визначеної амплітуди. В результаті розрахунків потрібно визначити тип транзистора, тобто параметри E_K , R_K , $R_B(E_I)$. Для негативних вхідних імпульсів застосовують транзистори провідності типу р-п-р (рис. 4.8, б).

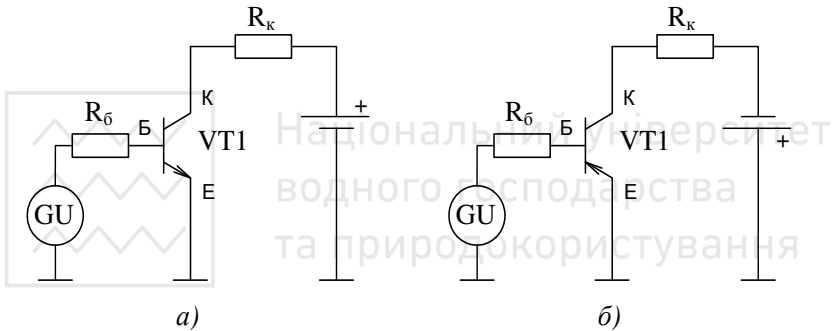


Рис. 4.8. Схеми включення біполярних транзисторів провідностей типу *n-p-n* (а) та *p-n-p* (б)

Розрахунок схеми за постійним струмом традиційний, однак враховується вхідна характеристика транзистора в режимі насичення $U_{KE} \approx 0$:

$$\begin{cases} E_K = U_{KE.нас} + I_K R_K; \\ U_{KE.нас} = I_K R_{K.нас}. \end{cases}$$

Навантажувальна лінія (1) будується за двома точками (режими XX і КЗ) (рис. 4.9):

$$\begin{aligned} \text{XX: } I_K &= 0, U_{KE} = E_K; \\ \text{КЗ: } U_{KE} &= 0, I_{К.З.} = \frac{E_K}{R_K}. \end{aligned}$$

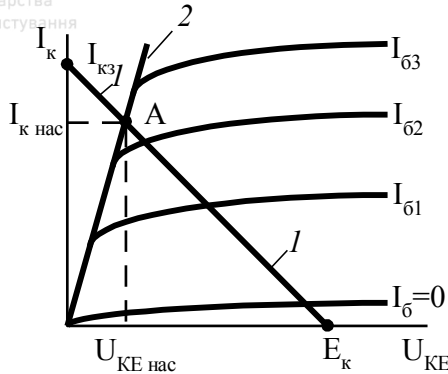


Рис. 4.9. До розрахунку ключа за постійним струмом

Перетином навантажувальної прямої (1) з лінією насичення (2) є точка "А", що визначає режим насичення та його параметри $I_{K \text{ нас}}$, $U_{KE \text{ нас}}$ та $I_{B \text{ нас}}$, в даному випадку це I_{B_3} (рис. 4.9). При проектуванні ключів струм колектора в режимі насичення зазвичай заданий, що визначає вибір типу транзистора за допустимим струмом і положенню точки "А" і струму $I_{K.з.}$. За значенням цього струму розраховують резистор R_K за формулою $R_K = \frac{E_K}{I_{K.з.}}$.

Для розрахунку резистора R_{δ} скористаємося вхідною характеристикою транзистора в режимі насичення ($U_{KE} \approx 0$). Струм бази, зумовлений E_I та резистором R_{δ} , має бути: $I_{\delta} \geq I_{\delta_3}$. Встановимо положення точки "А" на вхідній характеристиці за значенням струму бази в точці "А" на вихідних характеристиках для I_{δ_3} (рис. 4.10). Якщо E_I задано, то навантажувальна пряма до вхідних характеристик має перейти з точки ХХ (E_I) через точку "А" визначити значення струму КЗ ($I_{\delta \text{ К.з.}}$). Оскільки струм $I_{\delta \text{ К.з.}} = E_I / R_{\delta}$, то звідси можна визначити опір резистора R_{δ} як $R_{\delta} = E_I / I_{\delta \text{ К.з.}}$.

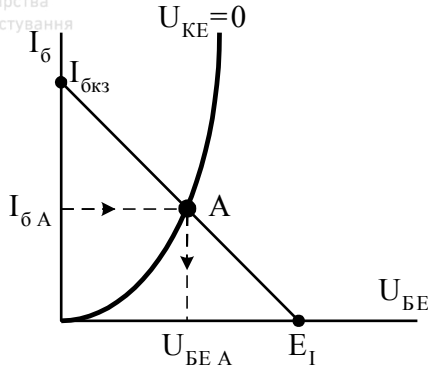


Рис. 4.10. Визначення положення робочої точки на входних характеристиках

Для прискорення процесу насичення ключа вводять поняття коефіцієнта насичення: $S = \frac{I_{\bar{b}}}{I_{\bar{b} \text{ нас}}}$, $I_{\bar{b} \text{ нас}} = I_{\bar{b} A}$.

Рекомендоване значення коефіцієнта $S \cong 1,5 \div 2$, тому що при збільшенні S зменшується час вмикання ключа, однак при цьому збільшується час вимикання.

Найпростіший розрахунок ключа.

$I_{\text{к нас}}$ – координата точки "А", $E_{\text{к}}$ – напруга, задана споживачем. Наприклад: $I_{\text{к нас}} = 0,1 \text{ A}$; $E_{\text{к}} \approx 10 \text{ В}$.

Прийmemo, що:

$$I_{\text{к.з.}} \cong I_{\text{к нас}} \Rightarrow R_{\text{к}} = \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{к нас}}} = \frac{10}{0,1} = 100 \text{ Ом},$$

тоді з врахуванням середнього коефіцієнта підсилення транзистора за струмом $h_{21E} \approx 50$ розрахуємо струм бази насичення:

$$I_{\bar{b} \text{ нас}} = \frac{I_{\text{к нас}}}{h_{21E}} = \frac{0,1}{50} \approx 2 \text{ мА}.$$

Прийmemo $S = 2$, тоді $I_{\bar{b}} = S \cdot I_{\bar{b} \text{ нас}} = 4 \text{ мА}$. Далі розрахуємо $R_{\bar{b}}$ при заданому значенні амплітуди імпульсу, наприклад, при $E_I = 5 \text{ В}$, $U_{\text{BE.A}} \approx 0,4 \text{ В}$ отримаємо:



$$R_{\delta} = \frac{E_I - U_{BE} A}{I_{\delta} A} = \frac{5 - 0,4}{4 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \text{ кОм.}$$

Орієнтовні вимоги до транзистора:

$$U_{KE} \text{ проб} = 15 \div 20 \text{ В}; \quad I_{K \text{ max}} = 150 \div 200 \text{ мА}; \quad h_{21E} \approx 50.$$

Повна модель ключа для області насичення наведена на рис. 4.11. При цьому $R_{K \text{ нас}} \ll R_K$, що забезпечує $U_{KE \text{ нас}} \approx 0$.

