

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

ДОВІДНИК
З ОСНОВ ТЕОРІЇ КІА

для студентів спеціальностей

172 «Телекомунікації та радіотехніка»
спеціалізації «Радіотехніка»,
125 «Кібербезпека» спеціалізації
«Системи технічного захисту інформації»

РЕКОМЕНДОВАНО
Вченою радою ХНУРЕ
Протокол №6 від 26.04.2018

Харків 2018

УДК 621. 3.011.1(07)
М 60

М 60 Милютченко І.О. Довідник з основ теорії кіл : Навчальний посібник для студентів ЗВО. /І.О. Милютченко. Харків: ХНУРЕ, 2018. – 152 с.

ISBN 978-966-659-243-2

Довідник охоплює теми відповідно до програми дисципліни «Основи теорії кіл»: методи розрахунку кіл постійного та синусоїдного струму; розрахунок вхідних і передатних комплексних функцій та частотних характеристик типових кіл; розрахунок перехідних процесів класичним, часовим та операторним методами; розрахунок довгих ліній.

У довіднику наведено тематичний каталог понять, ключових слів і термінів, абетковий каталог-госарій головних понять теорії електричних кіл, позначення, основні співвідношення та одиниці вимірювання елементів та величин теорії кіл (систематизовані як таблиці), короткі біографічні дані про видатних вчених, які зробили значний внесок у розвиток теорії кіл, приклади розв'язання основних типів задач, типові тестові завдання з відповідями.

Рекомендований як навчальний посібник для студентів усіх форм навчання спеціальностей 172 «Телекомунікації та радіотехніка» та 125 «Кібербезпека».

Рецензенти:

Олейніков А.М., канд. техн. наук, професор кафедри комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації ХНУРЕ;

Зеленін А.М., канд. техн. наук, професор кафедри інфомережної інженерії ХНУРЕ.

Іл. 81. Табл. 58. Бібліогр. 8 назв.

ISBN 978-966-659-243-2

© І.О. Милютченко 2018
© Харківський національний
університет радіоелектроніки,
2018

ЗМІСТ

| | |
|--|-----|
| Перелік скорочень | 4 |
| Вступ | 5 |
| 1 Тематичний каталог понять, ключових слів і термінів теорії електричних кіл | 6 |
| 2 Глосарій головних понять теорії електричних кіл | 11 |
| 3 Позначення, співвідношення та одиниці вимірювання елементів та величин теорії кіл | 83 |
| 4 Видатні вчені-творці теорії кіл | 117 |
| 5 Приклади задач з розрахунку електричних кіл | 126 |
| 6 Типові тестові завдання та відповіді | 142 |
| Перелік джерел посилання | 149 |

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

| | |
|----------|---------------------------------------|
| АКХ | амплітудно-квадратична характеристика |
| АФХ | амплітудно-фазова характеристика |
| АЧХ | амплітудно-частотна характеристика |
| ВАр | вольт-ампер реактивний |
| ВАХ | вольт-амперна характеристика |
| ДЛ | довга лінія |
| ДЛМВ | довга лінія з малими втратами |
| ДНКН | джерело напруги, кероване напругою |
| ДНКС | джерело напруги, кероване струмом |
| ДРФ | дробово-раціональна функція |
| ДСКН | джерело струму, кероване напругою |
| ДСКС | джерело струму, кероване струмом |
| ЕРС | електрорушійна сила |
| ЗДЛ | збалансована довга лінія |
| ЗФ | загороджувальний фільтр |
| ІДЛ | ідеальна довга лінія |
| КБХ | коефіцієнт біжної хвилі |
| КВФ | комплексна вхідна функція |
| КД | кругова діаграма |
| КЗ | коротке замикання |
| ККД | коефіцієнт корисної дії |
| КПФ | комплексна передатна функція |
| КСХ | коефіцієнт стійної хвилі |
| КФ | комплексна функція |
| ЛЕК | лінійне електричне коло |
| НЕ | нелінійний елемент |
| ОВФ | операторна вхідна функція |
| ОП | операційний підсилювач |
| ОПФ | операторна передатна функція |
| РФ | режекторний фільтр |
| РФВЧ | ФВЧ з режекцією |
| РФНЧ | ФНЧ з режекцією |
| СЗ | смуга затримання |
| СП | смуга пропускання |
| СФ | смуговий фільтр |
| СТЗІ | система технічного захисту інформації |
| ФБ | фільтр Баттерворта |
| ФНЧ, ФВЧ | фільтр нижніх, верхніх частот |
| ФП | фільтр-прототип |
| ФЧ | фільтр Чебишова |
| ФЧХ | фазочастотна характеристика |
| ХХ | холостий хід |
| ЧХ | частотна характеристика |

ВСТУП

Начальна дисципліна «Основи теорії кіл» (ОТК) є важливою складовою підготовки фахівців з декількох спеціальностей. Дисципліна ОТК є нормативною і належить до циклу професійної та практичної підготовки студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» (спеціалізація «Радіотехніка») і циклу математичної та природничо-наукової підготовки студентів спеціальності «Кібербезпека» (спеціалізація «Системи технічного захисту інформації»).

Матеріал довідника складено на підставі багаторічного досвіду викладання та написання навчально-методичної літератури з цієї та споріднених дисциплін на кафедрі комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації ХНУРЕ. Зрозуміло, що тематичний та алфавітний каталоги довідника не є вичерпними, тому за необхідності слід користуватись іншими джерелами цієї наукової сфери. Зміст довідника пов'язаний, насамперед, з навчальними книгами [1–4], стандартами [5, 6], а також з довідковими джерелами, зокрема [7, 8].

Структуру довідника складають шість розділів. Перший розділ містить тематичний каталог головних понять, ключових слів і термінів теорії електричних кіл.

У другому розділі наведено алфавітний каталог (більше 300) понять та означень (відповідно до тематичного каталогу) з необхідним поясненнями та посиланнями на інші розділи та джерела. Курсивом позначено суміжні або допоміжні терміни. Якщо термін згадується неодноразово, використовуються скорочення згідно з Переліком скорочень (с.4).

У третьому розділі систематизовано (як 58 таблиць) головні позначення, основні співвідношення та одиниці вимірювання елементів та величин теорії кіл. Четвертий розділ містить короткі біографічні дані про видатних вчених, які зробили значний внесок у розвиток теорії кіл.

У п'ятому та шостому розділах наведено приклади розв'язання типових задач, а також типові тестові запитання та завдання з відповідями.

Мета створення довідника – систематизувати та уніфікувати головні терміни, означення та поняття теорії електричних кіл, сприяти покращанню рівня методичного забезпечення освітнього процесу, допомогти викладачу підготуватися до навчальних занять, а студенту – опанувати головні положення, закони та методи аналізу електричних кіл.

1 ТЕМАТИЧНИЙ КАТАЛОГ ПОНЯТЬ, КЛЮЧОВИХ СЛІВ І ТЕРМІНІВ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

1.1 Основні поняття та елементи електричних кіл

1.1.1 Електричне коло, струми та напруги в електричних колах

Теорія електромагнітного поля, теорія кіл, електричне коло, реальне електричне коло, ідеальне електричне коло, затискач, елемент кола, ідеальний елемент, двополюсник, заряд, кулон, струм, ампер, амперметр, миттєве значення, напруга, потенціал, вольт, вольтметр, потужність, ват, енергія, джоуль.

1.1.2 Пасивні елементи

Пасивний елемент, опір, ом, резистор, закон Ома, провідність, сименс, вольт-амперна характеристика (ВАХ), закон Джоуля-Ленца, ємність, фарада, конденсатор, кулон-вольтна характеристика, індуктивність, генрі, котушка індуктивності, магнітний потік, потокозчеплення, вебер, вебер-амперна характеристика, дуальність елементів, закон електромагнітної індукції, взаємна індуктивність (взаємоіндукція), узгоджене увімкнення, зустрічне увімкнення, коефіцієнт зв'язку.

1.1.3 Активні елементи

Активний елемент, ідеальне джерело напруги, електрорушійна сила, часова діаграма, ідеальне джерело струму, ВАХ джерела, холостий хід, коротке замикання, реальне джерело напруги, реальне джерело струму, незалежне джерело, залежне джерело, джерело напруги, кероване напругою (ДНКН), джерело струму, кероване струмом (ДСКС), джерело напруги, кероване струмом (ДНКС), джерело струму, кероване напругою (ДСКН).

1.2 Основні закони і методи розрахунку кіл

1.2.1 Елементи топологічної структури кола

Топологія, схема, вітка, вузол, контур, граф схеми, дерево графа, головна вітка (хорда) графа.

1.2.2 Закони та задачі теорії кіл. Класифікація кіл і режимів їх роботи

Закон Ома, закони Кіхгофа, правило знаків, лінійне коло, активне коло, кола із зосередженими та розподіленими параметрами, усталений та перехідний режим, задачі аналізу та синтезу кіл.

1.2.3 Методи еквівалентних перетворень та рівнянь Кірхгофа

Метод рівнянь Кірхгофа, метод еквівалентних перетворень, еквівалентні перетворення, послідовне, паралельне та змішане з'єднання елементів, еквівалентні перетворення опорів, з'єднаних у вигляді «трикутника» або «зірки», умови еквівалентності реальних джерел, кількість незалежних рівнянь за законами Кірхгофа.

1.2.4 Методи контурних струмів і вузлових напруг

Метод контурних струмів (МКТ), контурний струм, контурна ЕРС, власний опір контуру, взаємний опір контурів, матриці опорів, контурних струмів та ЕРС, метод вузлових напруг (МВН), базисний вузол, вузлова напруга, вузловий струм джерел, матриці провідностей, вузлових струмів та вузлових напруг, власна провідність вузла, взаємна провідність вузлів.

1.2.5 Теорема теорії кіл. Енергетичні співвідношення у колі постійного струму

Принцип накладання, принцип взаємності, теорема компенсації, метод еквівалентного генератора, теорема Тевенена, теорема Нортона, напруга холостого ходу, струм короткого замикання, вхідний опір активного двополосника, баланс потужностей, узгодження джерела з навантагою за активною потужністю, коефіцієнт корисної дії.

1.3 Режим синусоїдних коливань в електричних колах

1.3.1 Змінний і синусоїдний струм та їхні основні параметри. Комплексна амплітуда

Період, періодичний струм, частота, змінний струм, імпульсний струм, синусоїдний струм, діюче значення, середнє випрямлене значення, амплітуда, повна, поточна, миттєва фаза, початкова фаза, зсув фаз, фігури Ліссажу, випрямляч, модуль, аргумент, уявна та дійсна частини комплексного числа, комплексна гармоніка, комплексна амплітуда, оператор обертання, векторна діаграма.

1.3.2 Синусоїдний струм в елементах кола

Комплексний опір, комплексна провідність, активний, реактивний, повний опір (провідність), активна потужність, індуктивний опір (провідність), реактивний елемент, реактивна потужність, ємнісний опір (провідність).

1.3.3 Задача аналізу кола при синусоїдній дії

Закони Ома та Кірхгофа в комплексній формі, комплексний метод розрахунку кіл синусоїдного струму, взаємна відповідність між активними і реактивними складовими опорів і провідностей ділянок кола.

1.3.4 Енергетичні співвідношення у колі синусоїдного струму

Повна потужність, коефіцієнт потужності, комплексна потужність, узгодження джерела з навантагою за активною потужністю.

1.3.5 Кола синусоїдного струму із взаємними індуктивностями

Еквівалентні перетворення ділянок кіл із взаємними індуктивностями, лінійний трансформатор, довершений та ідеальний трансформатор, коефіцієнт трансформації, схеми заміщення трансформатора.

1.3.6 Трифазні кола

Поняття про багатофазні кола синусоїдного струму, з'єднання генератора та навантаги «зіркою» та «трикутником», потужність трифазного струму.

1.4 Частотні характеристики кіл

1.4.1 Комплексні вхідні та передатні функції кола. Амплітудно- і фазочастотні характеристики кола

Комплексна передатна функція (КПФ), комплексна вхідна функція (КВФ), амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), фазочастотна характеристика (ФЧХ), амплітудно-фазова характеристика (АФХ), годограф, вибірність, смуга пропускання, коефіцієнт нерівномірності ослаблення, коефіцієнт прямокутності АЧХ.

1.4.2 Послідовний резонансний контур

Резонансний контур, умови резонансу, первинні та вторинні параметри контуру, резонансна частота, характеристичний опір, добротність, загасання, резонанс напруг, векторна діаграма напруг, резонансні криві струму та напруг, абсолютна, відносна і узагальнена розстройки, КПФ і ЧХ контуру, вплив опорів джерела і навантаги на властивості контуру.

1.4.3 Паралельний резонансний контур

Резонанс струмів, еквівалентний резонансний опір, КПФ і ЧХ контуру, дуальність послідовного та паралельного контурів, види складних паралельних контурів, резонансні частоти, коефіцієнт увімкнення, ЧХ повного опору.

1.4.4 Індуктивно-зв'язані контури

Зв'язані резонансні контури, коефіцієнт зв'язку, види резонансів в індуктивно зв'язаних контурах і способи настроювання, КПФ і ЧХ індуктивно зв'язаних контурів, фактор зв'язку, смуга пропускання.

1.5 Чотириполюсники. Багатополюсники. Фільтри

1.5.1 Основні поняття та означення. Класифікація. Рівняння та параметри чотириполюсників, способи з'єднання чотириполюсників

Полюс, багатополюсник, компонент кола, вхід, вихід, дія, відгук, параметри чотириполюсника, еквівалентний (складений) чотириполюсник, регулярне з'єднання, характеристичні параметри, логарифмічні одиниці підсилення та ослаблення.

1.5.2 Спеціальні чотириполюсники та багатополюсники

Операційний підсилювач (ОП), диференційне та триполюсне увімкнення, КПФ схем з ОП, гіратор, конвертор, конвеєр, біцистор.

1.5.3 Електричні фільтри

Смуга пропускання, затримання, переходу, фільтр нижніх частот (ФНЧ), фільтр верхніх частот (ФВЧ), смуговий фільтр (СФ), загороджувальний фільтр (ЗФ), режекторний фільтр (РФ), ідеальний, реальний, реактивний фільтри, фільтри типу k та m , ЧХ фільтрів другого порядку.

1.6 Нелінійні кола

Характеристики і параметри нелінійних елементів (НЕ), класифікація НЕ, диференціальні рівняння нелінійних кіл, апроксимація характеристик НЕ, установлений синусоїдний режим в нелінійних резистивних колах.

1.7 Класичний метод аналізу перехідних процесів

Перехідний процес, комутація, закони комутації, початкові умови, початкові значення, вільні та вимушені складові, диференціальне та характеристичне рівняння кола, порядок кола, сталі інтегрування, стала часу кола, тривалість перехідного процесу, режими вільних процесів у колі другого порядку (аперіодичний, критичний, коливальний), період вільних коливань, коефіцієнт загасання, логарифмічний декремент загасання, обвідна, биття.

1.8 Часовий метод аналізу перехідних процесів

Типові дії, часові характеристики, одинична функція, перехідна характеристика, дельта-функція, імпульсна характеристика, часові характеристики типових кіл, інтеграли накладання.

1.9 Операторний метод аналізу перехідних процесів

Операторний метод, перетворення Лапласа, оригінал, зображення, операторні опори і провідності елементів, операторна форма законів кіл за нульових початкових умов, урахування ненульових початкових умов, операторна схема заміщення, операторна передатна функція (ОПФ), операторна вхідна функція (ОВФ), зв'язок частотних, часових та операторних характеристик кола, амплітудно-квадратична характеристика (АКХ), кола мінімально-фазового та немінімально-фазового типу.

1.10 Електричні кола з розподіленими параметрами

1.10.1 Довгі лінії (ДЛ)

Критерії застосування теорії кіл з розподіленими параметрами, властивості кіл з розподіленими параметрами, класифікація ДЛ, первинні та вторинні параметри ДЛ, диференціальні та хвильові рівняння ДЛ, падаюча та відбита хвиля, рівняння передачі, хвильовий опір, довжина хвилі, фазова швидкість, коефіцієнт поширення, коефіцієнт ослаблення, коефіцієнт фази, коефіцієнт відбиття.

1.10.2 Режими роботи довгої лінії без втрат

Ідеальна ДЛ, ДЛ з малими втратами, режими біжних, стійних і змішаних хвиль, коефіцієнт біжної хвилі, коефіцієнт стійної хвилі, «вузли» і «пучності», узгодження з навантагою, балансування ДЛ, шлейф, чвертьхвильовий трансформатор, кругова діаграма, передатні функції та частотні характеристики ДЛ.

1.11 Синтез лінійних електричних кіл у частотній області

Етапи розв'язання задачі синтезу, частотна характеристика ослаблення та вимоги до неї, поліномні фільтри, поліноми Баттерворта і Чебишова, ФНЧ з характеристиками Баттерворта і Чебишова, коефіцієнт нерівномірності ослаблення, фільтри еліптичні, нормування та перетворення параметрів фільтра і частоти, фільтр-прототип, синтез двополюсників.

2. ГЛОСАРІЙ ГОЛОВНИХ ПОНЯТЬ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

1. Абсолютна розстройка (абсолютная расстройка, absolute deviation) – величина, що вказує, наскільки i в який бік поточна частота відрізняється від резонансної: $\Delta\omega = \omega - \omega_{\text{рез}}$ або $\Delta f = f - f_{\text{рез}}$.

2. Активне коло (активная цепь, active circuit) містить джерела енергії, що обумовлюють напруги на розімкнених або струми в замкнених зовнішніх затискачах.

3. Активний елемент (активный элемент, active component) – це джерело енергії, що зумовлює появу в пасивних елементах струмів і напруг. У теорії кіл основними є два види ідеальних джерел – джерела напруг і джерела струмів (табл.3.3).

4. Активний опір (активное сопротивление, active resistance) – елемент R в колах синусоїдного струму (табл. 3.10). Термін активний опір підкреслює також незворотне поглинання енергії в даному елементі. Стосовно до резистора, який за своїми параметрами найближчий до елемента R , використовують терміни *омічний* і активний опори. Ці терміни характеризують відмінності у величинах опорів резистора при постійному (омічний опір R_0) і синусоїдному струмах (активний опір – $R(f)$).

5. Активна потужність (активная мощность, active power) – середнє за період значення миттєвої потужності в опорі, вимірюється у ватах і становить (табл. 3.12, 3.15):

$$P_A = \frac{1}{T} \int_0^T p_R(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T RI^2 [1 + \cos 2(\omega t + \psi_i)] dt = RI^2 = GU^2.$$

6. Амперметр (амперметр, ammeter) – прилад для вимірювання струму в реальних колах. У теорії кіл застосовується поняття ідеального амперметра, який має нульовий опір і тому не змінює режим роботи кола. Амперметр вмикають безпосередньо в ділянку кола, де виконується вимірювання струму.

7. Амплітуда (амплитуда, amplitude) – максимальне значення синусоїдного струму, напруги або ЕРС. Амплітуди визначають максимальні відхилення коливань синусоїдних струмів, напруг і ЕРС від середнього значення (табл. 3.6).

8. Амплітудно-квадратична характеристика, АКХ (амплитудно-квадратичная характеристика, gain-quadratic characteristic) – квадрат модуля

АЧХ кола: $H^2(\omega) = \frac{A_{\text{Re}}^2(\omega^2) + \omega^2 A_{\text{Im}}^2(\omega^2)}{V_{\text{Re}}^2(\omega^2) + \omega^2 V_{\text{Im}}^2(\omega^2)}$. Ознаки АКХ: 1) АКХ – це ДРФ

дійсної змінної ω з дійсними додатними коефіцієнтами; 2) АКХ – парна функція дійсної змінної ω ; 3) граничні значення АКХ скінченні та невід’ємні.

9. Амплітудно-фазова характеристика, АФХ (амплитудно-фазовая характеристика, gain-phase characteristic) – подання КПФ $\underline{H}(\omega)$ єдиним графіком на комплексній площині, де для кожного значення частоти ω або f по дійсній

осі відкладають $\text{Re}[\underline{H}(\omega)]$, а по уявній – $\text{Im}[\underline{H}(\omega)]$. Тому вектор $\underline{H}(\omega_1)$, що відповідає частоті ω_1 , має довжину $H(\omega_1)$ і кут $\varphi(\omega_1)$.

10. Амплітудно-частотна характеристика, АЧХ (амплитудно-частотная характеристика, gain-frequency characteristic) – залежність від частоти модуля КПФ кола (див. приклад 5.5).

11. Апроксимація характеристик НЕ – приблизне подання статичної характеристики НЕ $y = f(x)$ (рис. 2.1).

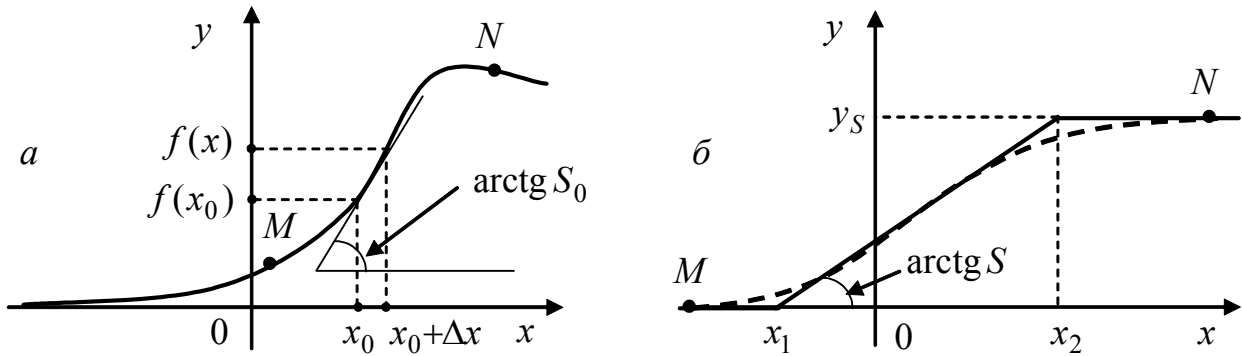


Рисунок 2.1 – Апроксимація характеристик нелінійних елементів

До найрозповсюдженіших методів належать апроксимація *поліном n-го степеня* $y = f(x) = \sum_{k=0}^n a_k (x - x_0)^k$ та *кусково-лінійна* (метод А.І. Берга, п. 168):

$$y = f(x) = \begin{cases} 0, & x < x_1; \\ S(x - x_1), & x_1 \leq x \leq x_2; \\ y_S, & x > x_2, \end{cases}$$

де $S = y_S / (x_2 - x_1)$ – крутість ділянки функції між точками x_1, x_2 .

12. Багатополюсник, або N -полюсник (многополюсник, multipole network) – схема, в якій виділено N полюсів.

13. Багатофазна система (многофазная система, multiphase system) – сукупність кіл, в яких діють ЕРС однакової частоти, зсунуті між собою за фазами на певні кути. За умови рівності фазових кутів, система є *симетричною*. Кола, що об'єднують, називають *фазами*.

14. Базисний вузол (базисный узел, basic node) – вузол, потенціал якого дорівнює нулю.

15. Баланс потужностей (баланс мощностей, power balance) – сума потужностей опорів дорівнює алгебраїчній сумі потужностей джерел. Рівняння балансу потужностей для кола, що містить N_R опорів, N_E джерел напруги і N_I джерел струму, має вигляд:

$$\sum_{k=1}^{N_R} R_k I_k^2 = \sum_{l=1}^{N_E} E_l I_l + \sum_{m=1}^{N_I} I_{дж_m} U_{дж_m}.$$

Потужності джерел є додатними величинами, якщо у джерела напруги напруги ЕРС і струму збігаються, а у джерела струму напруги напруги $U_{дж}$ і струму $I_{дж}$ протилежні. В інших випадках потужності джерел від'ємні.