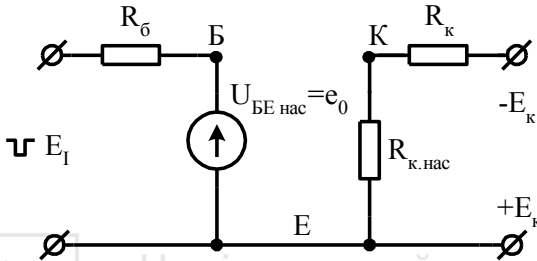


Рис. 4.11. Повна модель ключа для області насичення при $I_{\delta} \geq I_{\delta \text{ нас}}$

Спрощена модель ключа наведена на рис. 4.12. У спрощеному варіанті можна вважати, що виводи транзистора К, Е та Б мають однаковий потенціал.

Розрахунок транзисторного ключа в режимі відсікання. Схема ключа і вихідні дані для розрахунку за постійним струмом в даному режимі наведені на рис. 4.13.

На вхід схеми подаються позитивні імпульси, що замикають транзистор. Робоча точка A_1 для повністю закритого транзистора має розташовуватися на самій нижній характеристиці ($I_{\delta} = -I_{K0}$).

При цьому $U_{KE \text{ відс}} \approx -E_K$. Розрахунок режиму за постійним струмом аналогічний. Модель ключа в режимі відсікання наведена на рис. 4.14.

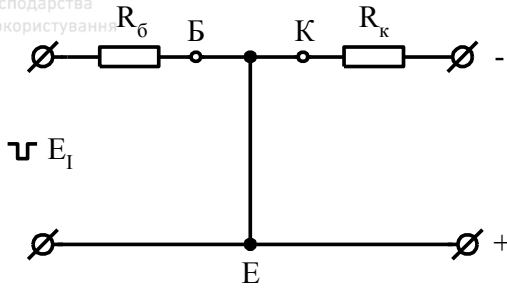


Рис. 4.12. Спрощена модель ключа при $I_{\text{б}} \geq I_{\text{б нас}}$



Рис. 4.13. Схема ключа в режимі відсікання та вихідні дані для розрахунків за постійним струмом

Розрахуємо необхідну амплітуду імпульсів (E_I), що подаються на вхід ключа і забезпечують закривання транзистора (точка A_1).

За відомим описом вхідна характеристика транзистора

$$I_{\text{б}} = I_{\text{б нас}} \cdot \left(e^{\frac{-U_{\text{BE}}}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

де $I_{\text{б нас}}$ – значення струму бази при зворотному включенні вхідного переходу транзистора, в режимі відсікання $I_{\text{б нас}} = -I_{\text{к0}}$; φ_T – тепловий потенціал (25 мВ при $T = 293^\circ\text{K}$).

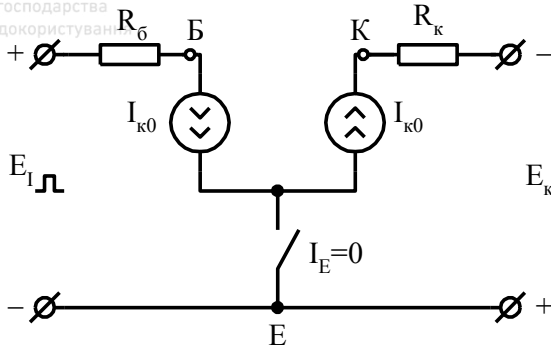


Рис. 4.14. Модель ключа в режимі відсікання

Тоді

$$I_{\text{б}} = I_{\text{к0}} \cdot \begin{pmatrix} \frac{-U_{\text{BE}}}{\varphi_T} & \\ e^{\varphi_T} & -1 \end{pmatrix}.$$

Якщо $e^{\frac{-U_{\text{BE}}}{\varphi_T}} \ll 1$, то $I_{\text{б}} = -I_{\text{к0}}$, що забезпечує роботу транзисторного ключа в точці А₁. Для забезпечення $e^{\frac{-U_{\text{BE}}}{\varphi_T}} \ll 1$ необхідно, щоб $U_{\text{BE}} \approx 10\varphi_T = 250 \text{ мВ}$.

Знайдемо амплітуду вхідних імпульсів:

$$E_I = U_{\text{BE}} \text{ відс}_{\text{max}} + I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{б}}.$$

Значення напруги $I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{б}}$ має порядок десятків мілівольт, тому із запасом $E_I \approx (0,3 \div 0,5) \text{ В}$. Тому спрощена модель ключа є розімкненими колектором і емітером при напрузі на базі $(0,3 \div 0,5) \text{ В}$.

1.4. Аналіз перехідних процесів в транзисторному ключі

Розрахунок транзисторного ключа.

На вхід схеми транзисторного ключа при $t < t_1$ подається позитивна напруга високого рівня $E^1 = 2.4 \text{ В}$, а при $t \geq t_1$ – низького рівня $E^0 = 0.4 \text{ В}$ (рис. 4.15). Таким чином, транзисторний ключ на транзисторі $p-n-p$ типу може переключатися, якщо при $E = E^1$ транзистор закритий, а при $E = E^0$ – відкритий. Якісно фізичні



процеси при включенні транзисторного ключа протікають таким чином. У вихідному стані $t < t_1$ транзистор закритий, напруга на його базі U_{δ}^+ має бути більш позитивною, ніж порогове значення $U_{\delta 0}$, наприклад, $U_{\delta}^+ \geq 0$. Вхідна паразитна ємність C_{BX} заряджена до цієї напруги, тому при $t \geq t_1$ за час перезаряду конденсатора C_{BX} спочатку виникає затримка включення, а потім починається включення.

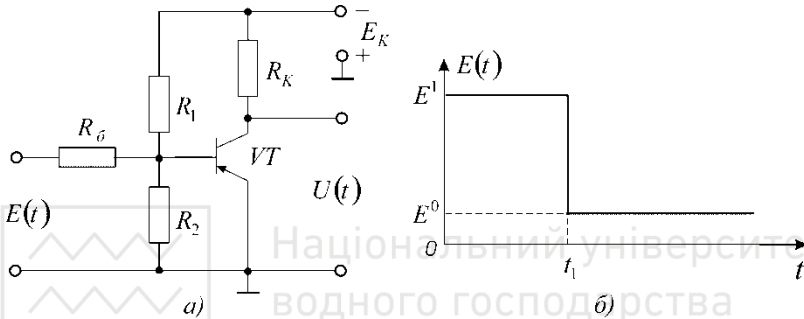


Рис. 4.15. Схема транзисторного ключа (а) та часова діаграма його вхідного сигналу (б)

Покладаючи для простоти $t_1 = 0$ та враховуючи, що $i_K \approx 0$,

за формулою експоненти $f \approx f_0 e^{-t/\tau}$ отримуємо співвідношення для колекторного струму як функцію часу

$$i_K \approx \beta I_{\delta}^1 \left(1 - e^{-t/\tau_{\beta}} \right), \quad (4.1)$$

де $\tau_{\beta} = \frac{1}{\omega_{\beta}} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}}$ – стала часу, яка характеризує інерційність

транзистора та дорівнює часу життя носіїв в базі; f_{β} – гранична частота транзистора, на якій $\beta = 0.707 \beta_0$; β_0 – коефіцієнт передачі струму бази на низьких частотах; f_{α} – гранична частота, на якій $\alpha = 0.707 \alpha_0$; α_0 – коефіцієнт передачі струму емітера на низьких



частотах; $\tau_\alpha = \frac{1}{\omega_\alpha} = \frac{1}{2\pi f_\alpha} = \frac{1}{2\pi f_T}$; f_T – частота, на якій

$$|\beta| = 1; \tau_\alpha = \frac{\tau_\beta}{1 + \beta} \approx \frac{\tau_\beta}{\beta}.$$

Оскільки I_0^1 – величина стала, можна вважати, що за час включення коефіцієнт передачі транзистора змінюється за законом

$$h_\beta \approx \beta \left(1 - e^{-t/\tau_\beta} \right), \quad (4.2)$$

де h_β – перехідна характеристика транзистора.

Враховуючи, що $L \approx \frac{1}{p}$ та $L \approx \frac{1}{p - \alpha}$, перепишемо співвідношення для колекторного струму в операторній формі:

$$\begin{aligned} I_K &\approx \beta I_0^1 \left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p + \frac{1}{\tau_\beta}} \right) = \beta I_0^1 \frac{p + \frac{1}{\tau_\beta} - p}{p \left(p + \frac{1}{\tau_\beta} \right)} = \\ &= \frac{\beta I_0^1}{\tau_\beta} \cdot \frac{1}{p \left(p + \frac{1}{\tau_\beta} \right)} = \frac{I_0^1}{p} \cdot \frac{\beta}{1 + p\tau_\beta}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Колекторний струм можна представити як добуток базового струму на передавальну функцію:

$$I_K \approx I_0 \cdot K, \quad (4.4)$$

Оскільки $I_0 \approx \frac{I_0^1}{p}$, то з виразу (4.3) отримаємо

$$K \approx \frac{I_K}{I_0} \approx \frac{\beta}{1 + p\tau_\beta}, \quad (4.5)$$

що є операторною передавальною функцією транзисторного ключа.

При цьому до того моменту, коли струм колектора досягне зна-



чення $I_{K.H}$, експонента в співвідношенні (4.1) для i_K з сталою часу $\tau_{\beta_{екв}} = \tau_{\beta} + \beta C_{K\delta} R_K$ описує реальний колекторний струм транзистора, а далі з сталою часу $\tau_H \approx \tau_{\beta}$ – уявний струм, де $C_{K\delta}$ – паразитна ємність переходу колектор – база, а τ_H – стала часу транзистора в насиченому стані.

2. Завдання та приклади розв’язання

Задача 4.1. Розрахувати параметри транзисторного ключа на біполярному транзисторі заданого типу, якщо на його вхід (рис. 4.15, а) подається сигнал E (рис. 4.15, б) з параметрами E^1 та E^0 . Потрібні параметри схеми та вихідного сигналу транзисторного ключа: допустима тривалість фронту вихідної напруги t_{ϕ} , мінімальний рівень логічної одиниці вихідної напруги $|U^1|$, максимальний рівень логічного нуля вихідної напруги $|U^0|$, максимально допустимий струм, що споживається схемою від джерела вхідного сигналу $I_{\text{вх.мак}}$, мінімальна завадостійкість $|U_3|$, модуль напруги живлення транзисторного ключа $|E_K|$, а струм насичення транзистора I_{KH} . Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 4.1. Необхідно:

1) розрахувати потрібні для побудови часових діаграм величини: напруги та струми в характерних точках часових діаграм, а також тривалості етапів перехідного процесу;

2) відповідно до розрахованих даних побудувати часові діаграми i_{δ} , U_{δ} , i_K та U_K , синхронні з E ;

3) вказати, як зміняться розраховані в п. 1 величини при збільшенні параметру E^1 ; результати пояснити, виходячи з фізичних міркувань.

Таблиця 4.1. Індивідуальні значення параметрів до задачі 4.1

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип БТ	КТ301Б	КТ307А	КТ312А	КТ317Б	КТ332А	КТ333В	КТ340Б	КТ342А	КТ343В	КТ348А
E^1 , В	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.8	2.9
E^0 , В	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
t_{ϕ} , мкс	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55

U^1 , В	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
U^0 , В	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6
$I_{ex,max}$, МА	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
$ U_3 $, В	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7
$ E_K $, В	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
I_{KH} , МА	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип БТ	КТ349Б	КТ313Б	КТ316Г	КТ324А	КТ325Б	КТ339А	КТ345А	КТ350А	КТ351Б	КТ352А
E^1 , В	3	3.1	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8	3.9
E^0 , В	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
t_{ϕ} , мкс	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55
U^1 , В	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13	13.5	14	14.5
U^0 , В	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6
$I_{ex,max}$, МА	1.6	1.7	1.8	1.9	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5
$ U_3 $, В	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7
$ E_K $, В	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
I_{KH} , МА	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13	13.5	14	14.5