Баланс потужностей в колах синусоїдного струму виражається двома рівняннями між потужностями пасивних елементів і джерел – рівнянням активних потужностей і рівнянням реактивних потужностей.

16. Балансування ДЛ (балансировка, balancing) – забезпечення активного характеру хвильового опору лінії в заданому частотному діапазоні. Для збалансованих довгих ліній (ЗДЛ) виконується умова: $\frac{R_1}{L_1} = \frac{G_1}{C_1}$, за якої хвильовий опір

лінії (табл. 3.48) є активним. Щоб задовольнити цю умову, збільшують індуктивність L_1 шляхом послідовного увімкнення додаткових індуктивних котушок рівномірно вздовж лінії (запропонував Пупін) або застосовують магнітопровідні матеріали (запропонував Краруп), відповідно ці способи балансування називають «пупенізація» і «крарупізація». Перевагою ЗДЛ є найменше значення коефіцієнта ослаблення (табл. 3.50) при всіх можливих значеннях $R_{хв}$: $\alpha \approx \sqrt{R_1 G_1}$.

17. Биття (биения, beating) – коливальний процес, який виникає в результаті підсумовування двох синусоїдних коливань з однаковими амплітудами і частотами, які є близькими, але не збігаються.

18. Біжні хвилі (бегущие волны, travelling waves) існують, коли відбита хвиля відсутня (лінію навантажено на хвильовий опір).

19. Біцистор (бицистор, bicistor) – кратний реактивний елемент кола, у якого залежність одержуваного параметра від частоти квадратична: $\omega^2 D_1$ або D_2 / ω^2 . Базою для потрібних перетворень частотнозалежних опорів або провідностей є трибрамник (рис. 2.2) з входами $(a+0)$, $(b+0)$, $(c+0)$, до двох з яких $(b+0)$ і $(c+0)$ увімкнені частотнозалежні вітки з лінійною частотною залежністю їхніх імпедансів (опорів або провідностей).

Вхідний опір біцистора $Z_{вх} = -\omega^2 D_1^{(2)}$, де $D_1^{(2)} = \frac{C_1 C_2}{Y_1 Y_2 Y_3}$.

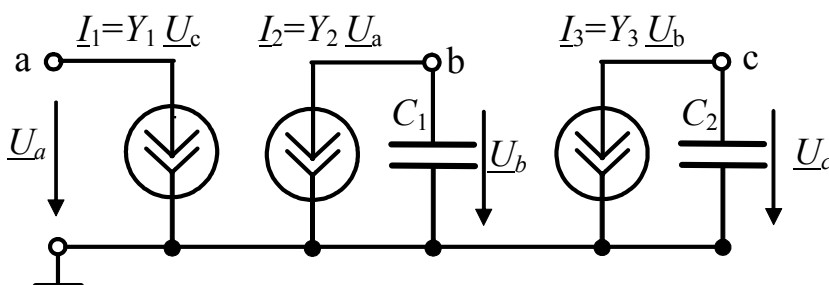
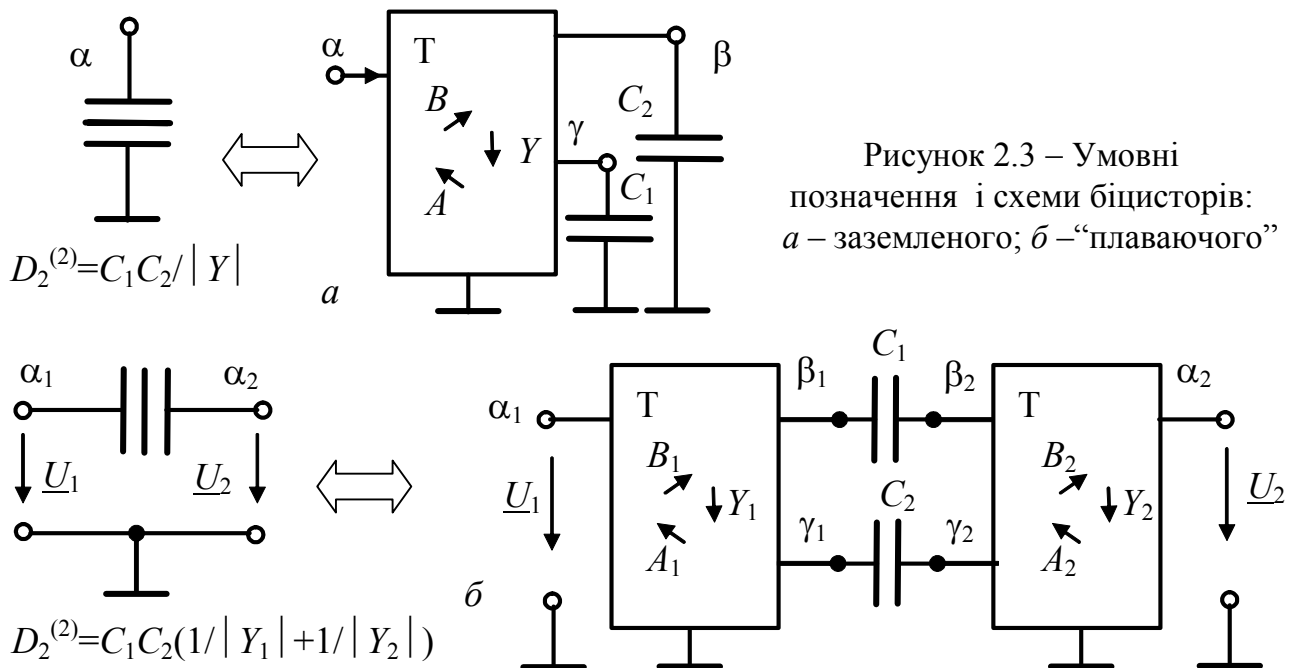


Рисунок 2.2 – Схема біцистора

Кратні ємності та індуктивності застосовують, розв'язуючи задачі синтезу кіл за їх ОПФ (див. п. 76) за умови $p = j\omega$. При цьому кожен з елементів

полінома, який входить до ОПФ, реалізується окремо, що значно полегшує процедуру синтезу.

У сучасній схемотехніці кратні ємності реалізують за допомогою універсального трибрамника (див. п. 274): для схеми заземленого біцистора (рис. 2.3, а), де кратну ємність $D^{(2)}$ увімкнено до входу ($\alpha + 0$), за умови $A = 1$, $B = \pm 1$ можна записати: $D_2^{(2)} = C_1 C_2 / |Y|$, де $Y = \pm |Y|$; для схеми плаваючого біцистора (рис. 2.3, б) за умови $A_1 = A_2 = 1$, $B_1 = B_2 = \pm 1$: $D_2^{(2)} = C_1 C_2 (1/|Y_1| + 1/|Y_2|)$, де $Y_1 = Y_2 = \pm |Y|$.



20. Варистор (варистор, varistor) – симетричний НЕ, що має непарну статичну характеристику опору $i(u) = -i(-u)$. Параметри варистора залежать тільки від величини (і не залежать від знака) прикладеної напруги. Варистори виготовляють з керамічних напівпровідників на основі карбіда кремня.

21. Взаємна індуктивність (взаємоіндукція, mutual inductance) характеризує фізичні процеси в двох або більше ідеалізованих котушках самоіндукції, що мають спільне магнітне поле.

Термін «взаємна індуктивність» та її літерне позначення M застосовують як для позначення цього параметра, так і для його кількісної оцінки (табл. 3.2).

Взаємна індуктивність вимірюється в генрі (Гн) і визначається як відношення потокозчеплень взаємоіндукції до відповідних струмів: $M_{12} = \Psi_{12} / i_1$; $M_{21} = \Psi_{21} / i_2$. Взаємна індуктивність може бути лінійною, параметричною і нелінійною. Для лінійної взаємної індуктивності: $M_{12} = M_{21} = M$.

Напруги на затискачах індуктивно зв'язаних котушок:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M \frac{di_2}{dt}; \quad u_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} \pm M \frac{di_1}{dt}.$$

22. Взаємна провідність (взаимная проводимость, mutual conductivity) **вузлів** – сума провідностей віток, які сполучають два незаземлених вузли. Взаємні провідності позначають подвійним індексом, складеним з номерів вузлів, для яких ця провідність є спільною ($G_{12} = G_{21}$; $G_{23} = G_{32}$ тощо). Взаємні провідності завжди від’ємні, якщо вузлові напруги спрямовані до базисного вузла.

23. Взаємна відповідність між активними і реактивними складовими опорів і провідностей ділянок кола. Найбільше використовують два варіанти еквівалентних перетворень: 1) перехід від послідовного кола до паралельного (рис. 2.4, а); 2) перехід від паралельного кола до послідовного (рис. 2.4, б).

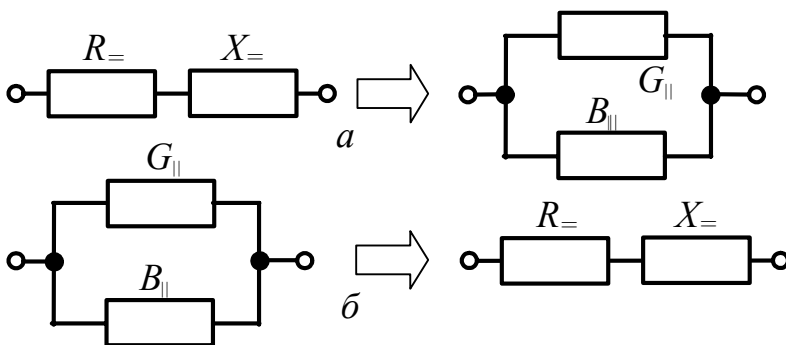


Рисунок 2.4 – Еквівалентні перетворення послідовних і паралельних схем

Розрахункові співвідношення зведені до табл. 3.13 (у позначеннях елементів і величин використовуються індекси: « \Rightarrow » – для послідовного кола; « \parallel » – для паралельного. Із виразів (табл. 3.13) виходять співвідношення для параметрів елементів еквівалентних схем конденсатора і котушки самоіндукції (табл. 3.14).

24. Взаємний опір (взаимное сопротивление, mutual resistance) **контурів** – опір вітки, яка є спільною для двох або більше контурних струмів. Взаємні опори позначають подвійним індексом, утвореним номерами контурів, для яких цей опір є спільним ($R_{12} = R_{21}$; $R_{23} = R_{32}$ тощо). Взаємний опір додатний, якщо контурні струми в ньому збігаються за напрямом, і від’ємний, якщо контурні струми в ньому спрямовані протилежно.

25. Вебер-амперна характеристика (вебер-амперная характеристика, weber-ampere characteristic) – залежність потокозчеплення індуктивності від струму $\Psi(i)$.

26. Векторна діаграма (векторная диаграмма, vector (Argand) diagram) – сукупність векторів, які відповідають комплексним амплітудам (комплексним діючим значенням) синусоїдних струмів, напруг або ЕРС і алгебраїчно підсумовуються за законами Кірхгофа (див. приклад 5.4).

27. Вибірність, або селективність (избирательность, selectivity) – властивість кола з набору коливань різних частот виділяти («пропускати») коливання одних і «не пропускати» коливання інших частот.

Вибірні властивості кіл характеризують величиною ослаблення:

$$A(\omega) = \frac{H_{\max}}{H(\omega)} > 1; \quad A(\omega), \text{ дБ} = 20 \cdot \lg \frac{H_{\max}}{H(\omega)} > 0, \quad \text{де } H_{\max} - \text{максимальне значення}$$

АЧХ, а також смугою пропускання і коефіцієнтом прямокутності АЧХ (п. 129).

28. Вимушена складова (принужденная составляющая, coercive component) – струм (напруга) $y_{\text{вм}}(t)$, що визначається у *вимушеному* режимі, який обумовлений зовнішнім джерелом. Якщо дія $x(t)$ – постійна функція або періодична за часом, вимушений струм (напруга) буде одночасно і усталеним.

Теоретично перехідний процес продовжується нескінченно і вимушена складова є розв'язком рівняння для $t \rightarrow \infty$: $y_{\text{вм}}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t)$. Тому у випадку постійної або синусоїдної дії $y_{\text{вм}}(t)$ визначають відомими методами теорії кіл.

29. Випрямляч (выпрямитель, rectifier) – пристрій, що перетворює синусоїдні струми і напруги у постійні. Випрямлення кількісно оцінюють *середніми випрямленими значеннями* синусоїдних струмів, напруг і ЕРС. Залежно від принципу дії розрізняють одне- і двонапівперіодні випрямлячі (рис. 2.5, 2.6), результати випрямлення в яких характеризуються відповідно однонапівперіодним $I_{\text{в1}}$ і двонапівперіодним $I_{\text{в2}}$ середніми значеннями (табл. 3.6).

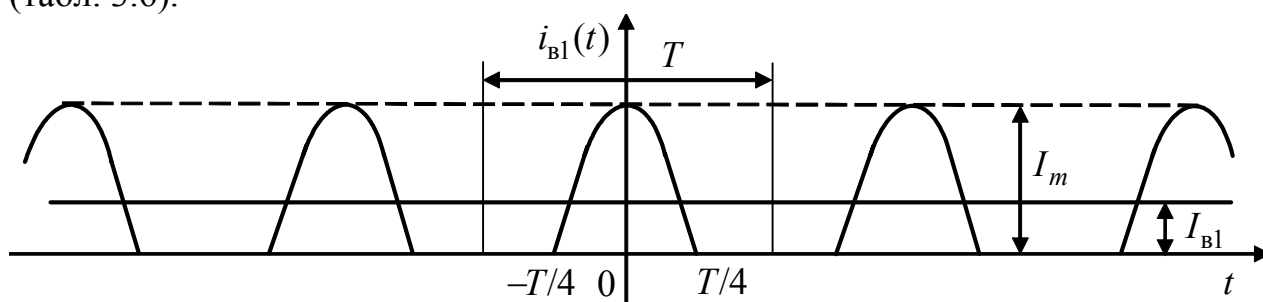


Рисунок 2.5 – Однонапівперіодне випрямлення синусоїдного струму

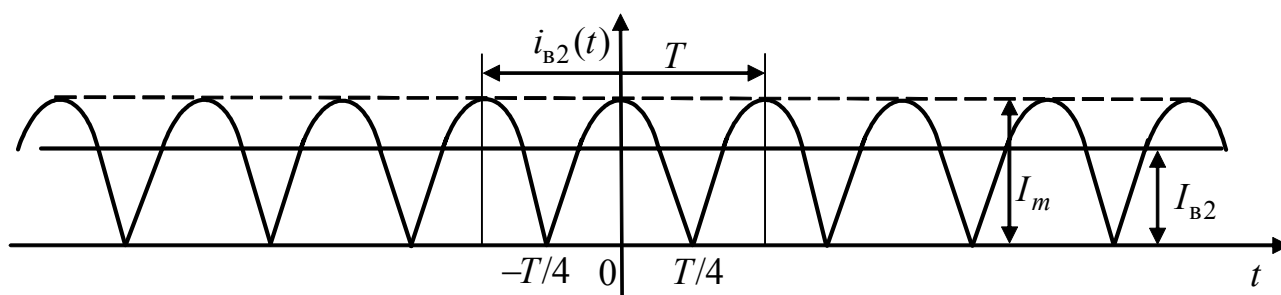


Рисунок 2.6 – Двонапівперіодне випрямлення синусоїдного струму

30. Вихід (выход, output) – вхід, на якому вимірюють (обчислюють) реакцію.

31. Відбита хвиля (отраженная волна, reflected wave) – хвиля, яка пересувається від навантаги до джерела; фізичною причиною її появи є відбиття від навантаги.

32. Відгук, або реакція (отклик, response) – поява струму (напруги) у колі.

33. Відносна розстройка (относительная расстройка, fractional deviation) – відношення абсолютної розстройки до резонансної частоти $\Delta\omega/\omega_{\text{рез}}$, або $\Delta f/f_{\text{рез}}$. Для резонансних контурів, у яких добротність $Q \gg 1$, відносна розстройка поблизу резонансної частоти $\Delta\omega/\omega_{\text{рез}} \ll 1$.

34. Вільна складова (свободная составляющая, free component) – струм (напруга) $y_{\text{вл}}(t)$, що визначаються у *вільному режимі* (дія $x(t) = 0$) і обумовлені запасом енергії в реактивних елементах після відімкнення джерела. Вигляд вільної складової визначається характером коренів характеристичного рівняння (див. п. 298) кола p_k ($k=1,2,\dots,n$). Оскільки в ЛЕК параметри елементів додатні, корені p_k – від’ємні дійсні або комплексні-спряжені, які мають від’ємну дійсну частину ($\text{Re } p_k < 0$).

Для некратних коренів: $y_{\text{вл}}(t) = \sum_{k=1}^n A_k e^{p_k t}$; для комплексно-спряжених

$p_{k,k+1} = -\delta_k \pm j\omega_{\text{вл}k}$: $y_{\text{вл}}(t) = e^{-\delta_k t} (M \cos \omega_{\text{вл}k} t + N \sin \omega_{\text{вл}k} t) = A e^{-\delta_k t} \sin(\omega_{\text{вл}k} t + \psi)$, де A_k, A, ψ – сталі інтегрування.

Якщо серед n коренів p_k l коренів є кратними дійсному кореню, наприклад p_1 : $y_{\text{вл}}(t) = (A_1 + A_2 t + \dots + A_l t^{l-1}) e^{p_1 t} + \sum_{k=l+1}^n A_k e^{p_k t}$.

Якщо є m -кратні спряжені комплексні корені, тоді

$$y_{\text{вл}}(t) = e^{-\delta_1 t} \sum_{i=1}^m t^{i-1} (M_i \cos \omega_{\text{вл}1} t + N_i \sin \omega_{\text{вл}1} t) + \sum_{k=m+1}^n A_k e^{p_k t}.$$

Оскільки в ЛЕК корені або їх дійсна частина є від’ємними, $\lim_{t \rightarrow \infty} y_{\text{вл}}(t) = 0$.

35. Вітка (ветвь, branch) – декілька послідовно сполучених елементів, в яких проходить один і той самий струм.

36. Власна провідність (собственная проводимость, own conductivity) **вузла** – сума провідностей всіх віток, увімкнених до цього вузла (див. приклад 5.2). Власні провідності вузлів завжди додатні і позначаються подвійними індексами, що повторюють номер вузла (G_{11}, G_{22} тощо).

37. Власний опір (собственное сопротивление, own resistance) **контур** – сума опорів усіх віток, які утворюють контур (див. приклад 5.2). Власні опори завжди додатні і позначаються подвійними індексами, які збігаються з номером контуру (R_{11}, R_{22} та ін.).

38. Властивості кіл з розподіленими параметрами (свойства цепей с распределенными параметрами, properties of circuits with distributed parameter): 1) залежність миттєвих значень процесів від двох змінних (часу і координати) t, x ; 2) сумірність одного з геометричних розмірів з довжиною хвилі; 3) подання кола у вигляді нескінченної кількості розподілених за однією з координат ідеальних пасивних елементів, для кількісної оцінки яких вводиться поняття *первинних* (погонних) параметрів (див. п. 202); 4) затримка струмів і напруг у

часі та хвильовий характер процесів; 5) опис процесів, у загальному випадку, диференціальними рівняннями (див. п. 63) у частинних похідних для $i(t, x)$ та $u(t, x)$.

39. Вольт-амперна характеристика, ВАХ (вольт-амперна характеристика, current-voltage characteristic) – залежність між напругою на затискачах елемента електричного кола та струмом у ньому.

40. Вольтметр (вольтметр, voltmeter) – прилад для вимірювання постійної напруги і характеристик змінної напруги (максимальне, діюче і середнє значення) в реальних колах. У теорії кіл використовують поняття ідеального вольтметра, який має нескінченно великий опір і тому не змінює режим роботи кола. Вольтметр вмикають паралельно ділянці кола, де вимірюють напругу.

41. Вплив опору джерела R_i та навантаги R_H на вибірні властивості контуру враховують виразами для еквівалентної добротності: а) для послідовного контуру $Q_e = \frac{Q}{1 + R_i/R}$; $Q_e = \frac{Q}{1 + Q\rho/R_H}$; б) для паралельного контуру

$$Q_e = \frac{Q}{1 + Z_{\text{ерез}}/R_i + Z_{\text{ерез}}/R_H}, \text{ де } R = R_L + R_C, Q = \rho/R, Z_{\text{ерез}} = \rho^2/R - \text{відповідно}$$

опір втрат; власна добротність і резонансний опір контуру.

42. Вторинні параметри (вторичные параметри, secondary constants), ДЛ – коефіцієнт поширення, коефіцієнт ослаблення, коефіцієнт фази, довжина хвилі, фазова швидкість поширення хвилі, хвильовий опір, коефіцієнт відбиття, вхідний опір у довільному перерізі лінії.

У табл. 3.46 наведені формули для вторинних параметрів $\nu = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ та $R_{\text{хв}} = \sqrt{L_1/C_1}$ ІДЛ основних типів (геометричні розміри ліній позначено на рис. 2.9). Відносна магнітна проникність провідників прийнята $\mu = 1$, оскільки провідники та ізоляція ідеальні ($R_1 = 0$; $G_1 = 0$).

Вторинні параметри лінії при синусоїдній дії зведені до табл. 3.48.

43. Вторинні параметри контуру – резонансна частота $\omega_{\text{рез}} (f_{\text{рез}})$, період резонансної частоти $T_{\text{рез}}$, характеристичний опір ρ , добротність контуру Q , загасання d (табл. 3.18).

44. Вузлова напруга (узловое напряжение, nodal voltage) – напруга вузла схеми відносно базисного вузла.

45. Вузловий струм джерел (узловой ток источников, nodal source current) – алгебраїчна сума струмів джерел, увімкнених до даного вузла. Струми джерел, спрямовані до вузла, входять у вузлові струми джерел зі знаком плюс, а струми джерел, спрямовані від вузла, – зі знаком мінус.

46. Вузол (узел, node) – точка з'єднання трьох і більше віток.

47. Вхід, або пара затискачів (вход, input) – сукупність таких двох затискачів схеми, що величина струму, який входить в один із них, дорівнює величині струму, що виходить з іншого. *Незалежний вхід* – такий, що на ньому вхі-

дні напруги або струми не можна виразити через алгебраїчну суму напруг або струмів інших незалежних входів.

48. Вхідний опір (входное сопротивление, input resistance) **активного двополюсника** – опір з боку його вихідних затискачів при виключених активних елементах. Виключення активних елементів полягає в замиканні ідеальних джерел напруги і розмиканні ідеальних джерел струму; у реальних джерел залишаються їх внутрішні опори.

49. Вхідний опір ДЛ у довільному перерізі – відношення комплексних амплітуд напруги та струму в цьому перерізі:
$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{U_m}{I_m} = \frac{U_{m\text{пад}} + U_{m\text{від}}}{I_{m\text{пад}} + I_{m\text{від}}} = \frac{U_{m\text{пад}}}{I_{m\text{пад}}} \frac{1 + \underline{\rho}_u}{1 + \underline{\rho}_i} = \underline{Z}_{\text{хв}} \frac{1 + \underline{\rho}_u}{1 - \underline{\rho}_u}$$
, де $\underline{Z}_{\text{хв}}$ – хвильовий опір, $\underline{\rho}_u$ – коефіцієнт відбиття.