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип БТ	КТ357В	КТ361Е	КТ364В	КТ369Б	КТ347А	КТ354А	КТ355А	КТ360Б	КТ363Б	КТ367А
E^1 , В	4	4.1	4.2	4.3	4.4	4.5	4.6	4.7	4.8	4.9
E^0 , В	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
t_{ϕ} , мкс	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55
U^1 , В	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
U^0 , В	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6
$I_{ex,max}$, МА	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
$ U_3 $, В	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7
$ E_K $, В	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
I_{KH} , МА	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
Тип БТ	КТ397А	КТ370А	КТ371А	КТ372Б	КТ368Б	КТ379Б	КТ380А	КТ385А	ГТ346Б	ГТ362А
E^1 , В	5	5.1	5.2	5.3	5.4	5.5	5.6	5.7	5.8	5.9
E^0 , В	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
t_{ϕ} , мкс	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55
U^1 , В	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13	13.5	14	14.5
U^0 , В	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6
$I_{ex,max}$, МА	1.6	1.7	1.8	1.9	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5

$ U_3 $, В	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7
$ E_K $, В	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
I_{KH} , мА	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13	13.5	14	14.5

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
Тип БТ	КТ373Г	КТ384А	КТ391А	КТС395А	КТ3102В	КТ3107Ж	КТ306В	КТ325А	КТ313А	ГТ330И
E^1 , В	6	6.1	6.2	6.3	6.4	6.5	6.6	6.7	6.8	6.9
E^0 , В	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
t_ϕ , мкс	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55
$ U^1 $, В	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
$ U^0 $, В	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6
$I_{ex,max}$, мА	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
$ U_3 $, В	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7
$ E_K $, В	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
I_{KH} , мА	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5

Приклад розв'язання задачі 4.1. Розрахувати параметри транзисторного ключа на транзисторі КТ375А, якщо на його вхід (рис. 4.15, а) подається сигнал E (рис. 4.15, б) з параметрами $E^1 = 2.4 \text{ В}$ та $E^0 = 0.4 \text{ В}$. Потрібні параметри схеми та вихідного сигналу транзисторного ключа: допустима тривалість фронту вихідної напруги $t_\phi = 0.5 \text{ мкс}$; рівень логічної одиниці вихідної напруги $|U^1| \geq 9.5 \text{ В}$; рівень логічного нуля вихідної напруги $|U^0| \leq 1 \text{ В}$; максимально допустимий струм, що споживається схемою від джерела вхідного сигналу $I_{ex,max} = 1 \text{ мА}$; завадостійкість $|U_3| \geq 0.5 \text{ В}$; модуль напруги живлення транзисторного ключа $|E_K| = 18 \text{ В}$, а струм насичення транзистора $I_{KH} = 10 \text{ мА}$. Необхідно:

- 1) розрахувати потрібні для побудови часових діаграм величини: напруги та струми в характерних точках часових діаграм, а також тривалості етапів перехідного процесу;
- 2) відповідно до розрахованих даних побудувати часові діаграми i_b , U_b , i_K та U_K , синхронні з E ;
- 3) вказати, як зміняться розраховані в п. 1 величини при збіль-



шенні параметру E^1 ; результати пояснити, виходячи з фізичних міркувань.

Розв'язок.

1. Вважаючи, що $\tau_\alpha \approx t_\phi$, визначаємо вимоги до транзистора за критерієм швидкодії:

$$f_\alpha \geq \frac{1}{2\pi t_\phi} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-7}} = \frac{10^6}{\pi} \approx 0.3 \text{ МГц}.$$

Для заданого транзистора типу КТ375А, призначеного для роботи в імпульсних схемах, дана умова виконується:

$$f_{\alpha.\min} \approx \beta_{\min} |\beta_{BЧ}| f_{BЧ} = 10 \cdot 2.5 \cdot 10^8 = 2.5 \text{ ГГц} \gg f_\alpha = 0.3 \text{ МГц};$$

$$U_{K.\text{нр}} = 60 \text{ В} \geq E_K = 18 \text{ В},$$

де β_{\min} – мінімальне значення статичного коефіцієнта передачі струму транзистора в схемі з спільним емітером; $|\beta_{BЧ}|$ – модуль коефіцієнта передачі струму на високій частоті $f_{BЧ}$.

Для заданого значення колекторного струму в режимі насичення $I_{K.H} = 10 \text{ мА}$ обчислюємо:

$$R_K = \frac{E_K - U_{K.H}}{I_{K.H}} = \frac{18 - 0.4}{0.01} = 1760 \text{ Ом},$$

де $U_{K.H} = 0.4 \text{ В}$ – напруга насичення переходу колектор-емітер транзистора КТ375А (вибирається з діапазону (0.2...0.6) В). За результатами розрахунків вибираємо $R_K = 1.8 \text{ кОм}$.

За максимальним значенням зворотного струму колектора $I_{K0} = 10 \text{ мкА}$ при $t = +85^\circ \text{C}$ перевіримо, чи виконується умова $|U^1| \geq 9.5 \text{ В}$:

$$U^1 = -E_K - I_{K0} R_K \approx -(8 \cdot 10^{-5} \cdot 1800) \approx -17.982 \text{ В} < -9.5.$$

Таким чином, вимога до рівня логічної одиниці вихідної напруги виконується.

Розглянемо роботу транзисторного ключа в двох характерних режимах – відсікання та насичення.

Режим відсікання. Використовуючи до подільника напруги R_1 , R_2 теорему про еквівалентний генератор та замінюючи транзистор



VT генератором струму I_{K0} , представимо еквівалентну схему вхідного кола транзисторного ключа (рис. 4.16, а). Для забезпечення режиму відсікання напруга на базі транзистора має задовольняти умову (рис. 4.16, б)

$$U_{\bar{\sigma}}^+ \geq -|U_{\bar{\sigma}0}| + U_3^0,$$

де $U_{\bar{\sigma}0}$ – порогова напруга відкриття транзистора, $U_{\bar{\sigma}0} = -0.6 \text{ В}$ (визначається за вхідною характеристикою транзистора з довідника); U_3^0 – завадостійкість, тобто максимально допустимий рівень завади від'ємного знаку (в нашому випадку) при нарузі запирання на вході.

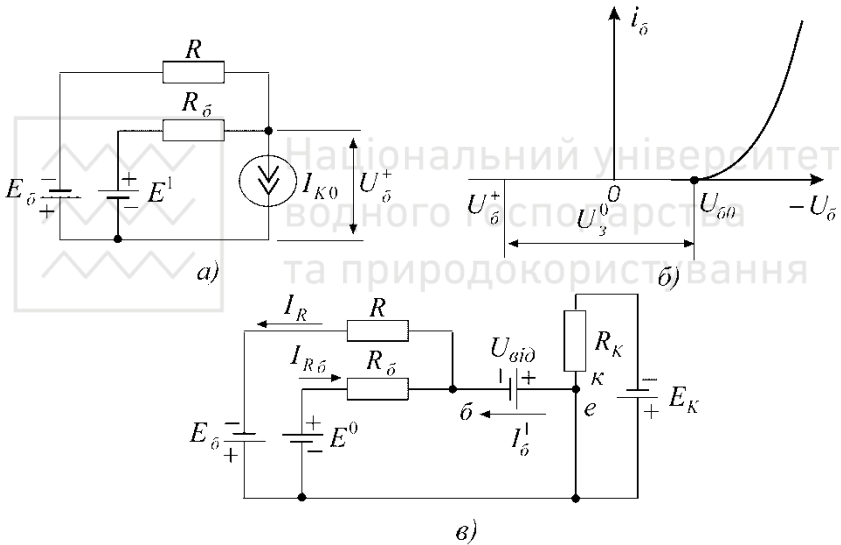


Рис. 4.16. Еквівалентна схема вхідного кола транзисторного ключа в режимі відсікання (а), вхідна характеристика транзистора (б) та еквівалентна схема транзисторного ключа в режимі насичення (в)

З еквівалентної схеми знаходимо

$$U_{\bar{\sigma}}^+ = E^1 \frac{R}{R + R_{\bar{\sigma}}} - E_{\bar{\sigma}} \frac{R_{\bar{\sigma}}}{R + R_{\bar{\sigma}}} - I_{K0} \frac{R R_{\bar{\sigma}}}{R + R_{\bar{\sigma}}} \geq U_3^0 - |U_{\bar{\sigma}0}|,$$

де $E_{\bar{\sigma}} = K_R E_K$, $K_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

З останнього співвідношення



$$R_{\bar{o}} \leq R \frac{E^1 + |U_{\bar{o}0}| - U_3^0}{K_R E_K + I_{K0} R + U_3^0 - |U_{\bar{o}0}|}.$$

При $E^1 \gg |U_{\bar{o}0}| - U_3^0$ та $K_R E_K \gg I_{K0} R + U_3^0 - |U_{\bar{o}0}|$ (що виконується на практиці) отримаємо умову відсікання:

$$R_{\bar{o}} \leq \frac{E^1 R}{K_R E_K}. \quad (4.6)$$

Якщо врахувати, що $\frac{R}{K_R} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = R_1$, то умову відсікання можна переписати таким чином:

$$R_{\bar{o}} \leq R_1 \frac{E^1}{E_K}. \quad (4.7)$$

Крім того, з еквівалентної схеми видно, що через джерело сигналу E^1 протікає струм

$$I_{ex} \approx \frac{E^1 + K_R E_K}{R + R_{\bar{o}}}.$$

Режим насичення. Представимо транзистор в режимі насичення в якості джерела $U_{\bar{o}id} = U_{\bar{o}.H}$ та отримаємо еквівалентну схему транзисторного ключа (рис. 4.16, в), з якої визначимо:

$$I_{\bar{o}}^1 = I_R - I_{R\bar{o}}; \quad I_R = \frac{E_{\bar{o}} - |U_{\bar{o}id}|}{R}; \quad I_{R\bar{o}} = \frac{|U_{\bar{o}id}| + E^0}{R_{\bar{o}}}.$$

Для вводу транзистора в режим насичення з потрібним коефіцієнтом S необхідно забезпечити струм

$$I_{\bar{o}}^1 = S I_{\bar{o}.H} = S \frac{I_{K.H}}{\beta} \approx \frac{S}{\beta} \cdot \frac{E_K}{R_K}.$$

В цьому випадку з останніх чотирьох співвідношень знайдемо умову насичення:



$$R = R_K \frac{\beta}{S} \left[K_R - \frac{|U_{ei0}|}{E_K} - \left(K_R + \frac{U_3^1}{E_K} \right) \frac{U_{ei0} + E^0}{E^1 - U_3^1} \right] \approx \quad (4.8)$$

$$\approx R_K \frac{K_R \beta}{S}.$$

Тоді

$$R_{\bar{\sigma}} \leq R \frac{E^1}{K_R E_K} = R_K \frac{K_R \beta}{S} \frac{E^1}{K_R E_K} = R_K \frac{\beta}{S} \frac{E^1}{E_K},$$

при цьому потрібний коефіцієнт насичення $S \geq (2 \div 1.5)$ має забезпечуватися при мінімальному значенні β . Приймаємо $S = 1.4$ при $\beta = 20$ та розраховуємо значення $R_{\bar{\sigma}}$:

$$R_{\bar{\sigma}} \leq 1800 \cdot \frac{20}{1.4} \cdot \frac{2.4}{18} = 3.428 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_{\bar{\sigma}} = 3.3 \text{ кОм}$.

Для обмеження струму, споживаного від джерела сигналу, необхідно забезпечити виконання умови

$$R + R_{\bar{\sigma}} \geq \frac{E^1 + K_R E_K}{I_{ex,max}}.$$

Підставивши в останнє співвідношення результати виразу (4.8) та провівши еквівалентні перетворення, для мінімального значення β_{min} отримаємо

$$K_R \geq \frac{S (E^1 - R_{\bar{\sigma}} I_{ex,max})}{R_K \beta_{min} I_{ex,max} - S E_K}. \quad (4.9)$$

За співвідношенням (4.9) можна визначити мінімальне значення коефіцієнта передачі резистивного подільника напруги $K_{R,min}$. Підставивши чисельні дані, отримаємо

$$K_{R,min} = \frac{1.4 \cdot (2.4 - 3300 \cdot 10^{-3})}{1800 \cdot 20 \cdot 10^{-3} - 1.4 \cdot 18} = -0.117.$$

Значення коефіцієнта передачі K_R необхідно обмежити з верхнього боку, тому для режиму відсікання буде справедливим таке співвідношення



3 ЯКОГО

$$E^1 - |U_{3.min}^0| \geq K_R |E_K| - |U_{\delta 0}|,$$

$$K_{R.max} = \frac{E^1 - |U_{3.min}^0| + |U_{\delta 0}|}{|E_K|}.$$

Підставивши чисельні значення, отримаємо

$$K_{R.max} = \frac{2.4 - 0.5 + 0.6}{18} = 0.139.$$

Однак реально значення $K_{R.max}$ можна дещо збільшити, тому що ми не врахували вплив подільника на вході ключа. Тому на основі проведених розрахунків вибираємо $K_R = 0.3$.