50. Гіратор (гиратор, gyrator) – чотириполюсник, в якому джерела струму, увімкнені протилежно за напрямком відносно спільного вузла, керуються напругами на інших входах. Для ідеального гіратора його провідності Y_1, Y_2 – дійсні числа. Гіратор (рис. 2.7) використовують для перетворень параметрів елементів кола у дуальні (струм–напруга, опір–провідність, ємність–індуктивність).

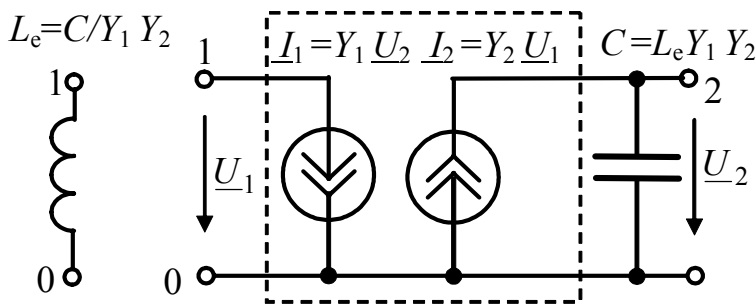


Рисунок 2.7 – Заміщення індуктивності відносно входу (1+0) за допомогою гіратора та ємності на вході (2+0)

51. Годограф (годограф, locus) – крива, яку описує кінець вектора КПФ $\underline{H}(\omega)$ при змінюванні частоти від нуля до нескінченності.

52. Головна вітка (хорда) графа (главная ветвь, main branch) – вітка, що не входить до вибраного дерева.

53. Граничні співвідношення (граничные соотношения, boundary relations) між часовими та частотними характеристиками кола встановлюють зв'язок між значеннями перехідної характеристики (при $t = 0$; $t \rightarrow \infty$) та значеннями АЧХ (при $\omega \rightarrow \infty$; $\omega = 0$): $|H(0)| = g(\infty)$; $|H(\infty)| = g(0)$.

54. Граф схеми (граф схемы, circuit graph) – графічне подання схеми, в якій вітки умовно зображено лініями (ребрами), а вузли – точками (вершинами) (рис.2.11, б). Схема кола (рис. 2.11, а) містить вісім віток і п'ять вузлів.

55. Двополюсник (двухполюсник, two-terminal network) – частина електричного кола з двома затискачами, що називаються полюсами.

56. Джерело напруги, кероване напругою, ДНКН (источник напряжения, управляемый напряжением, ИНУН, voltage controlled voltage source) – джерело, для якого $e(u_{\text{вх}}) = H_U u_{\text{вх}}$, де H_U – безрозмірний коефіцієнт передачі за напругою (табл. 3.4).

57. Джерело напруги, кероване струмом, ДНКС (источник напряжения, управляемый током, ИНУТ, current controlled voltage source) – джерело, для якого $e(i_{\text{вх}}) = R_{\text{пер}} i_{\text{вх}}$, де $R_{\text{пер}}$ – передатний опір (табл. 3.4).

58. Джерело струму, кероване напругою, ДСКН (источник тока, управляемый напряжением, ИГУН, voltage controlled current source) – джерело, для якого $i_{\text{дж}}(u_{\text{вх}}) = G_{\text{пер}} u_{\text{вх}}$, де $G_{\text{пер}}$ – передатна провідність (табл. 3.4).

59. Джерело струму, кероване струмом, ДСКС (источник тока, управляемый током, ИНУТ, current controlled current source) – джерело, для якого $i_{\text{дж}}(i_{\text{вх}}) = H_I i_{\text{вх}}$, де H_I – безрозмірний коефіцієнт передачі за струмом (табл. 3.4).

60. Дельта-функція (дельта-функция, delta function) – типова дія (рис. 2.8, в), яку називають також функцією Дірака або одиничним імпульсом (unit impulse), позначають $\delta(t)$. Спрощено $\delta(t)$ записують:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0; \\ \infty & \text{при } t = 0; \end{cases} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{-0}^{+0} \delta(t) dt = 1.$$

Дельта-функцію, подібно $1(t)$, подають аналітично як границю спеціальних функцій $\Phi(t, \Delta t)$ часу і параметра Δt , які мають одиничну площу:

$$\delta(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \Phi(t, \Delta t); \quad \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t, \Delta t) dt = 1. \text{ Наприклад (рис. 2.8, а, б),}$$

$$\Phi_1(t, \Delta t) = \begin{cases} 1/\Delta t & \text{при } |t| < \Delta t/2; \\ 0 & \text{при } |t| > \Delta t/2; \end{cases} \quad \Phi_2(t, \Delta t) = \frac{\Delta t}{\pi(t^2 + \Delta t^2)}.$$

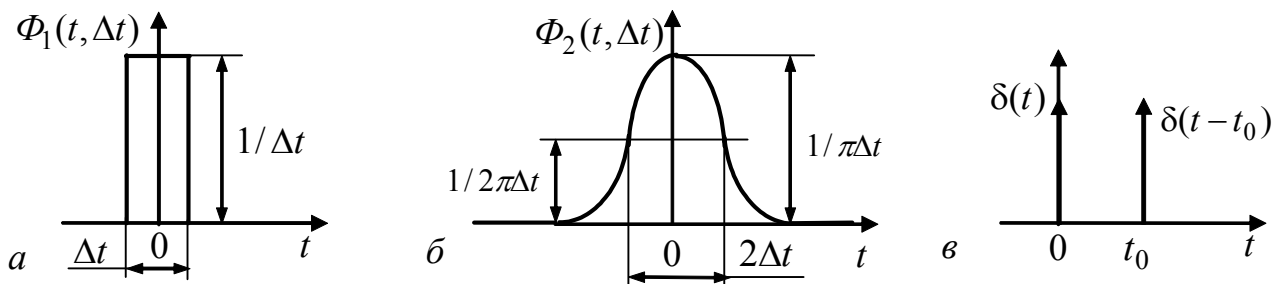


Рисунок 2.8 – До визначення поняття дельта-функції

Дельта-функція має фільтрувальну властивість: $\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \delta(x-t) dx = f(t)$,

тобто $\delta(t)$ як співмножник функції $f(x)$ визначає інтеграл як величину $f(x)$ для того значення змінної x , за якого $\delta(t) \rightarrow \infty$.

Зв'язок одиничної та дельта-функції: $\delta(t) = \frac{d1(t)}{dt}$; $1(t) = \int_{-\infty}^t \delta(x) dx$.

61. Дерево графа (дерево графа, tree of graph) – частина графа, що включає всі вузли, але не створює жодного контуру (рис. 2.11, в).

62. Диференціальне рівняння кола (дифференциальное уравнение цепи, circuitry differential equation). У ЛЕК з постійними зосередженими параметрами процеси описують лінійним неоднорідним диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами n -го порядку:

$$b_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + b_1 \frac{dy(t)}{dt} + b_0 y(t) = f(t),$$

де $y(t)$ – відгук кола на вхідну дію (струм, напруга);

$f(t) = a_m \frac{d^m x(t)}{dt^m} + a_{m-1} \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + a_1 \frac{dx(t)}{dt} + a_0 x(t)$ – відома функція, яка залежить від дії $x(t)$; $a_0, a_1, \dots, a_m; b_0, b_1, \dots, b_n$ – постійні коефіцієнти.

63. Диференціальні рівняння ДЛ встановлюють аналітичний зв'язок між первинними параметрами L_1, C_1, R_1, G_1 , струмом $i(t, x)$ і напругою $u(t, x)$

у довільному перерізі лінії у будь-який момент часу: $-\frac{\partial u}{\partial x} = R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t}$;

$-\frac{\partial i}{\partial x} = G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t}$, або $\frac{\partial u}{\partial y} = R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t}$; $\frac{\partial i}{\partial y} = G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t}$, де координату x від-

лічують від входу, а координату $y = l - x$ – від навантаги (кінця) лінії довжиною l . Ці рівняння називають також *телеграфними*, оскільки вони були отримані під час створення перших ліній телеграфного зв'язку.

64. Диференціальні рівняння нелінійних кіл. Щоб отримати систему рівнянь, яка визначає процеси в нелінійних колах, використовують закони Кірхгофа. При цьому: 1) справедливі всі правила визначення кількості вузлів і контурів, сформульовані для лінійних кіл; 2) диференціальне рівняння можна записати у двох формах – за допомогою статичних характеристик (див. п. 258) або через динамічні параметри (табл. 3.29); 3) нелінійні коефіцієнти диференціального рівняння залежать від аналітичного вигляду характеристик НЕ.

65. Діюче значення (действующее значение, effective value) періодичного струму – середньо-квадратичне значення струму за період (табл. 3.6). *Діюче значення синусоїдного струму $i(t)$* чисельно дорівнює такому постійному струму I , який в опорі R за період T виділяє таку саму енергію, як і струм $i(t)$ за таких саме умов (у тому ж опорі за такий самий час).

66. Дія (воздействие, action) – внесення джерела до електричного кола.

67. Добротність (добротность, quality factor) – відношення характеристичного опору контуру до опору втрат: $Q = \frac{\rho}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$ (табл. 3.18).

Добротність прямо пропорційна максимальній енергії, яка накопичується в ре-

активних елементах при резонансі, і обернено пропорційна енергії втрат в активному опорі за період $T_{\text{рез}}$.

68. Довга лінія, ДЛ (длинная линия, long (transmission) line) – коло з розподіленими параметрами у вигляді двох провідників, розділених непровідним середовищем і працюючих у режимі, коли довжина провідників сумірна, а поперечні розміри значно менше довжини хвилі.

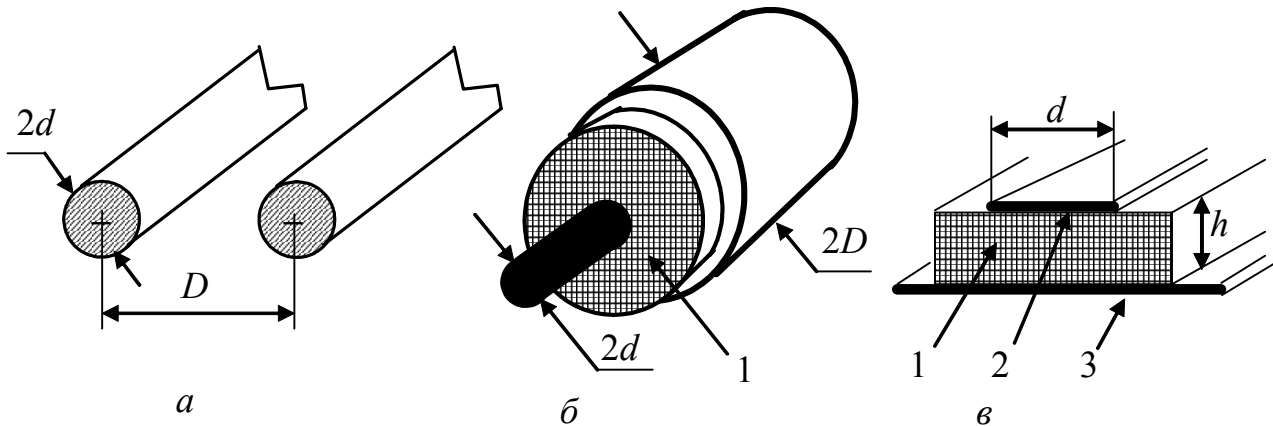


Рисунок 2.9 – Конструкції основних видів ліній передачі:

a – симетрична двопровідна повітряна лінія, $2d$ – діаметр провідників, D – відстань між провідниками;

б – коаксіальний кабель, $2d$ – діаметр внутрішнього (центрального) провідника, $2D$ – діаметр зовнішнього провідника (оплетення), 1 – ізолюючий шар діелектрика;

в – мікrostрічкова лінія, 1 – діелектрична підкладка товщиною h ; 2 – провідна лінія шириною d ; 3 – провідний шар

ДЛ практично застосовують у діапазонах метрових (30-300 МГц) і дециметрових хвиль (300-3000 МГц). Конструктивно лінії передачі виготовляють у вигляді двопровідних повітряних ліній (рис. 2.9, *a*), коаксіальних кабелів (рис. 2.9, *б*) і стрічкових ліній (рис. 2.9, *в*). Крім провідного шару «3» у стрічкових лініях, інші геометричні розміри наведених конструкцій ліній передачі у поперечних перерізах є значно меншими довжини хвилі: $d \ll \lambda$; $D \ll \lambda$; $h \ll \lambda$.

Окрім головного призначення – каналізації енергії без втрат або передачі сигналів без спотворення форми – ДЛ у вказаних діапазонах частот використовують, створюючи резонансні контури, трансформатори, фільтри, лінії затримки, антенні пристрої, формувачі, ізолятори, вимірювальні лінії, комутатори, атенюатори. Для різних областей застосування розроблені спеціальні ДЛ: резистивні; R , C лінії; спіральні лінії затримки; штучні лінії тощо.

69. Довга лінія з малими втратами, ДЛМВ (длинная линия с малыми потерями, long line with low losses) – лінія, активні первинні опори і провідності якої значно менші відповідних реактивних $R_1 \ll \omega L_1$; $G_1 \ll \omega C_1$. Параметри ДЛМВ наведені у табл. 3.50.

70. Довжина хвилі (длина волны, wave-length) – відстань між двома точками хвилі, фаза яких відрізняється на 2π : $\lambda = 2\pi/\beta$.

71. Довершений трансформатор (совершенный трансформатор, perfect transformer) – трансформатор (рис. 2.10, а), у якого відсутні втрати і коефіцієнт зв'язку дорівнює одиниці ($R_1 = R_2 = 0$; $k = M/\sqrt{L_1L_2} = 1$).

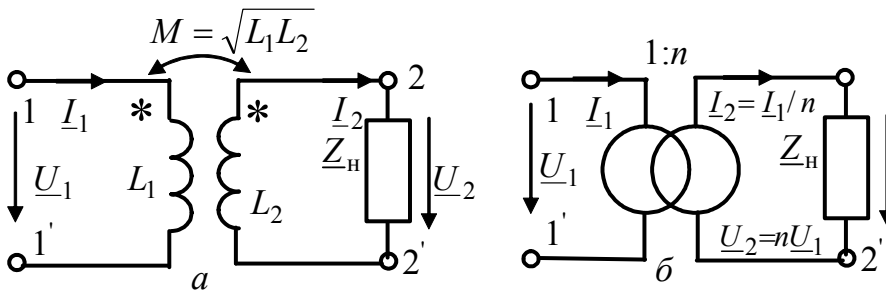


Рисунок 2.10 – Схеми трансформаторів:
а – довершений;
б – ідеальний

72. Дуальність елементів (дуальность элементов, duality of elements) – взаємна відповідність основних співвідношень для електричних величин елементів. Так, при заміні L на C , u на i , а i на u у всіх виразах для індуктивності виходять відповідні вирази для ємності. Є справедливим і зворотний перехід. Така відповідність називається дуальністю елементів L і C . Дуальними є також елементи «опір» і «провідність».

73. Дуальність послідовного та паралельного контурів – однотипність виразів для комплексної провідності послідовного контуру і комплексного опору паралельного контуру: $Y(\xi) = \frac{Y_{\text{рез}}}{1 + j\xi} = \frac{1/R}{1 + j\xi}$; $Z_e(\xi) = \frac{Z_{\text{ерез}}}{1 + j\xi} = \frac{\rho^2/R}{1 + j\xi}$.

Відношення $Z_e(\xi)/Y(\xi) = \rho^2$ не залежить від ξ , а отже, і від частоти.

Порівняння КПФ, АЧХ і ФЧХ паралельного (відгуки I_L , I_C) і послідовного (відгуки U_C , U_L) контурів (табл. 3.20, 3.21) дозволяє зробити висновок щодо рівності відповідних КПФ і частотних характеристик (табл. 3.22), що підтверджує принцип дуальності контурів.

74. Загасання (затухание, attenuation) – величина, обернена добротності $d = 1/Q$ (табл. 3.18).

75. Задача аналізу (задача анализа, analysis task) – визначення декількох або всіх струмів і напруг заданої схеми за відомими значеннями параметрів її елементів (пасивних і активних). Для аналізу кіл використовують загальні методи розрахунку кіл.

76. Задача синтезу (задача синтеза, synthesis task) – визначення схеми та значень її елементів з метою досягнення заданих характеристик або режиму роботи кола. Розв'язання задачі синтезу кола поділяють на три етапи: 1) апроксимація – визначення ОПФ, яка задовольняє певним вимогам до частотних характеристик кола і відповідає умовам фізичної реалізації; 2) структурний синтез – побудова у заданій елементній базі схемної структури, що має визначену ОПФ;

3) параметричний синтез – визначення параметрів елементів, що утворюють синтезоване коло.

На всіх етапах синтезу не має однозначного результату, і вибір конкретної схеми кола визначається додатковими вимогами (кількістю елементів кола, припустимими значеннями їхніх параметрів, масогабаритними, конструктивним та іншими показниками).

77. Задача синтезу двополюсників. Синтез двополюсника за заданою реактансною ОВФ здійснюють у межах заданої структури кола. Найпростіші структури реалізуються канонічними схемами, ОВФ яких можна подати або як суму елементарних частин (синтез за Фостером), або як ланцюговий дріб (синтез за Кауером) [2].

ОВФ кола, яке не має втрат, називається реактансною, оскільки коло містить тільки реактивні елементи L, C . Реактансні функції належать до класу додатних дійсних функцій, але утворюють підклас з додатковими властивостями. Оскільки усі нулі та полюси реактансних функцій розташовані на уявній осі, вони чергуються.

78. Закон Джоуля-Ленца (закон Джоуля-Ленца, Joule-Lens law):

а) для постійного струму $P = UI = RI^2 = GU^2$; б) для довільного закону зміни струму $p = ui = Ri^2 = Gu^2$.

79. Закон електромагнітної індукції (закон електромагнітної індукції, law of electromagnetic induction): $u = d\Psi / dt$, де u – напруга, Ψ – магнітне потокозчеплення.

80. Закони Кірхгофа (законы Кирхгофа, Kirchhoff's laws).

Перший закон Кірхгофа – алгебраїчна сума миттєвих значень струмів у вузлі дорівнює нулю: для довільного закону зміни струму $\sum_{k=1}^m i_k = 0$; для кола

постійного струму $\sum_{k=1}^m I_k = 0$, де m – кількість віток, з'єднаних із вузлом.

За правилом знаків, відповідно до якого струми, що входять у вузол, беруться зі знаком плюс, а струми, які виходять з вузла, – зі знаком мінус, рівняння за першим законом Кірхгофа для схеми (рис. 2.11, а) матимуть вигляд:

вузол 1: $-i_1 - i_5 - i_4 = 0$; вузол 2: $i_1 - i_6 + i_2 = 0$; вузол 3: $-i_2 - i_3 + i_7 = 0$;

вузол 4: $i_4 + i_3 + i_8 = 0$; вузол 5: $i_5 + i_6 - i_7 - i_8 = 0$.

Другий закон Кірхгофа – у будь-якому контурі алгебраїчна сума миттєвих значень напруг на пасивних ділянках контуру дорівнює алгебраїчній сумі

миттєвих значень ЕРС: а) для довільного закону зміни струму $\sum_{k=1}^m u_k = \sum_{l=1}^n e_l$; б)

для кола постійного струму $\sum_{k=1}^m U_k = \sum_{l=1}^n E_l$, де m – кількість пасивних елементів;

n – кількість джерел ЕРС у контурі (див. приклад 5.1).

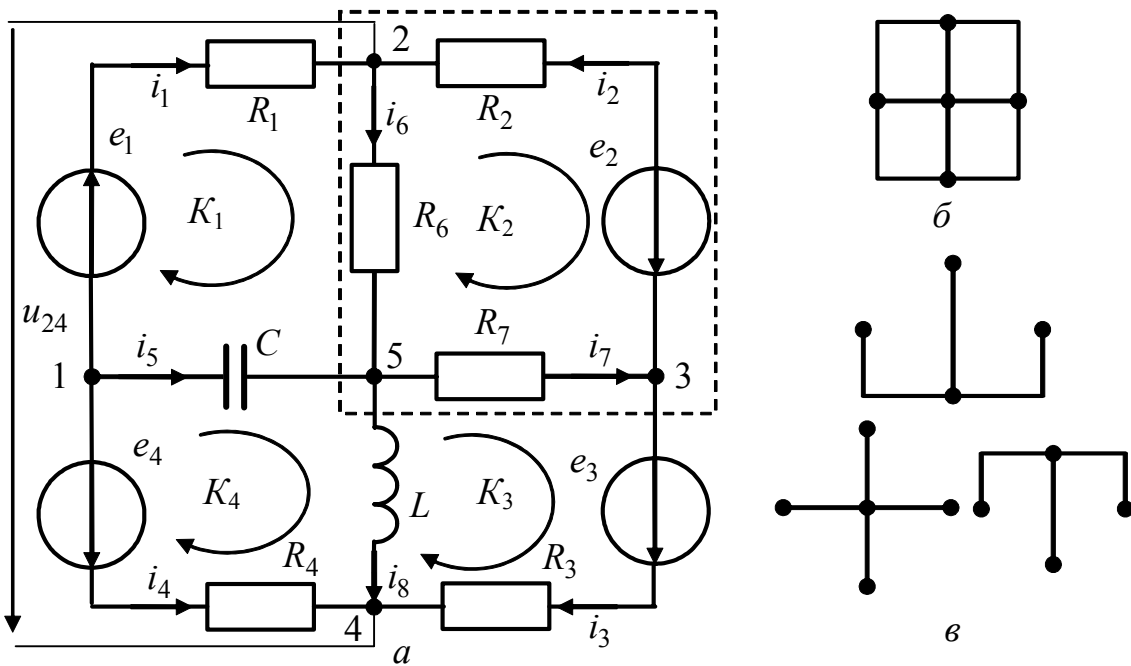


Рисунок 2.11 – Схема електричного кола (а), граф (б), дерева графа (в)

Знаки доданків у рівняннях за другим законом Кірхгофа, визначають, виходячи з довільно вибраних напрямів обходу в кожному з контурів. Напруги і ЕРС, напрями яких збігаються з вибраним напрямом обходу, беруть зі знаком плюс, в іншому випадку – зі знаком мінус (рис. 2.11, а):

$$\text{контур } K_1: R_1 i_1 + R_6 i_6 - \frac{1}{C} \int i_5 dt = e_1; \quad \text{контур } K_2: -R_2 i_2 - R_7 i_7 - R_6 i_6 = e_2;$$

$$\text{контур } K_3: R_7 i_7 + R_3 i_3 - L \frac{di_8}{dt} = e_3; \quad \text{контур } K_4: \frac{1}{C} \int i_5 dt + L \frac{di_8}{dt} - R_4 i_4 = -e_4.$$

Другий закон Кірхгофа застосовують також для контурів, до складу яких входять напруги на ділянках схеми (рис. 2.11, а):

$$u_{24} - R_4 i_4 + R_1 i_1 = e_1 - e_4; \quad u_{24} - R_3 i_3 + R_2 i_2 = -e_2 - e_3; \quad u_{24} - L \frac{di_8}{dt} - R_6 i_6 = 0.$$

Закони Кірхгофа справедливі також для нелінійних кіл, але в рівняннях необхідно враховувати залежність опорів від струмів: $\sum_{k=1}^m R_k(i_k) i_k = \sum_{l=1}^n e_l$.

81. Закони Кірхгофа в комплексній формі (закони Кирхгофа в комплексной форме, Kirchhoff's laws in complex form).