Далі визначимо опір резистора верхнього плеча подільника напруги за формулою

$$R_1 \geq R_{\delta} \frac{E_K}{E^1} = 3300 \cdot \frac{18}{2.4} = 24.75 \text{ кОм}.$$

Для подальших розрахунків вибираємо $R_1 = 27 \text{ кОм}$.

$$R_2 = \frac{K_R R_1}{1 - K_R} = \frac{0.3 \cdot 27}{1 - 0.3} = 11.57 \text{ кОм}.$$

Для подальших розрахунків вибираємо $R_2 = 12 \text{ кОм}$.

Для знайдених номіналів резисторів R_1 і R_2 обчислимо:

$$K_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12}{27 + 12} = 0.308; \quad R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{27 \cdot 12}{27 + 12} = 8.31 \text{ кОм}.$$

Розраховуємо потрібні для побудови часових діаграм величини.

$$\begin{aligned} U_{\delta} &\overset{\curvearrowright}{=} U_{\delta}^+ = E^1 \frac{R}{R + R_{\delta}} - E_{\delta} \frac{R_{\delta}}{R + R_{\delta}} - I_{K0} \frac{R R_{\delta}}{R + R_{\delta}} = \\ &= 2.4 \frac{8310}{8310 + 3300} - 0.308 \cdot 18 \frac{3300}{8310 + 3300} - 10^{-5} \frac{8310 \cdot 3300}{8310 + 3300} = \\ &= 1.718 - 1.576 - 0.024 = 0.118 \text{ В}. \end{aligned}$$

Після моменту t_1 напруга на вході зменшується до величини $E = E^0 = 0.4 \text{ В}$, паразитна ємність C_{BX} намагається перезаряди-



тисся до напруги U_{β} , яку знайдемо за виразом

$$U_{\beta} \cong E^0 \frac{R}{R+R_{\beta}} - K_R E_K \frac{R_{\beta}}{R+R_{\beta}} - I_{K0} \frac{R R_{\beta}}{R+R_{\beta}} =$$

$$= 0.4 \frac{8310}{8310+3300} - 0.308 \cdot 18 \frac{3300}{8310+3300} - 10^{-5} \frac{8310 \cdot 3300}{8310+3300} =$$

$$= 0.286 - 1.576 - 0.024 = -1.314 \text{ В.}$$

Таким чином, в розглянутому транзисторному ключі реалізується необхідна за завданням завадостійкість, тому що при дії на вході транзисторного ключа сигналу рівня логічної одиниці негативна

завада з амплітудою $|U_{3.min}| = 0.5 \text{ В}$ не буде приводити до відкриття транзистора, тому що

$U_{\beta} |U_{3.min}| = -0.382 \text{ В} > U_{\beta 0} = -0.6 \text{ В}$. Аналогічно, при дії

на вході транзисторного ключа сигналу рівня логічного нуля позитивна завада з амплітудою $|U_{3.min}| = 0.5 \text{ В}$ не буде приводити до виходу транзистора з режиму насичення, тому що

$U_{\beta} |U_{3.min}| = -0.814 \text{ В} < U_{\beta id} = -0.8 \text{ В}$.

Затримка включення або час підготовки транзистора до відкриття

$$t_3^{10} \approx \tau \ln \left[1 + \left| \frac{U_{\beta}^+}{U_{\beta}} \right| \right] = \tau \ln \frac{E^1 - E^0}{E^1 - |U_{\beta 0}|},$$

де $C_{BX} = C_K + C_E + C_H = 100 \dots 120 \text{ пФ}$ – вхідна паразитна ємність

транзисторного ключа; $\tau = C_{BX} \frac{R \cdot R_{\beta}}{R + R_{\beta}}$ – стала часу вхідного кола

транзисторного ключа.

Підставивши чисельні дані, отримаємо

$$t_3^{10} = 100 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{8310 \cdot 3300}{8310 + 3300} \ln \left[1 + \left| -\frac{0.118}{1.314} \right| \right] = 0.02 \text{ мкс.}$$

Знайдемо струм бази



$$I_{\bar{\sigma}}^1 = I_R - I_{R\bar{\sigma}} = \frac{E_{\bar{\sigma}} - |U_{\bar{\sigma}id}|}{R} - \frac{|U_{\bar{\sigma}id}| + E^0}{R_{\bar{\sigma}}} = \frac{K_R E_K - |U_{\bar{\sigma}id}|}{R} - \frac{|U_{\bar{\sigma}id}| + E^0}{R_{\bar{\sigma}}} = \frac{0.308 \cdot 18 - 0.8}{8310} - \frac{0.8 + 0.4}{3300} = 0.57 \cdot 10^{-3} - 0.36 \cdot 10^{-3} = 0.21 \text{ мА},$$

де $|U_{\bar{\sigma}id}| = |U_{\bar{\sigma}e \text{ нас}}| = 0.8 \text{ В}$ – напруга насичення переходу база-емітер транзистора.

Для значення коефіцієнта насичення $S = 1.4$ обчислимо:

$$I_{\bar{\sigma}.H} = \frac{I_{\bar{\sigma}}^1}{S} = \frac{0.21}{1.4} = 0.15 \text{ мА};$$

$$\beta = \frac{I_{K.H}}{I_{\bar{\sigma}.H}} = \frac{10}{0.15} = 66.7 < \beta_{max} = 100;$$

$$I_K^1 = S I_{K.H} = 1.4 \cdot 10 = 14 \text{ мА};$$

$$\tau_{\beta} = \beta \tau_{\alpha} = \frac{\beta}{2\pi f_{\alpha}} = \frac{66.7}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^6} = 0.07 \text{ мкс};$$

$$\tau_{\beta \text{ екв}} = \tau_{\beta} + \beta C_K R_K = 0.07 \cdot 10^{-6} +$$

$$+ 66.7 \cdot 2.7 \cdot 10^{-12} \cdot 1800 = 0.394 \text{ мкс};$$

$$t_{\phi}^{10} = \tau_{\beta \text{ екв}} \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{S}} = \tau_{\beta \text{ екв}} \ln \frac{S}{S - 1} =$$

$$= 0.394 \cdot 10^{-6} \ln \frac{1.4}{1.4 - 1} = 0.493 \text{ мкс} < 0.5 \text{ мкс};$$

$$\tau_H \approx \tau_{\beta} \Rightarrow t_H = 3\tau_H = 3 \cdot 0.07 \cdot 10^{-6} = 0.21 \text{ мкс}.$$

2. За розрахованими даними будуюмо часові діаграми, синхронні з $E_{\bar{\sigma}}$, наведені на рис. 4.17.