Перший закон Кірхгофа в комплексній формі – у вузлі кола синусоїдного струму алгебраїчна сума комплексних амплітуд (комплексних діючих значень) синусоїдних струмів віток дорівнює нулю.

Другий закон Кірхгофа в комплексній формі – у контурі кола синусоїдного струму алгебраїчна сума комплексних амплітуд (комплексних діючих значень) напруг дорівнює алгебраїчній сумі комплексних амплітуд (комплексних діючих значень) ЕРС.

82. Закони комутації (законы коммутации, switching laws) – у початковий момент після комутації струм в індуктивності (напруга на ємності) залишається саме таким, яким він був безпосередньо перед комутацією, а потім плавно змінюється.

Якщо момент комутації розглядати як початок відліку часу $t_0 = 0$, то момент безпосередньо перед комутацією позначається $t = -0$, а момент після комутації $t = +0$. Враховуючи ці позначення, можна записати: $i_L(-0) = i_L(+0)$ – перший закон комутації; $u_C(-0) = u_C(+0)$ – другий закон комутації.

83. Закон Ома (закон Ома, Ohm's law): а) для постійного струму $R = U/I$, $I = GU$; б) для змінного струму $R = u/i$, $i = Gu$.

84. Залежне джерело (зависимый источник, dependent source) – джерело, параметри напруги і струму якого залежать від режиму роботи кола, а отже, від значень всіх його елементів. Залежні джерела застосовують в схемах заміщення електронних приладів (електровакуумних і напівпровідникових приладів, інтегральних мікросхем та ін.). Оскільки параметри залежних джерел керуються вхідними напругами або струмами, такі джерела називають керованими (табл. 3.4).

85. Затискач (зажим, clip) – точка електричного кола, призначена для виконання з'єднання.

86. З'єднання трьох опорів «трикутником» і «зіркою» (соединения трех сопротивлений «треугольником» и «звездой», delta and star connections) не містять послідовно або паралельно увімкнених елементів, і тому до них застосовують окремий вид еквівалентних перетворень: «зірка–трикутник» і навпаки (табл. 3.5), що дозволяє перейти до кола зі змішаним з'єднанням. Ці перетворення застосовують тільки для пасивних ділянок кола, які не мають джерел.

87. З'єднання чотиріполюсників (соединение четырехполюсников, connection of four-terminal networks). Щоб знайти зв'язок між вхідними і вихідними величинами з'єднаних чотиріполюсників, визначаючи параметри *еквівалентного (складеного) чотиріполюсника*, використовують Z -, H -, D -, Y - і A -форми (п. 314).

При послідовному з'єднанні чотиріполюсників А і В (рис. 2.12, а) застосовують Z -форму: $(\underline{Z})_e = (\underline{Z})_A + (\underline{Z})_B$, при паралельному з'єднанні (рис. 2.12, б) – Y -форму: $(\underline{Y})_e = (\underline{Y})_A + (\underline{Y})_B$, при послідовно-паралельному (рис. 2.12, в) – H -форму: $(\underline{H})_e = (\underline{H})_A + (\underline{H})_B$, при паралельно-послідовному (рис. 2.12, г) – D -форму: $(\underline{D})_e = (\underline{D})_A + (\underline{D})_B$, при каскадному (рис. 2.12, д) – A -форму.

При каскадному з'єднанні

$$(\underline{A})_e = (\underline{A})_A \times (\underline{A})_B = \begin{pmatrix} \underline{A}_{11a} \underline{A}_{11b} + \underline{A}_{12a} \underline{A}_{21b} & \underline{A}_{11a} \underline{A}_{12b} + \underline{A}_{12a} \underline{A}_{22b} \\ \underline{A}_{21a} \underline{A}_{11b} + \underline{A}_{22a} \underline{A}_{21b} & \underline{A}_{21a} \underline{A}_{12b} + \underline{A}_{22a} \underline{A}_{22b} \end{pmatrix}.$$

Наведені правила визначення матриць еквівалентних чотиріполюсників справедливі за будь-якої кількості чотиріполюсників, що їх складають. Але, підсумовуючи матриці, слід дотримуватися умови *регулярності з'єднання чотиріполюсників* – через обидва вхідних затискачі кожного чотиріполюсника

мають протікати однакові за величиною і протилежні за напрямом струми; те ж саме має бути щодо вихідних затискачів кожного чотирьохполюсника.

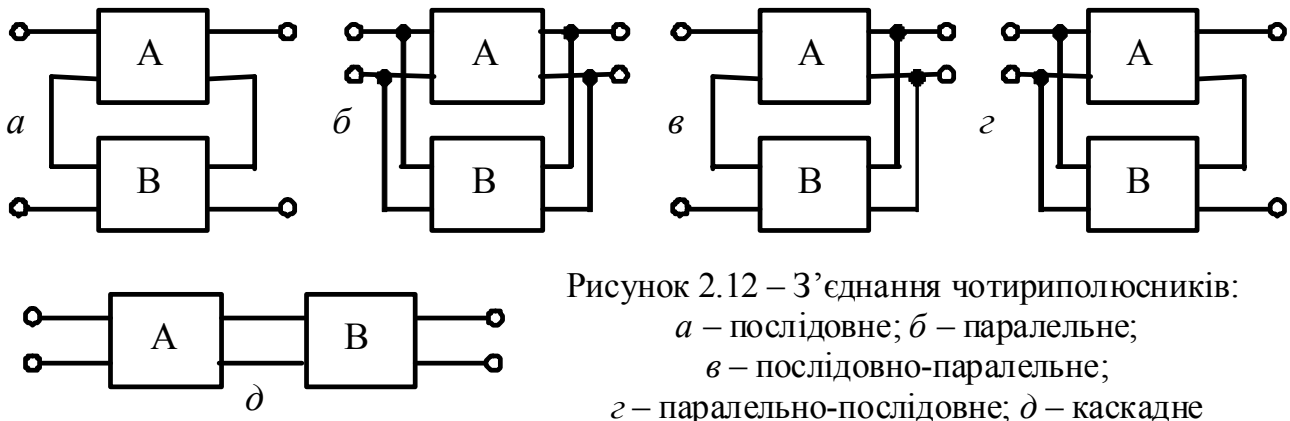


Рисунок 2.12 – З'єднання чотирьохполюсників:
a – послідовне; *б* – паралельне;
в – послідовно-паралельне;
г – паралельно-послідовне; *д* – каскадне

88. Зв'язані резонансні контури (связанные резонансные контуры, coupled resonant circuits) – два або більше одиночних резонансних контурів, в яких процеси впливають один на одного. Як елемент зв'язку принципово може бути використаний будь-який пасивний елемент (взаємна індуктивність, індуктивність, ємність, опір) або їх комбінації (наприклад, індуктивність і ємність).

На рис. 2.13 показано схеми двох *індуктивно зв'язаних контурів* для взаємоіндуктивного (трансформаторного) зв'язку.

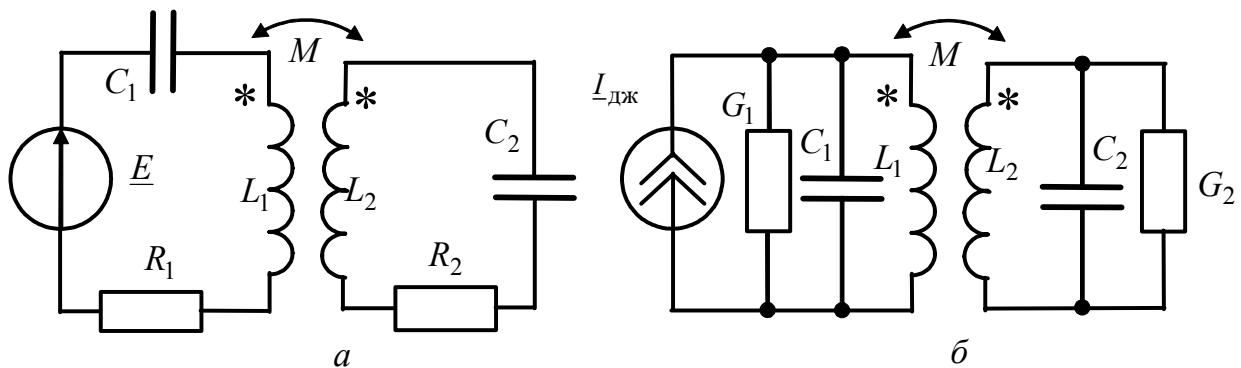


Рисунок 2.13 – Схеми зв'язаних коливальних контурів із взаємоіндуктивним зв'язком

На рис. 2.14 зображені двополюсні схеми заміщення послідовних індуктивно зв'язаних контурів, а в табл. 3.23 – розрахункові співвідношення для параметрів цих схем.

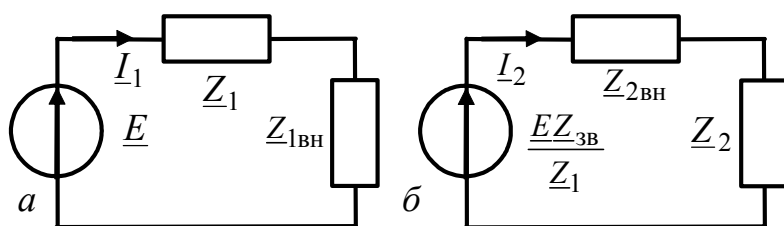


Рисунок 2.14 – Двополюсні схеми заміщення послідовних індуктивно зв'язаних контурів

89. Зв'язок між операторними та часовими характеристиками кола. Зв'язок між ОПФ кола $H(p)$ та зображеннями часових характеристик $G(p)$, $H(p)$ встановлюється формулами: $G(p) = H(p)/p$; $H(p) = H(p)$, де $G(p) = \mathcal{L}[g(t)]$, $H(p) = \mathcal{L}[h(t)]$.

90. Зв'язок між операторними та частотними характеристиками кола. Операторна передатна функція $H(p)$ переходить у комплексну $H(j\omega)$ за умови заміни $p = j\omega$: $H(j\omega) = H(p)|_{p=j\omega}$.

91. Зв'язок між частотними та часовими характеристиками кола. Імпульсна характеристика кола $h(t)$ визначається як обернене перетворення Фур'є від КПФ $\underline{H}(\omega)$: $h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{H}(\omega) e^{j\omega t} d\omega$, відповідно КПФ – це пряме перетво-

рення Фур'є від імпульсної характеристики: $\underline{H}(\omega) = \int_0^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt$. Оскільки пряме перетворення Фур'є від функції $f(t)$ визначає її *спектральну щільність* (п. 255), КПФ $\underline{H}(\omega)$ – спектральна щільність імпульсної характеристики $h(t)$.

92. Змінний струм (переменный ток, alternating current) – періодичний струм, середнє значення якого за період дорівнює нулю.

93. Змішане з'єднання (смешанное соединение, series-parallel connection) – поєднання послідовної та паралельної ділянок електричного кола.

94. Зображення (изображение, Laplace image) – функція $F(p)$ комплексної змінної p в операційному численні. Функції $F(p)$ утворюють простір зображень і мають низку властивостей, що полегшує перехід до оригіналу $f(t)$.

95. Зсув фаз (сдвиг фаз, lagging) – різниця повних або початкових фаз гармонічних процесів з однаковою частотою і спільним вибором початку відліку часу (табл. 3.6). Зі зсувом фаз φ пов'язаний зсув гармонічних процесів у часі: $\Delta t = \varphi/\omega$.

Зсув фаз змінюється в межах $\pm \pi$, а зсув Δt – у межах $\pm T/2$. Гармонічний процес, який упродовж половини періоду раніше досягає максимуму, вважається випереджаючим у часі або за фазою.

96. Зустрічне увімкнення (встречное включение, differentially coupled connection) – увімкнення котушок, за якого магнітні потоки самоіндукції і взаємоіндукції віднімаються.

97. Еквівалентний резонансний опір (эквивалентное резонансное сопротивление, equivalent resonant resistance) – опір контуру $Z_{\text{рез}}$ при резонансі (табл. 3.18).

98. Еквівалентні перетворення (эквивалентные преобразования, equal transformations) – перетворення однієї частини схеми, при яких не змінюється режим роботи (струми і напруги) в іншій частині схеми, що залишилася неперетвореною. Найпоширеніші прийоми еквівалентних перетворень в лінійних колах постійного струму, зведені до табл. 3.5.

99. Еквівалентні перетворення ділянок кіл із взаємними індуктивностями застосовують для заміни їх еквівалентними схемами без елементів з індуктивними зв'язками. До основних прийомів належать еквівалентні перетворення при послідовному і паралельному з'єднаннях віток з індуктивними елементами, а також перетворення взаємних індуктивностей, які мають спільну точку з'єднання.

Для двох послідовно увімкнених котушок співвідношення між комплексними амплітудами струмів і напруг мають вигляд: $\underline{U}_{m12} = \underline{U}_{m1} + \underline{U}_{m2} = [(R_1 + R_2) + j\omega(L_1 + L_2 \pm 2M)] \underline{I}_m$, де знак «плюс» відповідає узгодженому увімкненню, «мінус» – зустрічному.

Залежність еквівалентної індуктивності послідовно сполучених індуктивно зв'язаних котушок від величини зв'язку і характеру увімкнення використовується у *варіометрах* – пристроях, які дозволяють змінювати в широких межах індуктивність, а також при виготовленні дротяних резисторів з малою індуктивністю.

100. Електрорушійна сила, ЕРС (електродвижущая сила, ЭДС, electromotive force, EMF) чисельно дорівнює роботі, що витрачає джерело на переміщення одиничного позитивного заряду всередині джерела від одного його затискача до іншого. ЕРС, як і напруга, вимірюється у вольтах і позначається: для джерела змінної напруги миттєвим значенням ЕРС – $e(t)$ або e ; для джерела постійної напруги – величиною його ЕРС E (табл.3.1).

ЕРС – це максимальна напруга, що виникає на затискачах розімкненого джерела напруги.

101. Елемент кола (елемент цепи, circuit element) – складова частина електричного кола, яка не може бути розділена на частини конструктивно без втрати властивих їй характеристик.

102. Енергія (енергия, energy) – робота, що витрачається при перенесенні нескінченно малого заряду dq від точки з більшим потенціалом до точки з меншим потенціалом: $dw = udq = uidt$.

Миттєве значення енергії $w(t)$, а також енергія W , поглинена, накопичена або перетворена в інші види енергії за час τ , визначаються як

$$w(t) = \int_{-\infty}^t p dt = \int_{-\infty}^t uidt; \quad W = \int_0^{\tau} p dt = \int_0^{\tau} uidt.$$

Енергія вимірюється в джоулях (Дж), Дж = Вт·с (табл.3.1).

Для постійних значень струму і напруги енергія пропорційна часу:

$$W = \int_0^{\tau} UI dt = UI\tau.$$

103. Ємність (ємкость, capacity) – ідеальний пасивний елемент, в якому накопичується енергія електричного поля. Термін «ємність» і його позначення C застосовують як для позначення ємнісного елемента (рис. 2.28, б), так і для

кількісної оцінки (табл. 3.2): $C = q/u$, де q – накопичений в ємності заряд; u – напруга на ємності. Заряд вимірюють в кулонах (Кл), ємність – у фарадах (Ф).

У лінійної ємності КВХ $q(u)$ є лінійною функцією, а C – постійна величина. Параметрична ємність залежить від часу: $C(t)$. Для нелінійної ємності $q(u)$ є нелінійною функцією, а ємність залежить від напруги: $C(u)$.

$$\text{Для лінійної ємності } i_C = C \frac{du}{dt}; \quad u = \frac{1}{C} \int i_C dt.$$

Для постійної напруги ($u = U = \text{const}$) струм та потужність в ємності дорівнюють нулю, тобто ділянку кола розімкнено.

104. Ємнісний опір (ёмкостное сопротивление, capacitive reactance) – величина $X_C = 1/\omega C$, котра вимірюється в омах. Обернену ємнісному опору величину $B_C = \omega C$ називають *ємнісною провідністю* (табл. 3.10, 3.11).

105. Ідеальна ДЛ, ІДЛ (идеальная линия, ideal (lossfree) line) – лінія без втрат ($R_1 = 0$; $G_1 = 0$). Параметри ІДЛ наведені у табл. 3.50. Основні співвідношення для аналізу ІДЛ при синусоїдній дії наведено у табл. 3.47 (відлік координати x від входу лінії) і табл. 3.49 (відлік координати u від навантаги).

106. Ідеальне джерело напруги (идеальный источник напряжения, ideal voltage source) – активний елемент, напруга на затискачах якого не залежить від струму, що протікає через джерело. Ідеальне джерело напруги називають також ідеальним джерелом ЕРС (табл. 3.3).

107. Ідеальне джерело струму (идеальный источник тока, ideal current source) – активний елемент, струм якого не залежить від напруги на його затискачах (табл. 3.3).

108. Ідеальне електричне коло (идеальная электрическая цепь, ideal electrical circuit) – модель, яка містить обмежену кількість ідеальних елементів (пасивних і активних) і призначена для інтерпретації реального кола (пристрою).

109. Ідеальний елемент (идеальный элемент, ideal element) – абстрактне подання елемента кола, що характеризується єдиним параметром.

110. Ідеальний трансформатор (идеальный трансформатор, ideal transformer) – трансформатор (рис. 2.10, б), у якого відсутні втрати ($R_1 = R_2 = 0$) та магнітні потоки розсіювання (струм намагнічення дорівнює нулю). Розрахункові співвідношення для ідеального трансформатора приблизно виконуються для реальних трансформаторів: 1) перетворення амплітуд (діючих значень) вхідних і вихідних напруг і струмів $U_2 = nU_1$; $I_1 = nI_2$ без зміни їх початкових фаз $\Psi_{u_2} = \Psi_{u_1}$; $\Psi_{i_1} = \Psi_{i_2}$; 2) зв'язок вхідного опору з опором навантаги: $Z_{\text{вх}} = Z_{\text{н}} / n^2$; 3) ККД дорівнює одиниці.

111. Імпульсна характеристика (импульсная характеристика, pulse (response) characteristic) – чисельно дорівнює відгуку пасивного лінійного кола на дію джерела типу дельта-функції за нульових початкових умов. Імпульсну характеристику позначають $h(t)$.

Імпульсні характеристики фізично відповідають вільним процесам у колі за рахунок запасу енергії, яку ємності та індуктивності миттєво накопичують від вхідного джерела напруги або струму типу дельта-функції.

Імпульсна характеристика кола є похідною перехідної характеристики:

$$h(t) = \frac{dg(t)}{dt} = g'_{\text{анал}}(t) \cdot 1(t) + g_{\text{анал}}(+0) \cdot \delta(t), \quad g(t) = \int_{-\infty}^t h(x) dx, \quad \text{де } g_{\text{анал}}(t) \text{ – аналітичний}$$

вираз $g(t)$ при $t > 0$. Розмірність $h(t)$ дорівнює розмірності $g(t)$, поділеної на секунду: 1/с, Ом/с, См/с (див. приклад 5.7).

112. Імпульсний струм (импульсный ток, impulse current) – періодичний струм, середнє значення якого за період не дорівнює нулю.

113. Індуктивний опір (индуктивное сопротивление, inductive reactance) – величина $X_L = \omega L$, котра вимірюється в омах. Обернена індуктивному опорю величина $B_L = 1/\omega L$ є *індуктивною провідністю* (табл. 3.10, 3.11).

114. Індуктивність (индуктивность, inductance) – ідеальний пасивний елемент, в якому накопичується енергія магнітного поля. Фізичною моделлю індуктивності є ідеалізована котушка самоіндукції.

Термін «індуктивність» та позначення L застосовують як для позначення індуктивного елемента (рис. 2.28, в), так і для його кількісної оцінки (табл. 3.2).

Величина індуктивності дорівнює відношенню потокозчеплення до струму, що його викликав: $L = \Psi/i$. Індуктивність вимірюють в генрі (Гн).

Індуктивність є *лінійною*, якщо вона не залежить від величини і напряду струму. Це відповідає лінійному характеру *вебер-амперної характеристики* $\Psi = Li$. Лінійна індуктивність $L(t)$, що залежить від часу, є *параметричною*.

Якщо вебер-амперна характеристика є нелінійною функцією, то індуктивність називається *нелінійною* і залежить, загалом, від величини і напряду струму. Для лінійної індуктивності: $u_L = L \frac{di}{dt}$; $i = \frac{1}{L} \int u_L dt$.

При постійному струмі ($i = I = \text{const}$) напруга і потужність в індуктивності дорівнюють нулю, тобто індуктивність є ділянкою кола з нульовим опором (коротке замикання). При цьому індуктивність відрізняється від провідника тим, що в ній накопичена енергія $W_L = LI^2/2$.

115. Інтеграл Дюамеля (интеграл Дюамеля, Duhamel integral). Якщо на вході кола з перехідною характеристикою $g(t)$ дія $s_{\text{вх}}(t) = 0$ при $t < 0$, $s_{\text{вх}}(0) \neq 0$, а на інтервалі $0 \leq t < \infty$ задана неперервною функцією, відгук можна знайти за формулою *інтеграла Дюамеля*: $s_{\text{вих}}(t) = s_{\text{вх}}(0)g(t) + \int_{+0}^t s'_{\text{вх}}(x)g(t-x)dx$.

Якщо дією є кусково-неперервна функція (рис. 2.15, а) з кінцевою кількістю стрибків (точок розриву першого роду):

$$s_{\text{ВХ}}(t) = \sum_k s_{k\text{ВХ}}(t) \cdot [1(t - t_k) - 1(t - t_{k+1})] =$$

$$= \sum_k \text{СТ}(t_k) \cdot 1(t - t_k) + \sum_k s_{k\text{ВХ непер}}(t) \cdot [1(t - t_k) - 1(t - t_{k+1})],$$

де $\text{СТ}(t_k) = s_{k\text{ВХ}}(t_k+0) - s_{(k-1)\text{ВХ}}(t_k-0)$ – k -й стрибок $s_{\text{ВХ}}(t)$ у момент часу $t = t_k$; $s_{k\text{ВХ непер}}(t)$ – неперервний сигнал на інтервалі $(t_k+0) \leq t \leq (t_{k+1}-0)$,

тоді відгук становить $s_{\text{ВИХ}}(t) = \sum_k \text{СТ}(t_k) \cdot g(t - t_k) + \int_{-\infty}^{\infty} s'_{\text{ВХ непер}}(x) g(t - x) dx$, де $s_{\text{ВХ непер}}(t)$ – неперервна функція (рис. 2.15, б), яка відрізняється від кусково-неперервної дії $s_{\text{ВХ}}(t)$ (рис. 2.15, а) лише відсутністю стрибків.