3. З'ясуємо, як зміняться величини, розраховані в п.1, при збільшенні рівня E^1 та незмінних інших параметрах транзисторного ключа. Позначимо для компактності збільшення \curvearrowright та зменшення



$$E^1 \uparrow \Rightarrow U_{\phi}^+ \uparrow; \quad E^1 \uparrow \Rightarrow t_3^{10} \uparrow.$$

Якщо всі інші параметри схеми транзисторного ключа незмінні, то на тривалість фронту t_{ϕ}^{10} зміна E^1 не впливає. Таким чином, збільшення E^1 приводить до збільшення часу затримки включення, оскільки паразитний конденсатор C_{BX} , заряджений до U_{ϕ}^+ , буде довше перезаряджатися до порогового значення напруги $-|U_{\phi 0}|$, однак в нашому випадку це несуттєво, тому що $t_3^{10} = 0.02 \text{ мкс} \ll t_{\phi}^{10} = 0.493 \text{ мкс}$.

3. Контрольні питання

1. Поясніть роботу ідеального ключа.
2. Наведіть недоліки діодних ключів?
3. Які особливості роботи транзистора в ключовому режимі?
4. Яка роль резистора R_B у вхідному колі транзисторного ключа?
5. Як транзисторні ключі змінюють фазу сигналів?
6. Які причини спотворення форми імпульсів у транзисторних ключах?
7. Назвіть приклади застосування електронних ключів?
8. Які фактори впливають на швидкодію транзисторних ключів?
9. Наведіть повні і спрощені лінійні моделі транзисторів в областях насичення і відсікання. Чому дорівнюють коефіцієнти передачі транзистора в цих областях?
10. Наведіть методику розрахунку транзисторного ключа в режимі насичення, модель ключа, а також поясніть зміст коефіцієнта насичення S і його рекомендовані значення.
11. Викладіть методику розрахунку транзисторного ключа в режимі відсікання, а також наведіть модель ключа в даному режимі.

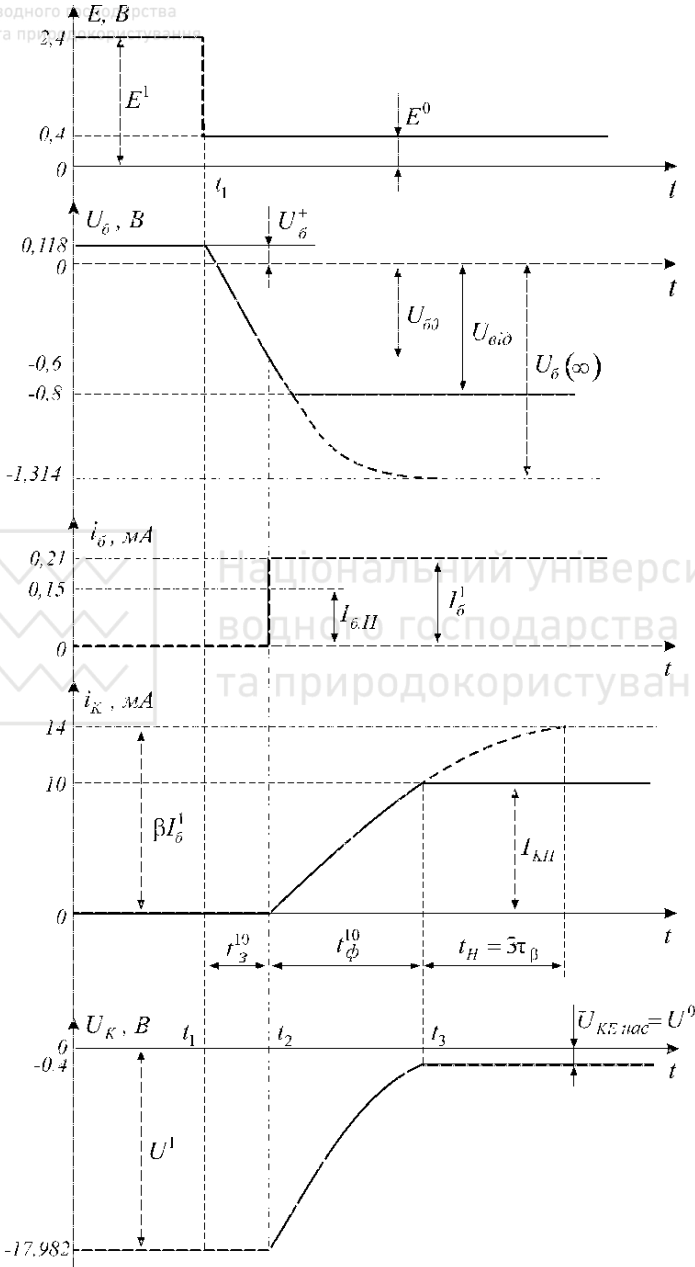


Рис. 4.17. Часові діаграми роботи транзисторного ключа

**ЗАВДАННЯ ДО ІНДИВІДУАЛЬНОЇ РОБОТИ**

Для повітряної лінії довжиною l з первинними параметрами R_0 , L_0 , C_0 та G_0 на частоті f необхідно визначити:

- вторинні параметри лінії (хвильовий опір лінії, коефіцієнти поширення, згасання та фази), фазову швидкість і довжину хвилі;
- величини індуктивностей (або ємностей), які необхідно ввімкнути через кожні 10 м лінії для того, щоб лінія була лінією без спотворень. Для лінії без спотворень знайти її найбільшу довжину при допустимому згасанні a ;
- коефіцієнт відбиття від кінця лінії, навантаженої опором Z_H , а також коефіцієнт біжучої хвилі, нехтуючи втратами в лінії;
- вхідний опір лінії;
- довжину шлейфа, виконаного з матеріалу, ідентичного матеріалу основної лінії, необхідного для узгодження лінії з навантаженням Z_H , а також місце його підключення.