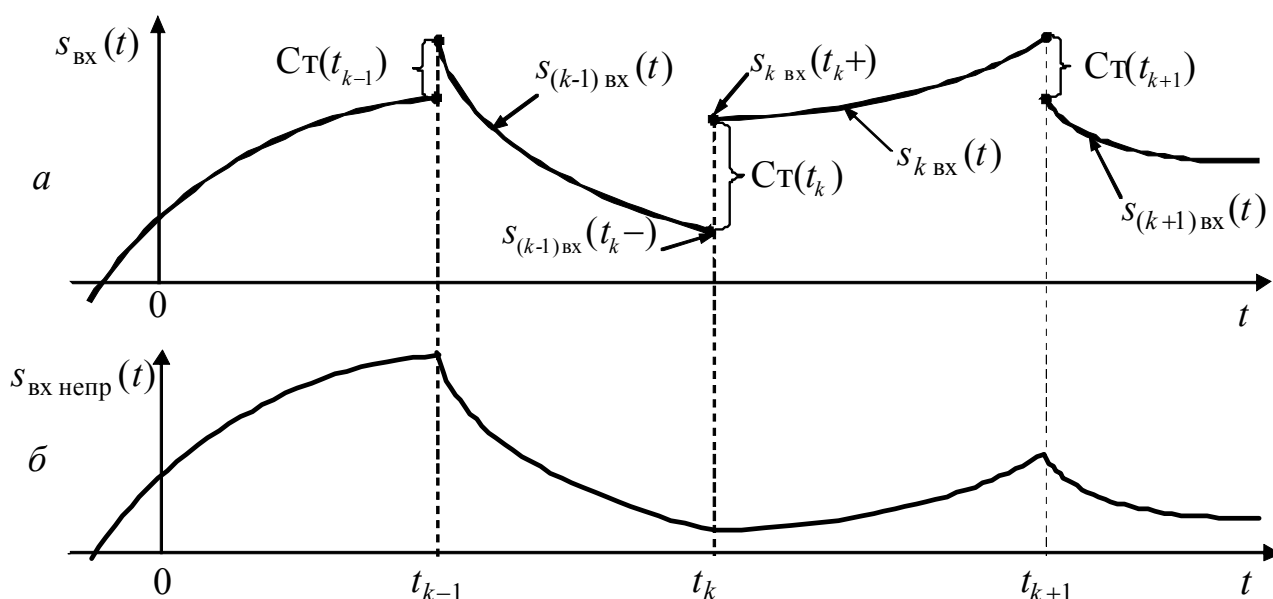


Рисунок 2.15 – Графіки кусково-неперервної (а) та неперервної (б) дій

116. Інтеграли накладання (інтегралы наложения, integration integrals).

Якщо на вході кола з імпульсною характеристикою $h(t)$ дія $s_{\text{ВХ}}(t) = 0$ при $t < 0$, $s_{\text{ВХ}}(0) \neq 0$, а на інтервалі $0 \leq t < \infty$ задана неперервною або кусково-неперервною функцією, відгук можна знайти за формулами *інтегралів накладання*:

$$s_{\text{ВИХ}}(t) = \int_{-0}^{t+0} s_{\text{ВХ}}(x) h(t-x) dx; \quad s_{\text{ВИХ}}(t) = \int_{-0}^{t+0} s_{\text{ВХ}}(t-x) h(x) dx.$$

Межі інтегрування в інтегралах накладання можна розширити:

$$s_{\text{ВИХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{ВХ}}(x) h(t-x) dx; \quad s_{\text{ВИХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{ВХ}}(t-x) h(x) dx, \text{ якщо для дії та } h(t) \text{ застосу-$$

вати вирази: $s_{\text{ВХ}}(t) = s_{\text{ВХ анал}}(t) \cdot 1(t)$; $h(t) = g'_{\text{анал}}(t) \cdot 1(t) + g(0)\delta(t)$, де $s_{\text{ВХ анал}}(t)$, $g_{\text{анал}}(t)$ – аналітичні вирази відповідно вхідної дії для $t \geq 0$ і перехідної характеристики.

Інтеграли накладання називають *згорткою* двох функцій. Отже, відгук кола є згорткою вхідної дії та імпульсної характеристики.

117. Кількість незалежних рівнянь за законами Кірхгофа: а) згідно з першим законом $N_{I3.K} = N_{B3} - 1$, де N_{B3} – кількість вузлів схеми; б) за другим законом: $N_{II3.K} = N_B - N_{I3.K} = N_B - (N_{B3} - 1) = N_B - N_{B3} + 1$, де N_{B3} – кількість віток схеми (див. приклад 5.1).

118. Класифікація (классификация, classification) ДЛ обумовлена особливостями первинних параметрів ліній. ДЛ є *лінійними*, якщо усі первинні параметри (див. п. 202) не залежать від часу, а також від струмів і напруг. Якщо хоча б один з первинних параметрів залежить від часу, лінія називається *параметричною*. Коли один з первинних параметрів залежить від струму чи напруги, лінія є *нелінійною*. Якщо первинні параметри не залежать від координати x , лінія називається *однорідною*. У *неоднорідній* лінії первинні параметри залежать від координати x : $L_1(x)$; $C_1(x)$; $R_1(x)$; $G_1(x)$.

119. Класичний метод (классичный метод, classical method) аналізу перехідних процесів в електричних колах полягає у складанні диференціального рівняння, що описує стан кола, розв'язанні цього рівняння і фізичному трактуванні розв'язку. Перевагою класичного методу є відносна простота, якщо порядок кола не перевищує двох.

За класичним методом розв'язок диференціального рівняння кола (див. п. 62) шукають як суму двох функцій – загального розв'язку однорідного рівняння і частинного розв'язку неоднорідного рівняння: $y(t) = y_{вл}(t) + y_{вм}(t)$, де $y_{вл}(t)$ – загальний розв'язок рівняння без правої частини, який характеризує електричні явища за відсутності зовнішньої дії (вільна складова, п. 28); $y_{вм}(t)$ – частинний розв'язок рівняння з правою частиною (вимушена складова, п. 34).

120. Коефіцієнт біжної хвилі, КБХ (коэффициент бегущей волны, travelling wave coefficient) – відношення мінімальної та максимальної амплітуд напруги або струму в лінії: $K_{бх} = U_{\min} / U_{\max} = I_{\min} / I_{\max}$. У режимі біжних хвиль $K_{бх} = 1$; в режимі стійних хвиль $K_{бх} = 0$. Використовують також коефіцієнт стійної хвилі $K_{сх} = 1 / K_{бх}$.

121. Коефіцієнт відбиття (коэффициент отражения, reflection coefficient) – відношення комплексної амплітуди відбитої хвилі до комплексної амплітуди падаючої хвилі: $\underline{\rho}_u = \rho_u e^{j\psi} = \frac{U_{\text{мвід}}}{U_{\text{мпад}}}$, $\underline{\rho}_i = \frac{I_{\text{мвід}}}{I_{\text{мпад}}} = -\underline{\rho}_u$, або $\underline{\rho}_u = \frac{Z_2 - Z_{\text{ХВ}}}{Z_2 + Z_{\text{ХВ}}} e^{-2\gamma y}$, де Z_2 – опір навантаги.

122. Коефіцієнт загасання (коэффициент затухания, attenuation coefficient) – коефіцієнт, що характеризує швидкість загасання вільних коливань у колі R, L, C : $\delta = \frac{R}{2L} = \frac{\omega_{\text{рез}}}{2Q}$. Якщо $R \ll 2\rho$, коливання тривають довго, і коло є послідовним резонансним контуром.

123. Коефіцієнт зв'язку (коэффициент связи, coupling factor) двох котушок – безрозмірний коефіцієнт зв'язку, що дорівнює середньому геометрично-

му відношень потоків взаємоіндукції і самоіндукції: $k = \sqrt{\Phi_{12}\Phi_{21} / \Phi_{11}\Phi_{22}}$. Для лінійних індуктивних елементів $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$.

124. Коефіцієнт корисної дії, ККД (коэффициент полезного действия (КПД), efficiency) – це відношення корисної потужності (у навантазі) до потужності джерела.

125. Коефіцієнт нерівномірності ослаблення (коэффициент неравномерности ослабления, coefficient of unevenness of attenuation) у смузі пропускання – максимальним значенням ослаблення $A(\omega)_{\max} \leq \sqrt{2}$ в межах СП. Вводиться, щоб визначити монотонність АЧХ кола.

126. Коефіцієнт ослаблення (коэффициент ослабления, attenuation coefficient) – величина, що характеризує зменшення амплітуди хвилі струму чи напруги на одиницю довжини лінії і дорівнює дійсній частині коефіцієнта поширення: $\alpha = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}$, Нп/м.

127. Коефіцієнт потужності (коэффициент мощности, power factor) – відношення активної потужності до повної потужності: $P_A / P_S = \cos \varphi$ (табл. 3.15). Повну потужність можна розглядати як границю, до якої прямує активна потужність за умови активного характеру кола ($\cos \varphi = 1$). Одиницею вимірювання повної потужності є *вольт-ампер* (ВА).

128. Коефіцієнт поширення (коэффициент распространения, propagation coefficient) – комплексна величина, що характеризує змінювання комплексної амплітуди напруги чи струму на одиницю довжини довгої лінії: $\underline{\gamma} = \sqrt{\underline{Z}_1 \underline{Y}_1} = \alpha + j\beta$ (табл. 3.48).

129. Коефіцієнт прямокутності (коэффициент прямоугольности, squareness ratio) АЧХ – відношення СП на рівні $n_1 \gg \sqrt{2}$ (одне із значень 10,

100 або 1000) і на стандартному рівні $n = \sqrt{2}$: $k_{\text{пр}} = \frac{\Pi_{\omega} \Big|_{n_1 \gg \sqrt{2}}}{\Pi_{\omega} \Big|_{n = \sqrt{2}}} = \frac{\Pi_f \Big|_{n_1 \gg \sqrt{2}}}{\Pi_f \Big|_{n = \sqrt{2}}}$, який

використовують для кількісної оцінки прямокутності АЧХ реальних кіл. Для ідеальної АЧХ $k_{\text{пр}} = 1$. При однакових значеннях СП і $n_1 \gg \sqrt{2}$ вибірнішим є коло, у якого $k_{\text{пр}}$ менше.

130. Коефіцієнт стійної хвилі, КСХ (коэффициент стоячей волны, standing wave coefficient) – відношення максимальної та мінімальної амплітуд напруги або струму в лінії: $K_{\text{сх}} = U_{\max} / U_{\min} = I_{\max} / I_{\min}$.

131. Коефіцієнт трансформації (коэффициент трансформации, coefficient of transformation) – величина, що характеризує зміну напруг та струмів у трансформаторі: $n = \frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{M}{L_1} = \frac{L_2}{M} \approx \frac{N_2}{N_1}$, де N_1, N_2 – відповідно кількість витків первинної та вторинної обмоток.

132. Коефіцієнт фази (коэффициент фази, phase shift coefficient) – величина, що характеризує змінювання фази синусоїдної хвилі напруги чи струму на одиницю довжини лінії. Коефіцієнт фази дорівнює уявній частині коефіцієнта поширення: $\beta = \omega\sqrt{L_1C_1}$, рад/м. Оскільки $\beta > 0$, існує відставання фази коливань падаючої хвилі у наступному перерізі лінії відносно попереднього.

133. Коло (цепь, circuit) – сукупність пристроїв і середовищ, що створюють замкнені шляхи для електричного струму.

134. Коло із зосередженими параметрами (цепь с сосредоточенными параметрами, circuit with lumped parameters) відповідає критеріям: наявність зосереджених елементів R, L, C у вітках схеми і незмінність струму в будь-якому перерізі кожної вітки у будь-який момент часу. Практичною ознакою кіл із зосередженими параметрами є те, що довжина хвилі коливань, що використовуються, істотно перевищує геометричні розміри реального кола.

135. Коло із розподіленими параметрами (цепь с распределенными параметрами, circuit with distributed parameters) відповідає критеріям: елементи R, L, C розподілені вздовж кола; струми і напруги залежать не тільки від часу, але і від однієї з координат, наприклад x , що характеризує відстань від джерела: $i(t, x), u(t, x)$.

136. Коло мінімально-фазового типу (цепь минимально-фазового типа, circuit of minimum-phase type) – коло з ОПФ $H(p) = \frac{A(p)}{V(p)}$, нулі (корені знаменника) якої розташовані у лівій комплексній півплощині та на уявній осі.

137. Коло немінимально-фазового типу (цепь неминимально-фазового типа, circuit of non-minimum-phase type) – коло, частина нулів ОПФ якого лежить у правій комплексній півплощині.

138. Комплексна амплітуда (комплексная амплитуда, complex amplitude) – комплексне число, модуль якого дорівнює амплітуді I_m, U_m, E_m , а аргумент – початковій фазі ψ_i, ψ_u, ψ_e синусоїдного струму (напруги, ЕРС).

На комплексній площині комплексні амплітуди є нерухомими векторами.

Комплексні діючі значення ($\underline{I}, \underline{U}, \underline{E}$) відрізняються від комплексних амплітуд тільки модулями (табл. 3.9). У комплексних діючих значень модулі дорівнюють діючим значенням (I, U, E) синусоїдних струмів, напруг або ЕРС:

$$\underline{I} = Ie^{j\psi_i}; \quad \underline{U} = Ue^{j\psi_u}; \quad \underline{E} = Ee^{j\psi_e}.$$

139. Комплексна вхідна функція, КВФ (комплексная входная функция, complex input function) – вид КПФ, якщо коло розглядають як двополюсник і відгук визначають на вхідних затискачах (табл. 3.17).

140. Комплексна передатна функція, КПФ (комплексная передаточная функция, complex transfer function) – це відношення комплексної амплітуди відгуку до комплексної амплітуди дії. Відомості щодо КПФ і КВФ наведено у табл. 3.17 (також див. приклад 5.5).

КПФ подають в показниковій, тригонометричній та алгебраїчній формах:

$$\begin{aligned} \underline{H}(\omega) &= |\underline{H}(\omega)|e^{j\varphi(\omega)} = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = \\ &= H(\omega)\cos\varphi(\omega) + jH(\omega)\sin\varphi(\omega) = \operatorname{Re}[\underline{H}(\omega)] + j\operatorname{Im}[\underline{H}(\omega)], \end{aligned}$$

де $|H(j\omega)| = H(\omega)$; $\varphi(\omega)$; $\operatorname{Re}[H(j\omega)]$; $\operatorname{Im}[H(j\omega)]$ – відповідно модуль, аргумент, дійсна і уявна частини КПФ.

141. Комплексна потужність (комплексная мощность, complex power) – величина, що дорівнює добутку комплексного діючого значення напруги $\underline{U} = Ue^{j\psi_u}$ на комплексно-спряжене діюче значення струму $\underline{I}^* = Ie^{-j\psi_i}$: $\underline{P}_S = \underline{U}\underline{I}^* = \underline{Z}I^2 = \underline{Y}^*U^2$ (табл. 3.15, 3.16).

142. Комплексна провідність (комплексная проводимость, complex admittance) – величина, обернена комплексному опорі: $\underline{Y} = 1/\underline{Z} = \underline{I}_m/\underline{U}_m = I/U$, або у показниковій формі: $\underline{Y} = Ye^{-j\varphi}$, де $Y = I_m/U_m = I/U$ – модуль комплексної провідності – *повна провідність*; $-\varphi = \varphi_i - \varphi_u$ – аргумент комплексної провідності (табл. 3.11, 3.12).

143. Комплексний метод розрахунку кіл синусоїдного струму виходить із законів Ома і Кірхгофа в комплексній формі. Методи розрахунку для кіл постійного струму можна розповсюдити на кола синусоїдного струму, застосувавши комплексне подання струмів, напруг, ЕРС, опорів, провідностей. Комплексний метод складається з таких етапів (див. приклад 5.4):

- а) постановка задачі в комплексному вигляді, яка включає:
 - перехід від миттєвих значень ЕРС джерел напруги (струму) до їх комплексних амплітуд;
 - розрахунок комплексних опорів (провідностей) пасивних елементів;
 - складання еквівалентної комплексної схеми кола;
 - вибір в еквівалентній комплексній схемі кола умовних позитивних напрямів комплексних струмів і напруг;
- б) розрахунок комплексних амплітуд струмів і напруг одним з методів: еквівалентних перетворень; рівнянь Кірхгофа; накладання; еквівалентного генератора тощо;
- в) перехід від знайдених комплексних амплітуд струмів і напруг до їх миттєвих значень;
- г) побудова за результатами розрахунків графічних ілюстрацій (часових і векторних діаграм);
- д) аналіз енергетичних співвідношень у колі.

144. Комплексний опір (комплексное сопротивление, complex impedance) – відношення комплексних амплітуд (комплексних діючих значень) напруги і струму: $\underline{Z} = \underline{U}_m/\underline{I}_m = \underline{U}/\underline{I}$, або у показниковій формі: $\underline{Z} = Ze^{j\varphi}$, де $Z = U_m/I_m = U/I$ – модуль комплексного опорі – *повний опір*; $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ – аргумент комплексного опорі (табл. 3.10, 3.12).

145. Комплексні гармоніки (комплексные гармоники, complex harmonics) – вектори, що обертаються в комплексній площині, проекції яких

відповідають синусоїдним струмам, напругам і ЕРС (табл. 3.9). Комплексні миттєві значення (комплексні гармоніки) позначають відповідно $\underline{i}(t)$, $\underline{u}(t)$, $\underline{e}(t)$: $\underline{i}(t) = I_m e^{j\psi_i} e^{j\omega t} = I_m e^{j(\omega t + \psi_i)}$, де $\underline{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$ – комплексна амплітуда; $e^{j\omega t}$ – оператор повороту.

146. Комплексні функції (комплексные функции, complex functions) ДЛ визначають, вважаючи лінію чотирьох полюсником (рис. 2.35), у якого діями є комплексні амплітуди \underline{U}_{m1} , \underline{I}_{m1} на вході, а відгуками – комплексні амплітуди \underline{U}_{m2} , \underline{I}_{m2} на виході лінії, або – двополюсником, розглядаючи дію та відгук на вході лінії.

Вирази для КПФ та КВФ ДЛ, отримані із виразів табл. 3.45, 3.47, наведені в табл. 3.54, де $\beta l = \omega l / v = \omega \tau_3$; $\tau_3 = l / v$ – затримка синусоїдного коливання в лінії довжиною l ; v – фазова швидкість; $\alpha = const$ або $\alpha(\omega)$ – коефіцієнт ослаблення; $\underline{Z}'_H = \underline{Z}_H / \underline{Z}_{ХВ}$ – нормований опір навантаги.

У режимі узгодження $\underline{Z}'_H = 1$, тому КПФ $\underline{H}_U(\omega)$ і $\underline{H}_I(\omega)$ збігаються, а вхідні опори і провідності дорівнюють хвильовим. Комплексні функції, АЧХ і ФЧХ узгоджених ДЛ наведені в табл. 3.56.

147. КПФ і ЧХ індуктивно зв'язаних контурів. Схеми індуктивно зв'язаних послідовних (рис. 2.13, а) і паралельних (рис. 2.13, б) контурів є дуальними. Тому достатньо розглянути схему з джерелом ЕРС і послідовними контурами (рис. 2.13, а).

Контури можуть відрізнитися параметрами R , L , C , однак кожен з них має одну й ту саму резонансну частоту: $\omega_{рез} = 1 / \sqrt{L_1 C_1} = 1 / \sqrt{L_2 C_2}$. Широко застосовують ідентичні контури ($C_1 = C_2 = C$; $L_1 = L_2 = L$; $R_1 = R_2 = R$, $\omega_{рез} = 1 / \sqrt{LC}$). Для високодобротних неідентичних контурів: $Q_1 = \omega_{рез} L_1 / R_1 = 1 / \omega_{рез} C_1 R_1 \gg 1$; $Q_2 = \omega_{рез} L_2 / R_2 = 1 / \omega_{рез} C_2 R_2 \gg 1$; ідентичних – $Q = \omega_{рез} L / R = 1 / \omega_{рез} C R \gg 1$.

Якщо як вхідна величина приймається комплексна амплітуда ЕРС \underline{E}_m , а як вихідні величини – \underline{I}_{m1} , \underline{I}_{m2} , \underline{U}_{mC2} (для ідентичних контурів – \underline{I}_{m1} , \underline{I}_{m2} , \underline{U}_{mC}), КПФ визначають: $\underline{Y}_{ВХ} = \underline{I}_{m1} / \underline{E}_m$; $\underline{Y}_{пер} = \underline{I}_{m2} / \underline{E}_m$; $\underline{H}_{UC2} = \underline{U}_{mC2} / \underline{E}_m$; $\underline{H}_{UC} = \underline{U}_{mC} / \underline{E}_m$ (для ідентичних контурів).

Застосування узагальнених розстройок $\xi_1 = X_1 / R_1 \approx 2Q_1 \Delta f / f_{рез}$; $\xi_2 = X_2 / R_2 \approx 2Q_2 \Delta f / f_{рез}$; $\xi = X / R \approx 2Q \Delta f / f_{рез}$ у формулах для КПФ дозволяє здобути вирази для АЧХ (табл. 3.24) і ФЧХ (табл. 3.26), де A – фактор, або параметр зв'язку (для неідентичних контурів $A = k \sqrt{Q_1 Q_2}$, для ідентичних $A = kQ$, де $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$; $k = M / L$ – коефіцієнт зв'язку).

Найпростіше аналізуються АЧХ і ФЧХ для ідентичних контурів, які є парними функціями ξ (або Δf). Щоб спростити аналіз АЧХ, їх нормують:

$$Y_{ВХ\text{ норм}}(\xi) = \frac{Y_{ВХ}(\xi)}{Y_{ВХ}(0)|_{A=0}} = \frac{Y_{ВХ}(\xi)}{1/R}, \quad H_{2\text{ норм}}(\xi) = \frac{Y_{пер}(\xi)}{Y_{пер\text{ м.м}}} = \frac{H_{UC}(\xi)}{H_{UC\text{ м.м}}} = \frac{Y_{пер}(\xi)}{1/2R} = \frac{H_{UC}(\xi)}{Q/2}.$$

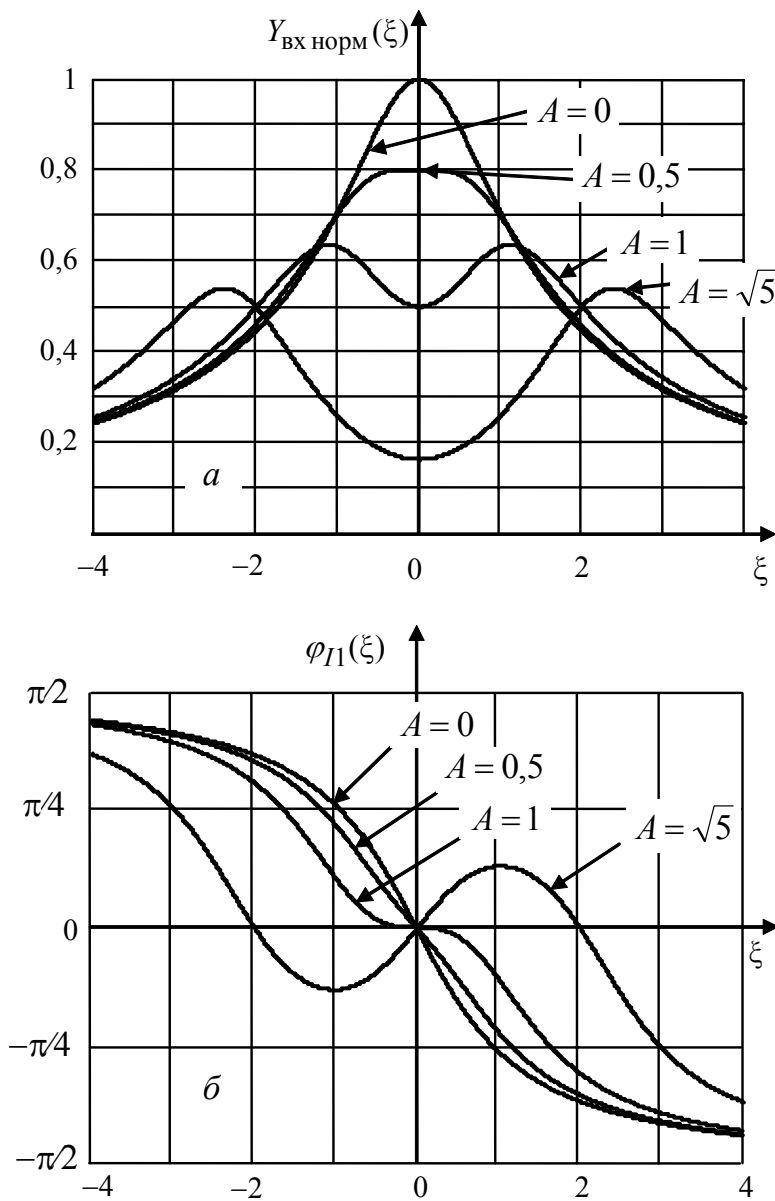


Рисунок 2.16 – АЧХ і ФЧХ струму першого контуру

148. КПФ паралельного контуру. Визначаючи КПФ, дією вважають струм \underline{I} у загальній вітці (рис. 2.27, б), а відгуками – напругу $\underline{U}_к$ і струми \underline{I}_L , \underline{I}_C у вітках. Така постановка задачі відповідає увімкненню контуру до ідеального джерела струму, у якого $\underline{I}_{дж} = \underline{I}$, $R_i \rightarrow \infty$.

Якщо відгуком є напруга на контурі, то КПФ збігається з комплексним

$$\text{вхідним опором: } \underline{H}(\omega) = \frac{\underline{U}_к}{\underline{I}_{дж}} = \underline{Z}_e(\omega) \approx \frac{\rho^2}{R(1 + j\xi)} = \frac{Z_{\text{рез}}}{1 + j\xi}.$$

Значення КПФ і АЧХ для резонансної частоти, вирази для нормованих АЧХ, а також для частотних характеристик, якщо відгуком є струми у вітках контуру, наведені в табл. 3.21. На рис. 2.18 показані АЧХ паралельного контуру з високою добротністю.

Графіки нормованих АЧХ та графіки ФЧХ зображено на рис. 2.16, 2.17.

Якщо $0 < A \leq 1$, АЧХ $H_{2\text{норм}}(\xi)$ має єдиний максимум при $\xi = 0$; для $A > 1$ графік АЧХ має три екстремуми – мінімум при $\xi = 0$ і максимуми при $\xi = \xi_{I,II}$. Графіки АЧХ для $A < 1$ є «одногорбовими», а при $A > 1$ стають «двогорбовими». Залежність АЧХ від фактора зв'язку обумовила класифікацію степеня зв'язку: *слабкий зв'язок* ($0 < A < 1$, $M < M_{\text{опт}}$, $k < d$); *критичний зв'язок* ($A = 1$, $M = M_{\text{опт}}$, $k = d$); *сильний зв'язок* ($A > 1$, $M > M_{\text{опт}}$, $k > d$). Частоти $f_{I,II}$, які відповідають максимумам АЧХ другого контуру (розстройкам $\Delta f_{I,II}$ і $\xi_{I,II}$) називають *частотами зв'язку*:

$$f_{I,II} = f_{\text{рез}}(1 \mp \sqrt{k^2 - d^2} / 2),$$

$$\xi_{I,II} = \mp \sqrt{A^2 - 1} \approx 2Q\Delta f_{I,II} / f_{\text{рез}},$$

де $d = 1/Q$.

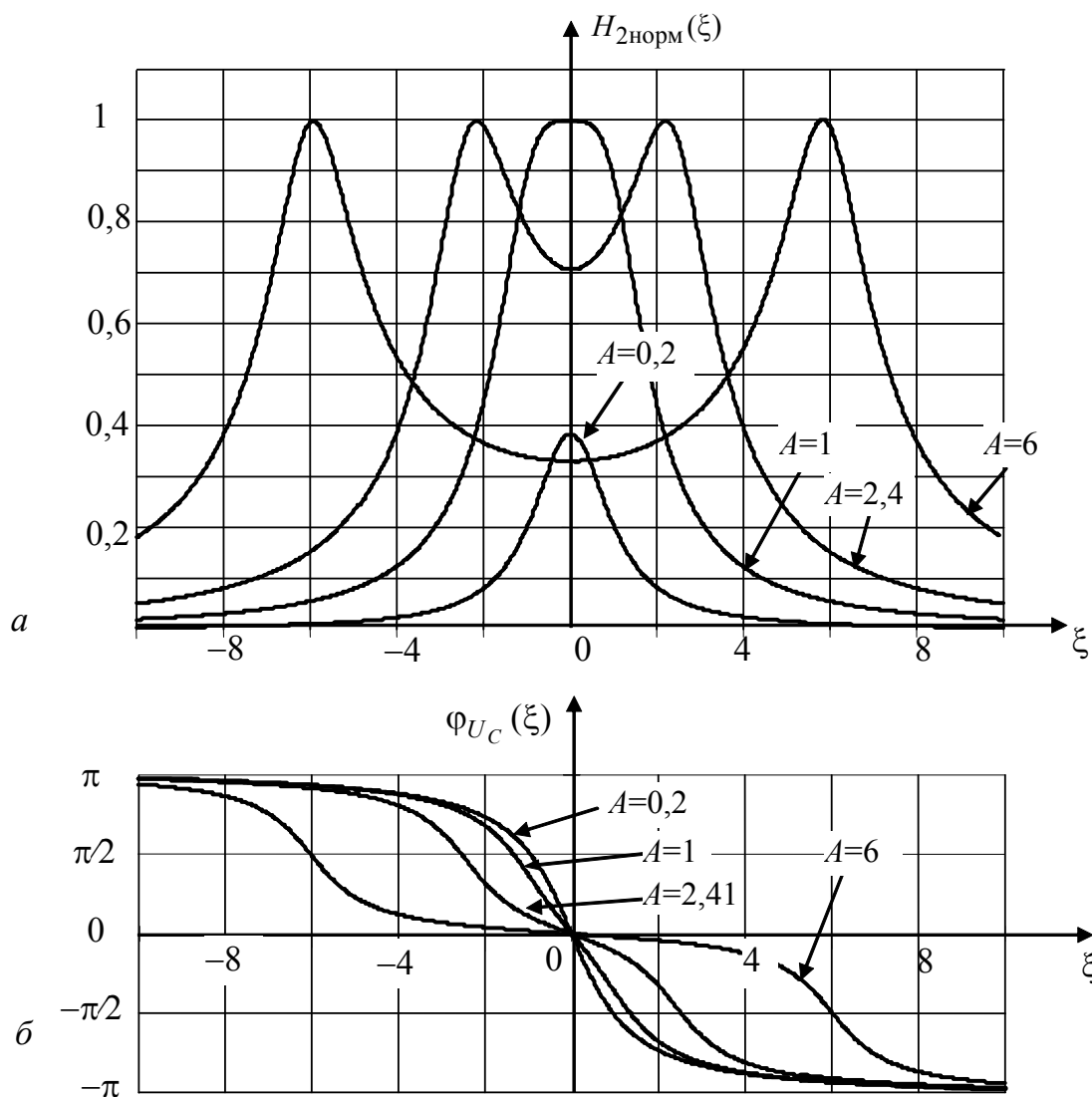


Рисунок 2.17 – Частотні характеристики напруги на ємності другого контуру для різних значень фактора зв'язку: *a* – нормовані АЧХ; *b* – ФЧХ

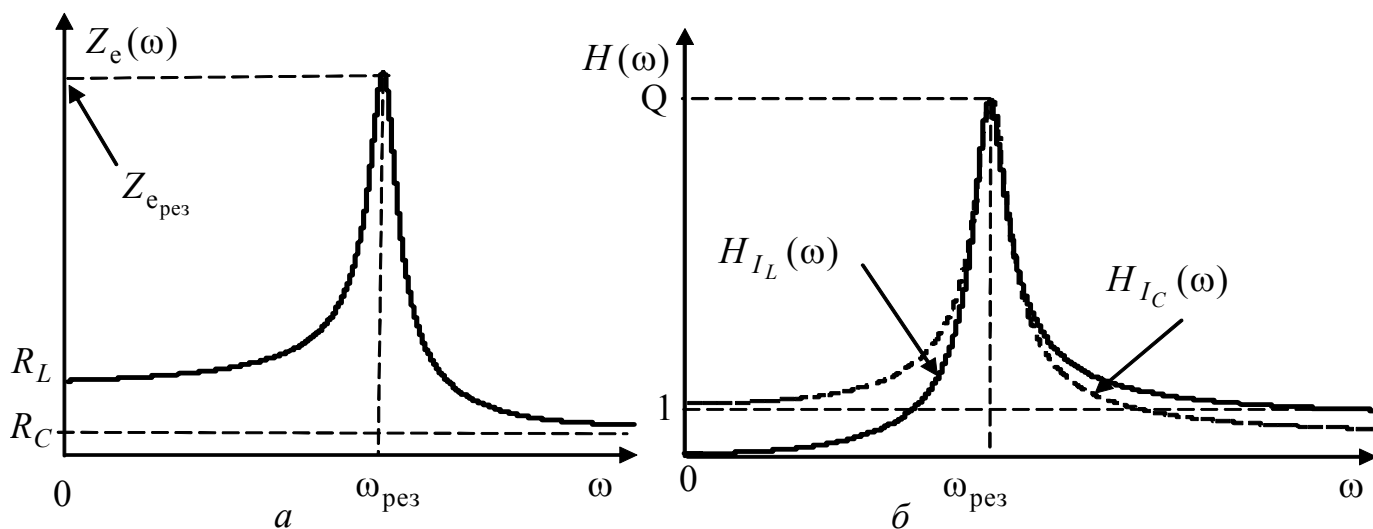


Рисунок 2.18 – Графіки АЧХ паралельного контуру з високою добротністю: *a* – $Z_e(\omega)$; *b* – $H_{IC}(\omega)$ і $H_{IL}(\omega)$

149. КПФ послідовного контуру. Якщо дією вважати ЕРС $\underline{F}_{\text{вх}} = \underline{E}$, то КПФ контуру $\underline{H}(\omega) = \underline{F}_{\text{вх}} / \underline{E}$. Вирази для АЧХ і ФЧХ послідовного контуру для різних видів відгуку $\underline{F}_{\text{вх}}$, а також значення КПФ і АЧХ для резонансної частоти наведені у табл. 3.20. Графіки ЧХ показані на рис. 2.19 для двох значень добротності $Q_1 > Q_2$ ($R_1 < R_2$).

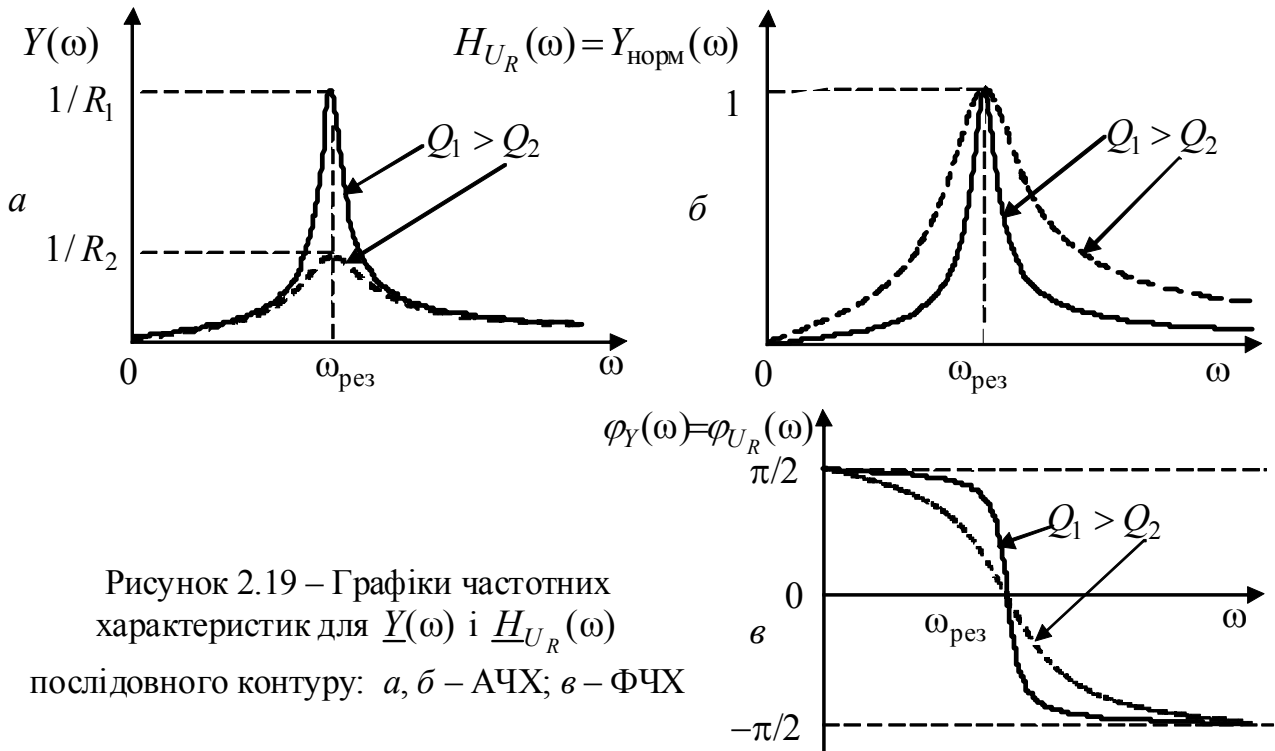


Рисунок 2.19 – Графіки частотних характеристик для $\underline{Y}(\omega)$ і $\underline{H}_{U_R}(\omega)$ послідовного контуру: а, б – АЧХ; в – ФЧХ

Для нормування АЧХ використовують резонансні значення $H(\omega_{\text{рез}})$ (табл. 3.20). Вирази для нормованих АЧХ зведені до табл. 3.19, в яку не внесено вираз для $H_{U_R \text{норм}}(\omega)$, оскільки $H_{U_R}(\omega_{\text{рез}}) = 1$, і тому $H_{U_R \text{норм}}(\omega) = H_{U_R}(\omega)$.

150. КПФ схем з ОП.

Щоб визначити передатні функції складних кіл, використовують метод вузлових напруг: $\underline{H}_U(\omega) = \frac{\underline{U}_b}{\underline{U}_a} = \frac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa}}$, де $\Delta_{ab}(j\omega)$, $\Delta_{aa}(j\omega)$ – алгебраїчні доповнення матриці провідностей кола ($Y(j\omega)$); а, b – номери вхідного і вихідного вузлів схеми (див. приклад. 5.9). З урахуванням властивостей ОП ($\mu \rightarrow \infty$, $G \rightarrow \infty$) КПФ схем з ОП $\underline{H}_U(\omega) = \frac{\Delta_{ab,r(p+q)}}{\Delta_{aa,r(p+q)}}$. Для схеми з ОП у триполюсному

увімкненні (див. п. 193) $\underline{H}_U(\omega) = \frac{\Delta_{ab,rp}}{\Delta_{aa,rp}}$; для s каскадно увімкнених ОП

$$\underline{H}_U(\omega) = \frac{\Delta_{ab,r_1(p_1+q_1),r_2(p_2+q_2),\dots,r_s(p_s+q_s)}}{\Delta_{aa,r_1(p_1+q_1),r_2(p_2+q_2),\dots,r_s(p_s+q_s)}}.$$

Властивості невизначеної матриці провідностей ($Y(j\omega)$) схеми з ОП:

1) сума коефіцієнтів будь-якого стовпця (рядка) та визначник матриці дорівнює нулю; 2) заземленню n -го вузла відповідає викреслення n -го рядка і n -го стовпця, внаслідок чого виходить скорочена матриця $(Y(j\omega))_{nm}$, визначник якої $\Delta_{nm} \neq 0$; 3) алгебраїчні доповнення визначають: $\Delta_{ab,cd} = (-1)^{\sigma+\varepsilon} M_{ab,cd}$, де $a, c, (b, d)$ – номери викреслених рядків (стовпців); $\sigma = a + b + c + d$ – сума індексів; ε – кількість інверсій – послідовних перестановок номерів рядків (стовпців) для встановлення індексів у порядку збільшення або зменшення; $\Delta_{ab,r(p+q)} = \Delta_{ab,rp} - \Delta_{ab,rq}$.

151. Компоненти кола (компоненты цепи, circuit components) – готові вироби (окремі функціональні блоки), з яких ці кола складають (об’єднують за принциповою схемою): резистори, транзистори, конденсатори, операційні підсилювачі, конвеєри струмів та напруг, складніші функціональні блоки тощо.

152. Комутація (коммутация, switching) – зміна параметрів або схеми кола, ввімкнення або вимкнення джерела електричної енергії, зміна напруги на вході кола.

153. Конвеєр (конвейер, conveyor) – окремий вид трибрамного імітансного конвертора, у якого хоча б один з коефіцієнтів передачі за напругою або струмом (A_i, B_j) дорівнює нулю. Якщо нулю дорівнює один з коефіцієнтів передачі за напругою, конвертор має назву *струмовий конвеєр*, якщо ж коефіцієнт передачі за струмом дорівнює нулю – *конвеєр напруги*.

Відомості про конвеєри трьох “поколінь” (I, II, III) наведено у табл. 3.33, умовні графічні позначення та еквівалентні схеми у табл. 3.34–3.35.

Струмові конвеєри ССП другого покоління (табл. 3.34, б; 3.35, б) є найпоширенішими у сучасній практиці. ССП описують системою рівнянь:

$$\begin{pmatrix} 0 & A_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ B_2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{I}_x \\ \underline{U}_y \\ \underline{U}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{U}_x \\ \underline{I}_y \\ \underline{I}_z \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{При цьому } A_1 = +1; B_2 = +1 \text{ для ССП(+)} \\ \text{та } A_1 = -1; B_2 = -1 \text{ для ССП(-)}. \end{array}$$

154. Конвертор (конвертор, converter) – багатополісник (табл. 3.34, ж) з трьома входами (*трибрамник*), побудований на базі керованих джерел напруги (струму). Найширше розповсюджені два базові види конверторів: з підсумуванням струму (табл. 3.35, ж) та з підсумуванням напруги (табл. 3.35, з).

Конвертор із підсумуванням струму описують системою рівнянь:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \mu_{21} & \mu_{22} & 0 \\ \mu_{31} & 0 & \mu_{33} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{U}_x \\ \underline{U}_y \\ \underline{U}_z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{11} & N_{12} & N_{13} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{I}_x \\ \underline{I}_y \\ \underline{I}_z \end{pmatrix} = 0.$$

Конвертор із підсумуванням напруги описують системою рівнянь:

$$\begin{pmatrix} \mu_{11} & \mu_{12} & \mu_{13} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{U}_x \\ \underline{U}_y \\ \underline{U}_z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ N_{21} & N_{22} & 0 \\ N_{31} & 0 & N_{33} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{I}_x \\ \underline{I}_y \\ \underline{I}_z \end{pmatrix} = 0.$$

Коефіцієнти передачі за напругою A_i та струмом B_j моделі (табл. 3.35, ж) мають значення: $-A_1 = \mu_{21} / \mu_{22}$; $-A_2 = \mu_{31} / \mu_{33}$; $-B_1 = N_{12} / N_{11}$; $-B_2 = N_{13} / N_{11}$; для моделі (табл. 3.35, з): $-A_1 = \mu_{12} / \mu_{11}$; $-B_1 = N_{21} / N_{22}$; $-A_2 = \mu_{13} / \mu_{11}$; $-B_2 = N_{31} / N_{33}$.

Як правило, входи конвертора об'єднують так, що кожен з входів з'єднують із спільним вузлом. Тоді рівняння конверторів набувають вигляду:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & A_1 \\ 0 & 0 & A_2 \\ B_1 & B_2 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{I}_y \\ \underline{I}_z \\ \underline{I}_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{U}_y \\ \underline{U}_z \\ \underline{I}_x \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} 0 & A_1 & A_2 \\ B_1 & 0 & 0 \\ B_2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{I}_x \\ \underline{U}_y \\ \underline{U}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{U}_x \\ \underline{I}_y \\ \underline{I}_z \end{pmatrix}.$$

155. Конденсатор (конденсатор, capacitor or condenser) – реальний фізичний елемент, властивості якого наближаються до властивостей ємності. Головна властивість конденсатора – електрична ємність (враховують ще опір втрат та індуктивні властивості затискачів).

156. Контур (контур, circuit) – замкнений шлях по вітках схеми.

157. Контурна ЕРС (контурная ЭДС, loop-electromotive force) – алгебраїчна сума ЕРС джерел, увімкнених у вітки контуру. Знаки, з якими ЕРС джерел входять до складу контурної ЕРС, визначають відповідно до вибраного напрямку контурного струму. Індокси контурних ЕРС прийнято записувати римськими цифрами у відповідності до номерів контурів (E_I , E_{II} та ін.).

158. Контурні струми (контурные токи, mesh-currents or loop-currents) – формальні струми, які збігаються зі струмами головних віток графа і умовно обходять всі вітки відповідного контуру. Кількість контурних струмів дорівнює кількості незалежних рівнянь, що складаються за другим законом Кірхгофа (N_{II} з.к.). Контурні струми прийнято нумерувати римськими цифрами.

159. Котушка індуктивності (катушка индуктивности, coil of inductance) – фізичний аналог індуктивності – пристрій, основною властивістю якого є індуктивність (крім L , котушка має опір втрат R_L).

160 Критерії застосування теорії кіл з розподіленими параметрами для даного кола: геометричний – сумірність одного з геометричних розмірів кола і довжини хвилі; часовий – часова затримка за однією з координат сумірна з часовими параметрами діючих у колі сигналів.

161. Кругова діаграма, КД (круговая диаграмма, pie chart) – номограма, яка дозволяє графічно виконувати основні розрахунки для усталених гармонічних процесів в ІДЛ і ДЛМВ. Найбільш поширені КД для опорів і провідностей. Перші праці, пов'язані із застосуванням КД для розрахунку чотиріполюсників і ДЛ належать Коваленкову, Вольперту і Сміту.

162. Кулон-вольтна характеристика, КВХ (кулон-вольтная характеристика, coulomb-volt characteristic) – залежність заряду ємності від напруги $q(u)$.

163. Лінійне коло (линейная цепь, linear circuit) – коло, всі елементи якого є лінійними, тобто їх параметри не залежать від величин і напрямів струмів і напруг.

164. Лінійний трансформатор (линейный трансформатор, linear transformer) – трансформатор, який не містить нелінійних елементів. Схема реального лінійного трансформатора з двома обмотками показана на рис. 2.40.

165. Логарифмічний декремент загасання (логарифмический декремент затухания, logarithmic attenuation decrement) – параметр, який характеризує швидкість загасання вільних процесів у колі R, L, C у коливальному режимі і визначається як натуральний логарифм відношення амплітуд напруг $u_{CВЛ}(t)$,

$u_{LВЛ}(t)$ або струму $i_{ВЛ}(t) = I_0 e^{-\delta t} \sin \omega_{ВЛ} t$ у моменти часу t_1 і $t_1 + T_{ВЛ}$:

$$\theta = \ln \frac{I_0 e^{-\delta t_1}}{I_0 e^{-\delta(t_1 + T_{ВЛ})}} = \ln e^{\delta T_{ВЛ}} = \delta T_{ВЛ}, \text{ де } T_{ВЛ} = 2\pi / \omega_{ВЛ} - \text{період вільних коливань, де } \omega_{ВЛ}$$

– частота вільних загасаючих коливань (рис. 2.20).