Індивідуальні значення параметрів відповідно до варіанту наведені в таблиці 5.

Таблиця 5. Значення параметрів до індивідуального завдання

№ вар.	l , м	R_0 , Ом/м	L_0 , нГн/м	C_0 , пФ/м	G_0 , мкСм/м	f , МГц	a , дБ	Z_H , Ом
1	50	0.2	2	3	100	20	10	$15e^{i10^\circ}$
2	60	0.22	2.2	4	120	25	11	$15e^{-i10^\circ}$
3	70	0.24	2.4	5	140	30	12	15
4	80	0.26	2.6	6	160	35	13	$20e^{i20^\circ}$
5	90	0.28	2.8	7	180	40	14	$20e^{-i20^\circ}$
6	100	0.3	3	8	200	45	15	20
7	110	0.32	3.2	9	220	50	16	$25e^{i30^\circ}$
8	120	0.34	3.4	10	240	55	17	$25e^{-i30^\circ}$
9	130	0.36	3.6	9.5	260	60	18	25
10	140	0.38	3.8	9	280	65	19	$30e^{i40^\circ}$
11	150	0.4	4	8.5	300	70	20	$30e^{-i40^\circ}$

12	160	0.42	4.2	8	320	75	19	30
13	170	0.44	4.4	7.5	340	80	18	$35e^{i45^\circ}$
14	180	0.46	4.6	7	360	85	17	$35e^{-i45^\circ}$
15	190	0.48	4.8	6.5	380	90	16	35
16	200	0.5	5	6	400	95	15	$40e^{i50^\circ}$
17	210	0.52	5.2	5.5	420	100	14	$40e^{-i50^\circ}$
18	220	0.54	5.4	5	440	95	13	40
19	230	0.56	5.6	4.5	460	90	12	$45e^{i60^\circ}$
20	240	0.58	5.8	4	480	85	11	$45e^{-i60^\circ}$
21	250	0.6	6	3.5	500	80	10	45
22	260	0.62	6.2	3	520	75	11	$50e^{i70^\circ}$
23	270	0.64	6.4	3.5	540	70	12	$50e^{-i70^\circ}$
24	280	0.66	6.6	4	560	65	13	50
25	290	0.68	6.8	4.5	580	60	14	$55e^{i80^\circ}$
26	300	0.7	7	5	600	55	15	$55e^{-i80^\circ}$
27	310	0.72	7.2	5.5	580	40	16	55
28	320	0.74	7.4	6	560	35	17	$60e^{i90^\circ}$
29	330	0.76	7.6	6.5	540	30	18	$60e^{-i90^\circ}$
30	340	0.78	7.8	7	520	25	19	60
31	350	0.8	8	7.5	500	20	20	$65e^{i100^\circ}$
32	360	0.82	8.2	8	480	25	19	$65e^{-i100^\circ}$
33	370	0.84	8.4	8.5	460	30	18	65
34	380	0.86	8.6	9	440	35	17	$70e^{i110^\circ}$
35	390	0.88	8.8	9.5	420	40	16	$75e^{-i110^\circ}$
36	400	0.9	9	10	400	45	15	75
37	410	0.92	9.2	10.5	380	50	14	$80e^{i120^\circ}$

38	420	0.94	9.4	11	360	55	13	$80e^{-i120^\circ}$
39	430	0.96	9.6	11.5	340	60	12	80
40	440	0.98	9.8	12	320	65	11	$85e^{i130^\circ}$
41	450	1	10	12.5	300	70	10	$85e^{-i130^\circ}$
42	460	0.95	9.5	13	280	75	11	85
43	470	0.9	9	12	260	80	12	$90e^{i140^\circ}$
44	480	0.85	8.5	11	240	85	13	$90e^{-i140^\circ}$
45	490	0.8	8	10	220	90	14	90
46	500	0.75	7.5	9	200	95	15	$95e^{i150^\circ}$
47	450	0.7	7	8	180	100	16	$95e^{-i150^\circ}$
48	400	0.65	6.5	7	160	90	17	95
49	350	0.6	6	6	140	80	18	$100e^{i160^\circ}$
50	300	0.55	5.5	5	120	70	19	$100e^{-i160^\circ}$



1. Гумен М. Б., Гуржій А. М., Співак В. М. Основи теорії електричних кіл. Аналіз лінійних електричних кіл. Частотна область : підручник. Київ : Вища школа, 2004. 358 с.
2. Основи теорії електронних кіл : підручник / Бобало Ю. Я., Мандзій Б. А., Стахів П. Г., Писаренко Л. Д., Якименко Ю. І. Львів: Магнолія Плюс, 2008. 332 с.
3. Паначевний Б. І., Свєргун Ю. Ф. Загальна електротехніка: теорія і практикум. Підручник. Київ : Каравела, 2018. 296 с.
4. Теоретичні основи електротехніки : Підручник. Т. 1. Усталені режими лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами / В. С. Бойко, В. В. Бойко, Ю. Ф. Видолоб, І. М. Чиженко. Київ: Політехніка, 2004. 272 с.
5. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Електроніка і мікросхемотехніка. Підручник. Київ : Каравела, 2009. 288 с.
6. Синдеев Ю. Г. Электротехника с основами электроники. Учебное пособие. Ростов на Дону : Феникс, 2006. 254 с.
7. Основи теорії кіл : Підручник / Ю. О. Коваль, Л. В. Гринченко, І. А. Мілютченко, А. І. Рибін. Харків: ХНУРЕ, Колегіум, 2004. 436 с.
8. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Промислова електроніка і мікросхемотехніка: теорія і практикум. Навчальний посібник. Київ : Каравела, 2004. 236 с.
9. Рудик А. В. Методичні вказівки до практичних занять з дисципліни “Теоретичні основи електротехніки” (розділ “Лінійні кола синусоїдального струму”) для студентів спеціальності 141 ”Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка” денної і заочної форм навчання. Рівне : НУВГП, 2016. 50 с. Режим доступу: <http://ep3.nuwm.edu.ua/view/shufr/04-03-161.html>
10. Перельман Б. Л. Транзисторы для аппаратуры широкого применения : Справочник. Москва : Радио и связь, 1981. 656 с.