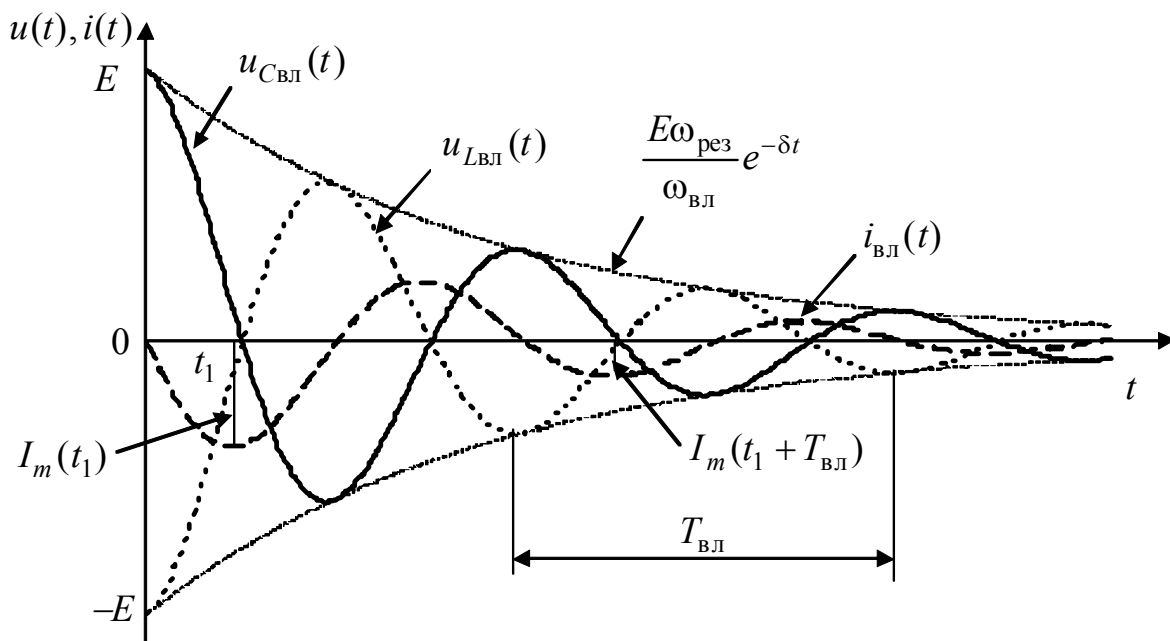


Рисунок 2.20 – Графіки струму і напруги у колі R, L, C в режимі вільних коливань

166. Логарифмічні одиниці (логарифмические единицы, logarithmic units) підсилення (ослаблення) – бел (Б), децибел (дБ), непер (Нп).

Бел та децибел оснований на десяткових логарифмах та безпосередньо використовуються щодо відношення потужностей: $A, Б = \lg(P_2 / P_1)$; $A, дБ = 10 \cdot \lg(P_2 / P_1)$. Оскільки потужності пропорційні квадратам діючих значень струмів і напруг, співвідношення для розрахунку АЧХ мають вигляд: $H(\omega), Б = 2 \lg(F_{ВИХ} / F_{ВХ})$; $H(\omega), дБ = 10 \lg(F_{ВИХ} / F_{ВХ})^2 = 20 \lg(F_{ВИХ} / F_{ВХ})$.

Одиниця непер базується на натуральному логарифмі стосовно відношення амплітуд або діючих значень напруг (струмів): $H(\omega), Нп = \ln(F_{ВИХ} / F_{ВХ})$. Оскільки $\ln x = 2,3 \cdot \lg x$, $H(\omega), Нп = 2,3 \lg(F_{ВИХ} / F_{ВХ})$; $1 Нп \approx 8,7 дБ$; $1 дБ \approx 0,115 Нп$.

Непери застосовують, розраховуючи узгоджені симетричні чотирьополіусники, електричні довгі лінії та лінії зв'язку.

167. Магнітний потік (магнитный поток, magnetic flux) – скалярна величина, що дорівнює інтегралу вектора магнітної індукції \vec{B} за перерізом витків котушки: $\Phi = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{s}$. Величина магнітного потоку пропорційна кількості витків N і величині струму, що протікає в котушці. Магнітний потік вимірюють у веберах (Вб).

168. Метод Берга (метод Берга, the Berg method) використовують, якщо ВАХ НЕ можна апроксимувати двома прямолінійними відрізками:

$$i(u) = \begin{cases} 0, & u < U_u; \\ S(u - U_u), & u \geq U_u. \end{cases}$$

На рис. 2.21 побудована крива миттєвих значень струму через НЕ. При заданих значеннях U_0 та U_m вхідні дії $u(t) = U_0 + U_m \cos \omega t$ струм матиме форму імпульсів, які є “відсіченими” відрізками косинусоїди. Якщо виразити тривалість імпульсів у градусах, тоді кут відсікання θ – це половина тривалості імпульсу струму. Очевидно, що θ змінюється в межах: $-\pi \leq \theta \leq \pi$.

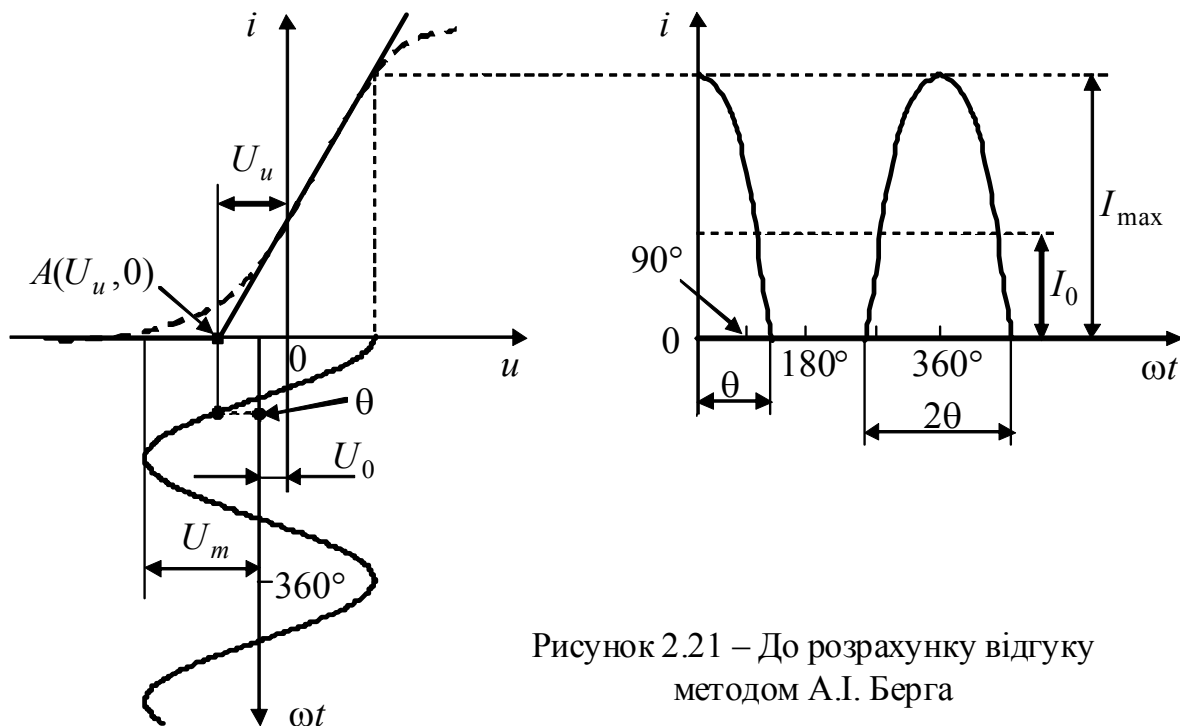


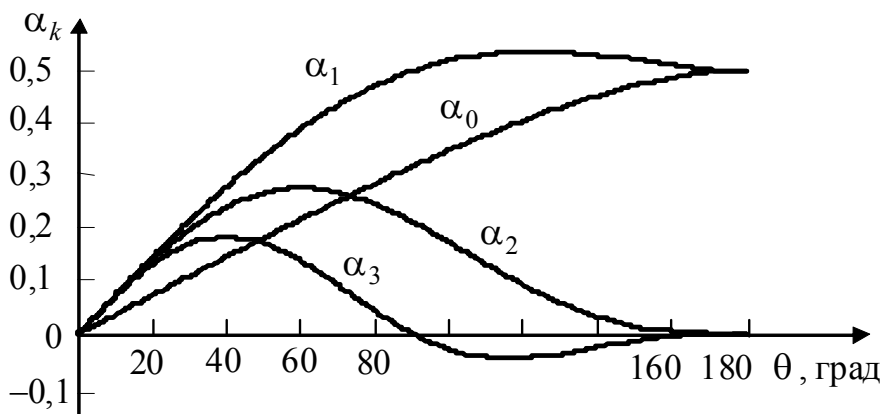
Рисунок 2.21 – До розрахунку відгуку методом А.І. Берга

Постійна складова і амплітуди гармонік струму ($k > 1$):

$$I_0 = \frac{SU_m}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta); \quad I_{m1} = \frac{SU_m}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta); \quad I_{mk} = \frac{2SU_m}{\pi} \frac{\sin k\theta \cos \theta - k \cos k\theta \sin \theta}{k(k^2 - 1)}.$$

Коефіцієнти Берга (рис. 2.22, табл. 3.32): $\alpha_0 = \frac{I_0}{I_{\max}}; \alpha_1 = \frac{I_{m1}}{I_{\max}}; \dots \alpha_k = \frac{I_{mk}}{I_{\max}}$, де

$I_{\max} = SU_m(1 - \cos \theta)$. Режими роботи нелінійного кола класифікують за величиною кута відсікання.



Режим класу *A* буде, якщо $\theta = \pi$. При цьому струм містить тільки постійну складову і коливання основної частоти. Режим класу *AB* відповідає $\pi/2 < \theta < \pi$; для класу *B* значення $\theta = \pi/2$; для класу *C* – $\theta < \pi/2$.

Рисунок 2.22 – Графіки коефіцієнтів А.І. Берга

169. Метод вузлових напруг, МВН (метод узловых напряжений (МУН), Nodal analysis). Для кола з N вузловими напругами система рівнянь МВН має вигляд (див. приклад 5.2):

$$\begin{cases} G_{11}U_{10} + G_{12}U_{20} + G_{1N}U_{N0} = I_{B31}; \\ G_{21}U_{10} + G_{22}U_{20} + G_{2N}U_{N0} = I_{B32}; \\ \dots\dots\dots \\ G_{N1}U_{10} + G_{N2}U_{20} + G_{NN}U_{N0} = I_{B3N}. \end{cases} \quad \text{або у матричній формі:} \\ (G_{ij})(U_{i0}) = (I_{B3i}), \text{ де } (G_{ij}) \text{ – квадратна матриця провідностей; } (U_{i0}) \text{ – матриця-стовпець вузлових напруг;}$$

(I_{B3i}) – матриця-стовпець вузлових струмів джерел; i, j – відповідно номери рядка і стовпця елементів матриць. Матриця провідностей симетрична, оскільки $G_{ij} = G_{ji}$. На головній діагоналі цієї матриці розташовані власні провідності вузлів G_{ii} . Розв’язок матричної системи відносно невідомої матриці вузлових напруг: $(U_{i0}) = (G_{ij})^{-1} (I_{B3i})$, де $(G_{ij})^{-1}$ – обернена матриця провідностей.

170. Метод еквівалентних перетворень (метод эквивалентных преобразований, equivalent transformations method) – раціональне застосування деяких прийомів еквівалентних перетворень, що призводять до спрощення схеми, тобто зменшення в ній кількості віток, вузлів, контурів, і зведенні її до одноконтурної або двовузлової.

171. Метод еквівалентного генератора (метод эквивалентного генератора, equivalent generator method) використовує дві теореми про активний двополіусник – про еквівалентне джерело напруги (теорема Тевенена) і про еквівалентне джерело струму (теорема Нортон). Метод застосовують, якщо потрібно визначити струм в одній вітці складного кола. В основу методу покладено визначення основних параметрів активного двополіусника – $E = U_{x.x}$ ($I_{дж} = I_{к.з}$) і $R_{вх}$ (див. приклад 5.3).

172. Метод контурних струмів, МКС (метод контурных токов (МКТ), Mesh-current analysis). Для кола з N незалежними контурами система рівнянь МКТ (див. приклад 5.2):

$$\begin{cases} R_{11}I_I + R_{12}I_{II} + \dots + R_{1N}I_N = E_I; \\ R_{21}I_I + R_{22}I_{II} + \dots + R_{2N}I_N = E_{II}; \\ \dots \\ R_{N1}I_I + R_{N2}I_{II} + R_{NN}I_N = E_N. \end{cases}$$

або у матричній формі $(R_{ij})(I_i) = (E_i)$, де (R_{ij}) – квадратна матриця власних і взаємних опорів контурів; (I_i) – матриця-стовпець контурних струмів; (E_i) – матриця-стовпець контурних ЕРС; i, j – відповідно номери рядка і

стовпця елементів матриць. Матриця опорів симетрична, оскільки $R_{ij} = R_{ji}$. На головній діагоналі цієї матриці розташовані власні опори контурів R_{ii} .

Розв'язок матричних рівнянь МКТ відносно невідомої матриці контурних струмів має вигляд: $(I_i) = (R_{ij})^{-1}(E_i)$, де $(R_{ij})^{-1}$ – обернена матриця опорів.

173. Метод рівнянь Кірхгофа (метод уравнений Кирхгофа, Kirchhoff's equations method) – складання необхідної і достатньої кількості рівнянь за першим і другим законами Кірхгофа (див. приклад 5.1) і подальше їх розв'язання.

174. Миттєве значення (мгновенное значение, instantaneous value) ЕРС $e(t)$ (напруги $u(t)$, струму $i(t)$) – значення ЕРС (напруги, струму) у даний момент часу.

175. Модуляція (модуляция, modulation) – зміна параметра (ів) носійного коливання згідно із законом інформаційного повідомлення.

176. Навантага (нагрузка, load) – частина електричного кола, увімкнена до затискачів джерела. Ознакою навантаги (зовнішнього кола або приймача електричної енергії) є перетворення енергії електромагнітного поля в інші види енергії (теплову, звукову, механічну тощо).

177. Напруга (напряжение, voltage) – різниця електричних потенціалів двох точок (табл. 3.1). Напруга спрямована від точки з більшим потенціалом до точки з меншим потенціалом, вимірюється у вольтах (В).

178. Напруга холостого ходу (напряжение холостого хода, open-circuit voltage) – напруга на розімкнених затискачах двополюсника. Щоб знайти напругу холостого ходу $U_{x,x}$, рекомендується використовувати другий закон Кірхгофа для контуру, до складу якого входить ця напруга (див. приклад 5.3). Струми, а потім і напруги на елементах віток, що входять у вибраний контур, визначаються при $R_n \rightarrow \infty$ (опір навантаги).

179. Незалежне джерело (независимый источник, independent source) – активний елемент, який можна подати як ідеальне джерело, параметри якого не залежать від інших струмів і напруг електричного кола (табл. 3.3).

180. Нелінійне коло (нелинейная цепь, nonlinear circuit) – коло, що містить хоча б один нелінійний елемент.

181. Нелінійний елемент, НЕ (нелинейный элемент, nonlinear element) – елемент електричного кола, параметри якого залежать від напруги на елементі чи від струму в ньому. Існують нелінійні опори, індуктивності та ємності.

Нелінійні індуктивності – це котушки з феромагнітним осердям. Нелінійну ємність мають конденсатори з сегнетодіелектричною ізоляцією (*вариконди*), а також напівпровідникові діоди – *варактори*.

У *керованих* НЕ можна змінювати характеристику за рахунок керуючого параметра. До *керованих* НЕ належать електронні лампи, напівпровідникові діоди, транзистори, тиристри, фоторезистори, фотодіоди. Властивості *некерованого* НЕ залежать тільки від струму в ньому або прикладеної напруги. Некерованим *інерційним* НЕ є котушка з феромагнітним осердям. В *інерційних* НЕ зміна струму чи напруги змінює стан елемента не миттєво, а з витримкою у часі (лампа розжарювання, вариконд). Практично *безінерційним* НЕ є напівпровідниковий діод.

182. Носійне коливання (несущее колебание, carrier) – високочастотне коливання, що використовується для передачі інформації по радіоканалах, причому один з його параметрів змінюється в часі згідно з модульовальним сигналом.

183. Нулі ОПФ (нули ОПФ, nulls of transfer function) – значення p_{0k} , які відповідають кореням $A(p)$, а ОПФ $H(p) = \frac{A(p)}{V(p)}$ дорівнює нулю.

184. Обвідна (оггибающая, envelope) – крива, що характеризує змінювання амплітуди коливань за часом.

185. Обернене перетворення Лапласа (обратное преобразование Лапласа, inverse Laplace transform) – перетворення функції $F(p)$ комплексної змінної p у функцію $f(t)$ дійсної змінної t : $f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\omega}^{\sigma+j\omega} F(p)e^{pt} dp$, де $f(t)$ – *оригінал*, а $F(p)$ – *зображення*.

Безпосередньо формулою оберненого перетворення Лапласа не користуються. Якщо $F(p) = P(p)/Q(p)$, то $f(t)$ визначають як суму *лишків*: $f(t) = \sum_{p_k} \text{Res}_k F(p)e^{pt}$. Лишки визначають в особливих точках:

$\text{Res}_k F(p)e^{pt} = \frac{P(p)}{Q'(p)} e^{pt} \Big|_{p=p_k}$. Перехід від $F(p)$ до $f(t)$ також виконують за таблицями (табл.3.39) та теоремою розкладання.

Згідно з теоремою, якщо $F(p)$ має вигляд раціонального дроби $F(p) = P(p)/Q(p)$, де $P(p)$, $Q(p)$ – степеневі поліноми, причому степінь чисельника менший за степінь знаменника і $Q(p)$ має n різних коренів, тоді

$$F(p) = \frac{A_1}{p-p_1} + \frac{A_2}{p-p_2} + \dots + \frac{A_n}{p-p_n}, \quad \text{де } A_k = \lim_{p \rightarrow p_k} \frac{P(p)}{Q(p)}(p-p_k).$$

У цьому випадку оригінал кожного з доданків є експонентою. Формула справедлива для простих (непарних) коренів. Для парних коренів теорема розкладання ускладнюється [2].

186. Обмотка (обмотка, winding) – сукупність витків чи котушок, що виконують певну функцію в електротехнічному пристрої, зокрема у трансформа-

торі. Обмотка трансформатора, до якої увімкнено джерело, називається *первинною*; обмотка, до якої увімкнено навантагу, – *вторинною*.

187. Одинична функція (единичная функция, unit step function) – ступінчаста типова дія (рис. 2.23, в), яку називають функцією Хевісайда або функцією увімкнення, позначають $1(t)$ або $\sigma(t)$ і описують одним з двох способів:

$$1) \quad 1(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} F(t, \Delta t), \text{ де } F(t, \Delta t) \text{ – спеціальні функції часу і параметра } \Delta t$$

(рис.2.23, а, б),

$$F_1(t, \Delta t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \geq \Delta t / 2; \\ 0,5 + t / \Delta t & \text{при } -\Delta t / 2 < t < \Delta t / 2; \\ 0 & \text{при } t \leq -\Delta t / 2; \end{cases} \quad F_2(t, \Delta t) = 0,5 + \frac{\arctg(t / \Delta t)}{\pi};$$

$$2) \quad 1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 0,5 & \text{при } t = 0; \\ 1 & \text{при } t > 0; \end{cases} \quad 1(t - t_0) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_0; \\ 0,5 & \text{при } t = t_0; \\ 1 & \text{при } t > t_0 \end{cases} \quad (\text{рис. 2.23, в}).$$

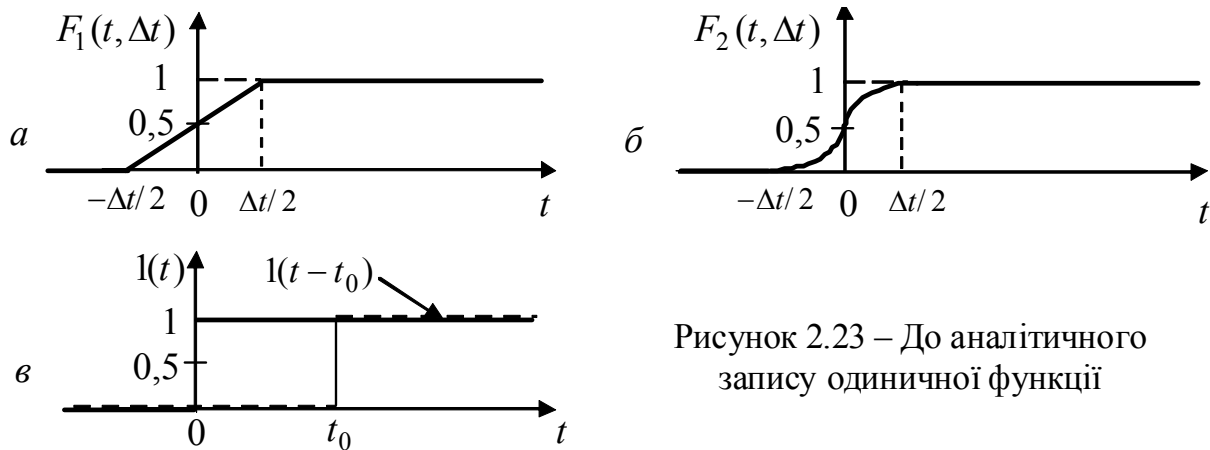


Рисунок 2.23 – До аналітичного запису одиничної функції

Стрибокподібний характер змінювання одиничної функції при $t = 0$ ($1(-0) = 0; 1(+0) = 1$) та її рівність одиниці при $t > 0$ дозволяють трактувати $1(t)$ стосовно перехідних процесів як поєднання одиничного постійного джерела (напруги або струму) та комутатора.

188. Оператор обертання (оператор вращения, rotation operator) – множник $e^{j\omega t}$, множення на який комплексної амплітуди \underline{I}_m , означає поворот вектора \underline{I}_m на комплексній площині у позитивному напрямку (проти годинникової стрілки) на кут ωt (табл. 3.9).

189. Операторна вхідна функція, ОВФ (операторная входная функция, operational input function) – операторні опір і провідність двополюсника

$$Z_{\text{вх}}(p) = \frac{U_1(p)}{I_1(p)}; \quad Y_{\text{вх}}(p) = \frac{I_1(p)}{U_1(p)}.$$

ОВФ можуть розглядатися як ОПФ кола тоді, коли реакція кола визначається на тій парі затискачів, до якої підведено дію.

190. Операторна передатна функція, ОПФ (операторная передаточная функция, operational transfer function) – відношення зображення відгуку $F_2(p)$ до зображення дії $F_1(p)$ за нульових початкових умов.

Якщо розглядати коло як чотириполіусник, на вхід якого подається дія $f_1(t)$, а з виходу знімається відгук $f_2(t)$, то $H(p) = F_2(p)/F_1(p)$. Дію $f_1(t)$ задають як струм або напругу, а відгук $f_2(t)$ визначають як напругу між заданою парою вузлів або струм в якійсь вітці кола. Розрізняють такі види ОПФ: $K_U(p) = U_2(p)/U_1(p)$; $K_I(p) = I_2(p)/I_1(p)$ – операторний коефіцієнт передачі за напругою (струмом); $Z_{\text{пер}}(p) = U_2(p)/I_1(p)$; $Y_{\text{пер}}(p) = I_2(p)/U_1(p)$ – операторні передатні опір та провідність.

ОПФ можна розглядати як коефіцієнт пропорційності між зображенням дії $F_1(p)$ та реакції $F_2(p)$ за нульових початкових умов, тобто $F_2(p) = H(p)F_1(p)$. Отже, якщо відома ОПФ, можна знайти зображення реакції $F_2(p)$, а з нього і реакцію кола $f_2(t)$ на довільну дію (див. приклад 5.8).

Оскільки ОПФ – це відношення поліномів, до яких p входить раціонально, $H(p)$ є *дробово-раціональною функцією* (ДРФ) комплексної змінної p .

191. Операторна форма законів теорії кіл. Закони Ома, Кірхгофа і теореми теорії кіл (накладання, взаємності тощо) виконуються в операторній формі за нульових початкових умов:

$$I(p) = \frac{U(p)}{Z(p)}; \quad \sum_{k=1}^n I_k(p) = 0; \\ \sum_{k=1}^n I_k(p)Z_k(p) = \sum_{l=1}^m E_l(p).$$

Для того, щоб застосувати ці закони, слід скласти *операторну схему заміщення* кола за правилами:

- 1) перейти до зображень джерел, що діють у колі: $e(t) \div E(p)$, $i(t) \div I(p)$;
- 2) перейти до операторних опорів (провідностей) елементів кола (табл. 3.41): $Z_R(p) = R$ – операторний опір; $Z_L(p) = pL$ – операторний опір індуктивності; $Z_C(p) = 1/pC$ – операторний опір ємності.

За *ненульових початкових умов* $i_L(-0) \neq 0$; $u_C(-0) \neq 0$ ємність (індуктивність) замінюють операторним опором $1/pC$ (pL) та додатковим джерелом ЕРС $E'(p)$ або струму $I'(p)$ (рис. 2.24 – 2.25).

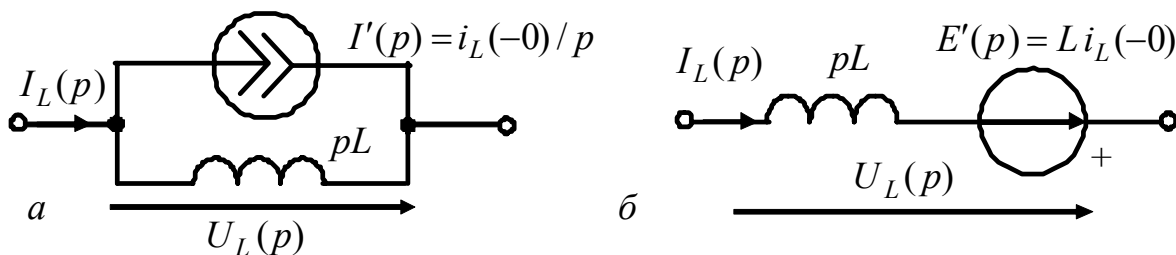


Рисунок 2.24 – Операторні схеми заміщення індуктивності зі струмом: *a* – з джерелом струму; *б* – з джерелом напруги

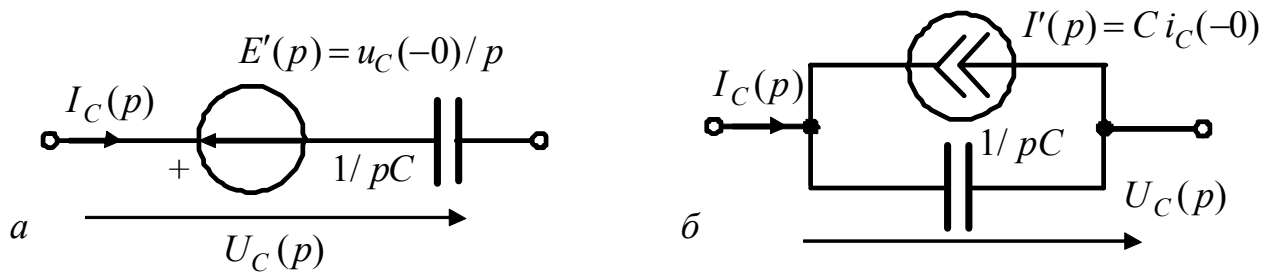


Рисунок 2.25 – Операторні схеми заміщення зарядженої ємності:
 а – з джерелом напруги; б – з джерелом струму

192. Операторний метод (операторный метод, operational method) – метод аналізу кіл у нестационарному режимі з використанням операційного числення (див. приклад 5.8).

193. Операційний підсилювач, ОП (операционный усилитель, operational amplifier) – мікросхема, що реалізує підсилювач з дуже великим коефіцієнтом підсилення μ ; він має дві пари входних затискачів та одну – вихідних. Схеми з ОП використовують в колах автоматичного регулювання, де вони виконують операції формування, диференціювання, інтегрування та інші, і тому отримали назву – операційні.

Схемне зображення ОП показано на рис. 2.26, а, де p – інвертувальний вхід, q – прямий (неінвертувальний) вхід, r – вихід. Всі напруги визначаються відносно заземленого вузла. ОП живиться від двох джерел постійної напруги ($+E$, $-E$), котрі на схемі не показані, як і елементи корекції.

ОП – джерело напруги \underline{E} , кероване входними напругами \underline{U}_p та \underline{U}_q (рис. 2.26, б): $\underline{E} = \mu(\underline{U}_p - \underline{U}_q)$, де μ – коефіцієнт підсилення ($\mu \geq 10^4 \div 10^7$). Якщо $\underline{U}_q = 0$, то $\underline{U}_r = -\mu \underline{U}_p$, тому вхід p має назву інвертувального; при $\underline{U}_p = 0$ $\underline{U}_r = \mu \underline{U}_q$, тому вхід q – прямий (неінвертувальний).

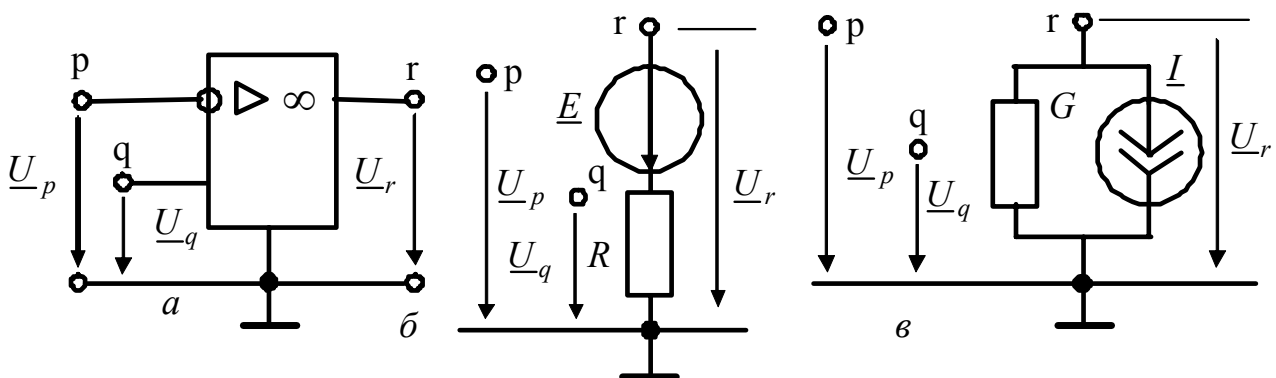


Рисунок 2.26 – Схемне зображення ОП та його еквівалентні схеми

Якщо обидві входні напруги відмінні від нуля, увімкнення ОП має назву *диференційного* або *чотириполюсного*. Якщо один з входів заземлено, увімкнення ОП називається *триполюсним*. Вхідний опір $R_{вх}$ ОП становить

$10^6 \div 10^{12}$ Ом, а вихідний опір R – десятки омів, тобто джерело \underline{E} є ідеальним ДНКН (рис. 2.26, б).

Застосування ОП дозволяє без використання індуктивностей отримати передатні функції схем з такими самими вибірними властивостями, як і у резонансних кіл. Схеми з ОП мають назву ARC-схем.

194. Опір (сопротивление, resistance) – ідеальний пасивний елемент, у якому незворотно поглинається енергія. Термін «опір» і його позначення R застосовують як для позначення цього елемента (рис. 2.28, а), так і для його кількісної оцінки (табл. 3.2). Опір вимірюють в омах (Ом).

Опір називається *лінійним*, якщо він не залежить від величини і напрямку струму, що відповідає лінійному характеру ВАХ. *Параметричний* опір є лінійним, але залежить від часу $R(t)$. У *нелінійного* опору величина опору залежить від величини і напрямку струму, тобто $R(i)$.

195. Оригінал (оригинал, original) – функція дійсної змінної $f(t)$ в операційному численні, яка: 1) має нульове значення при від'ємних значеннях аргументу: $f(t) = 0, t < 0$; 2) має обмежене зростання: $|f(t)| < Me^{\sigma t}$, де M, σ – дійсні додатні величини; 3) належить до кусково-неперервних функцій, котрі зі своїми похідними досить високого порядку є неперервними при всіх значеннях $t > 0$, крім скінченної кількості точок розриву першого роду.

Всі дії, які генеруються реальними джерелами, – це функції, що задовольняють наведеним вимогам, тобто належать до простору оригіналів.

196. Падаюча хвиля (падающая волна, incident wave) – хвиля, яка поширюється від джерела до навантаги. У ДЛ існує інтерференція двох зустрічних хвиль – падаючої та *відбитої*, причому це стосується не тільки напруги і струму, але й енергії.

197. Паралельне з'єднання (параллельное соединение, parallel connection) – з'єднання елементів з однаковою напругою на них (табл. 3.5).

198. Паралельний резонансний контур (параллельный резонансный контур, parallel resonant circuit) – коло, яке складається з індуктивного і ємнісного елементів (індуктивної котушки і конденсатора), з'єднаних паралельно (рис. 2.27, а). Опір витікання конденсатора R'_C перераховують у послідовно з'єднаний з елементами контуру опір $R_C = \rho^2 / R'_C$ (рис. 2.27, б). Параметри R, L, C є первинними параметрами паралельного контуру, причому: $R = R_L + R_C$.

199. Параметри НЕ. *Статичний параметр* елемента кола називають відношення $p = y/x$. *Динамічний параметр* (крутість S статичної характеристики $y = f(x)$ в даній точці) дорівнює похідній $S = p_d = \frac{dy}{dx} = f'(x)$. Значення статичного і динамічного параметрів лінійного елемента збігаються. Параметри НЕ залежать від режиму роботи, тобто від дії x . В табл. 3.29 наведені величини дії x та відгуку y , статичні та динамічні параметри НЕ, а також їхні графічні позначення.

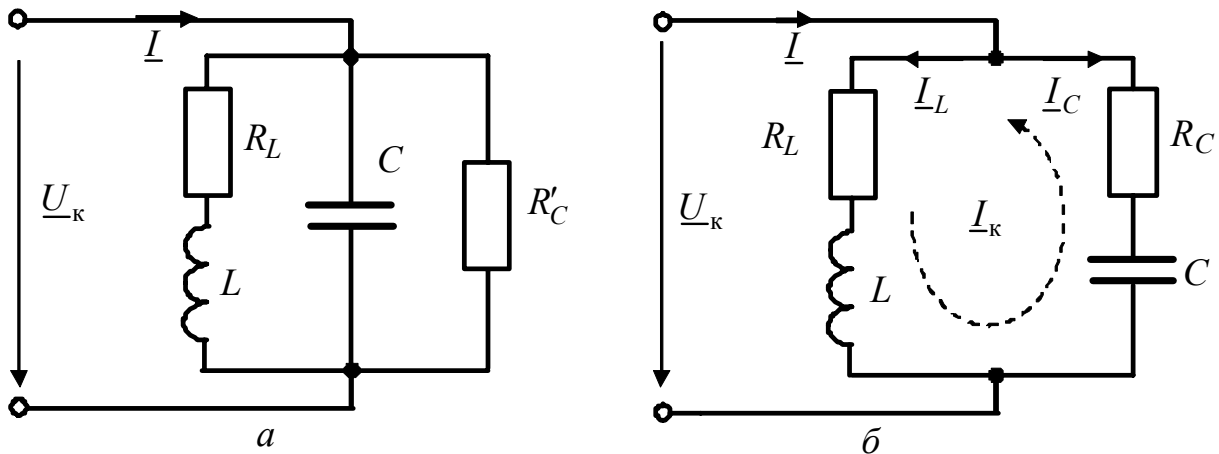


Рисунок 2.27 – Схеми простого паралельного резонансного контуру

200. Пасивний елемент (пассивный элемент, passive component) – елемент (рис. 2.28), в якому енергія або поглинається (в опорі), або накопичується (в індуктивності та взаємній індуктивності – енергія магнітного поля, а в ємності – електричного).



Рисунок 2.28 – Пасивні елементи ідеального кола

201. Пасивне коло (пассивная цепь, passive network) або складається тільки з пасивних елементів, або містить джерела енергії, котрі компенсують один одного.

202. Первинні параметри (первичные параметры, primary parameters) ДЛ – величини, що мають сенс лінійних щільностей розподілу елементів L , C , R , G вздовж довгої лінії: $L_1 = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta L}{\Delta x} = \frac{dL}{dx}$; $C_1 = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta C}{\Delta x} = \frac{dC}{dx}$; $R_1 = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta R}{\Delta x} = \frac{dR}{dx}$;

$$G_1 = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta G}{\Delta x} = \frac{dG}{dx}.$$

Первинні параметри реальних ДЛ визначаються особливостями їхньої конструкції, геометричними розмірами, параметрами матеріалів і діапазоном робочих частот. У табл. 3.43 наведені формули для розрахунку первинних параметрів типових конструкцій ліній передачі (рис. 2.9), в табл. 3.44 – параметри діелектриків і металів ліній передачі (у формулах використано ті ж позначення геометричних розмірів ліній, що й на рис. 2.9).

203. Перехідна характеристика (переходная характеристика, transient characteristic) – чисельно дорівнює відгуку лінійного пасивного кола на дію джерела типу одиничної функції за нульових початкових умов. Перехідну ха-

рактеристику позначають $g(t)$ і визначають її розмірність як відношення розмірностей відгуку і дії.

204. Перехідний процес (переходный процесс, transient process) – процес, який виникає в електричному колі під час переходу від одного усталеного режиму до іншого. Умови виникнення перехідних процесів: 1) комутація; 2) наявність у колі реактивних елементів.

205. Перехідний (переходный, transient) або нестационарний **режим** характерний тим, струми і напруги є неперіодичними функціями часу. Причинами виникнення перехідних режимів є увімкнення кола до джерел і відімкнення від них, змінювання схеми та її параметрів, дія сигналів.

206. Період (период, period) – мінімальний проміжок часу, через який періодичний процес і його похідні повторюються (табл. 3.6).

207. Періодичний струм (периодический ток, periodical current) – електричний струм, миттєві значення якого повторюються через однакові інтервали часу.

Періодичні функції, що задовольняють умовам Діріхле, можна подати рядом Фур'є у вигляді суми деякої постійної величини і синусоїдних складових з кратними частотами ($f, 2f, 3f \dots$). Доданки ряду Фур'є прийнято називати *гармоніками*, що й викликало вживання терміну *гармонічний режим* (гармонічні струми, напруги, ЕРС) поряд з терміном *синусоїдний режим* (синусоїдні струми, напруги, ЕРС).

208. Повна потужність (полная мощность, apparent power) – максимальне відхилення миттєвої потужності від її середнього значення (тобто від активної потужності): $P_S = UI = ZI^2 = YU^2$ (табл. 3.15).

209. Повний опір (провідність) (полное сопротивление (проводимость), impedance (admittance)) – модуль комплексного опору (провідності), табл. 3.12.

210. Поліном Баттерворта (полином Баттерворта, Butterworth polynomial) має вигляд: $V(\bar{p}) = \bar{p}^n + b_{n-1}\bar{p}^{n-1} + \dots + b_1\bar{p} + 1$. Коефіцієнти поліномів Баттерворта для різних n наведено у табл. 3.57.

211. Поліном Чебишова (полином Чебышева, Chebyshev polynomial) має вигляд: $T_n(\Omega) = \cos(n \arccos \Omega)$, де $\Omega = \omega / \omega_\Delta$ – нормована частота. Поліноми $T_n(\Omega)$ визначаються для різних значень n з урахуванням співвідношення $\cos Z = \Omega$: $T_0(\Omega) = 1$; $T_1(\Omega) = \cos Z = \Omega$; $T_2(\Omega) = \cos 2Z = 2\cos^2 Z - 1 = 2\Omega^2 - 1$; $T_{n+1}(\Omega) = 2\Omega T_n(\Omega) - T_{n-1}(\Omega)$. Поліноми Чебишова вищих порядків наведено у табл. 3.58.

212. Поліномні фільтри (полиномиальные фильтры, polynomial filters) – фільтри з АКХ вигляду $H_V^2(\omega) = 1/V^2(\omega)$; їх частотні властивості визначаються поліномом Гурвіца $V(p)$. Задача апроксимації полягає у визначенні: 1) коефіцієнтів полінома $V^2(\omega)$, які б задовольняли вимогам: $A_p(\omega_\Delta) \leq A_\Delta$; $A_p(\omega_s) \geq A_s$; 2) ОПФ за допомогою $A_p(\omega)$, де $A_p(\omega)$ – ЧХ ослаблення за потужністю (див. п. 310).

Щоб визначити ОПФ, встановлюють зв'язок між КПФ та ОПФ для нормованих значень аргументів: $H_U(j\Omega)|_{j\Omega=\bar{p}} = H_U(\bar{p})$; $H_U^2(\Omega)|_{\Omega=-j\bar{p}} = \frac{1}{V^2(\Omega)}|_{\Omega=-j\bar{p}} = |H_U(\bar{p})|^2 = \frac{1}{|V(\bar{p})|^2}$, де \bar{p} – нормоване значення комплексної змінної: $\bar{p} = j\Omega = j \frac{\omega}{\omega_{гр}}$, звідки $\Omega = \frac{\bar{p}}{j} = -j\bar{p}$.

213. Полюси (полюсы, poles) **ОПФ** – значення p_k , які відповідають кореням характеристичного полінома $V(p)$ і перетворюють модуль ОПФ у нескінченність. Усі полюси ОПФ кола з втратами розташовані на комплексній площині зліва від уявної осі.

214. Порядок кола (порядок цепи, circuit order) – степінь характеристичного полінома (лівої частини диференціального рівняння кола, див. п. 300).

215. Послідовне з'єднання (последовательное соединение, series connection) – з'єднання елементів, коли в них протікає однаковий струм (табл. 3.5).

216. Послідовний резонансний контур (последовательный резонансный контур, serial resonant circuit) складається з котушки індуктивності та конденсатора, з'єднаних послідовно з джерелом напруги (рис. 2.29).

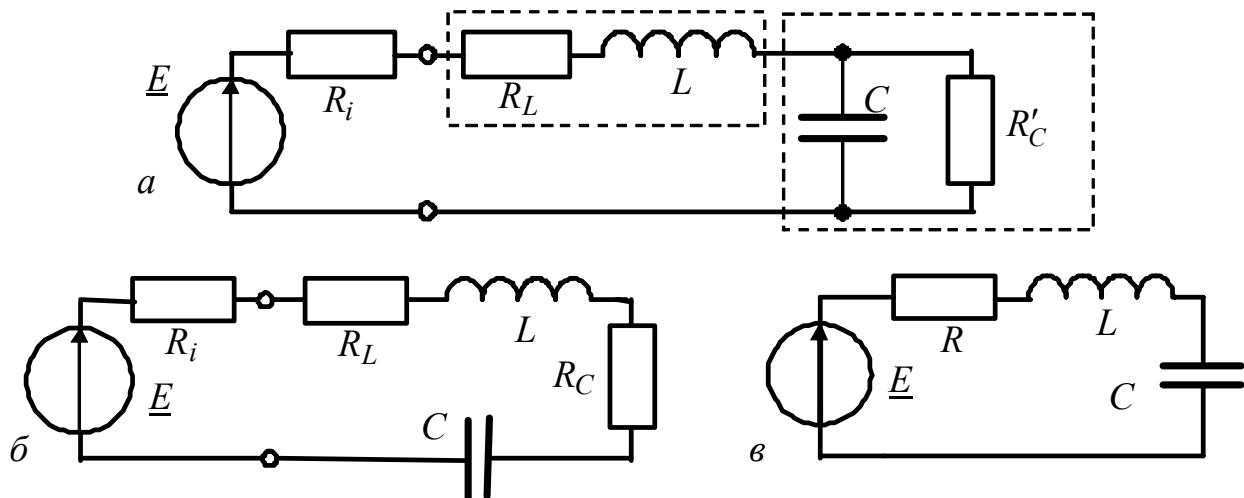


Рисунок 2.29 – Схеми послідовного коливального контуру

Якщо послідовно з'єднані опори R_i , R_L і R_C замінити сумарним опором втрат $R = R_i + R_L + R_C$, виходить узагальнена схема коливального контуру (рис. 2.29, в), параметри якого R , L , C називають *первинними*.

217. Початкові значення (начальные значения, initial values) – значення всіх електричних величин та їх похідних безпосередньо після комутації, тобто в момент часу $t = +0$. *Незалежні початкові значення*: $i_L(+0)$, $u_C(+0)$; *залежні початкові значення*: значення всіх струмів і напруг, крім i_L , u_C , а також їх

похідних при $t = +0$. Залежні початкові значення обчислюють за незалежними, виходячи із законів Кірхгофа.

При розрахунку перехідних процесів початкові значення мають бути відомими – заданими або додатково знайденими з урахуванням законів комутації. Залежно від моменту часу ($+0$ або ∞), а також від типу дії (постійна або синусоїдна) реактивні елементи (L , C) в схемах подаються по-різному (табл. 3.42).

218. Початкові умови (начальные условия, initial conditions) – значення струму в індуктивності та напруги на ємності до моменту комутації: $i_{Lk}(-0)$, $u_{Ck}(-0)$. Якщо первинний запас енергії всіх реактивних елементів кола дорівнює нулю, початкові умови називають *нульовими*. Якщо хоча б в одному накопичувальному елементі первинний запас енергії ненульовий, початкові умови називають *ненульовими*.

219. Потенціал (потенциал, potential) φ точки електричного кола – відношення потенційної енергії w , яку має заряд q , що перебуває в даній точці, до цього заряду: $\varphi = dw(q)/dq$.

220. Потокосцеплення (потокосцепление, flux linkage) – сума магнітних потоків Φ усіх N витків котушки: $\Psi = N\Phi$. Потокосцеплення вимірюють у веберах (Вб).

221. Потужність (мощность, power) – швидкість змінювання енергії: $p(t) = dw(t)/dt = u(t)i(t)$. Потужність вимірюють у ватах (Вт). Для постійних струмів і напруг потужність постійна: $P = UI$.

222. Потужність трифазного генератора – сума потужностей трьох окремих генераторів за будь-якої схеми об'єднання фаз. Активна потужність трифазного генератора при симетричному навантаженні $P = 3U_{\phi}I_{\phi} \cos \varphi = \sqrt{3}U_{Л}I_{Л} \cos \varphi$, де φ – аргумент комплексного опорного навантаження, U_{ϕ} , I_{ϕ} , $U_{Л}$, $I_{Л}$ – діючі значення фазних та лінійних напруг і струмів (див. п. 276).

223. Початкова фаза (начальная фаза, initial phase) – значення повної фази в нульовий момент часу ψ_0 (табл. 3.6).

224. Правило знаків (правило знаков, sign rule) – складаючи рівняння згідно з першим законом Кірхгофа, знаки струмів, спрямованих до вузла і від вузла, беруть різними.

225. Принцип взаємності (зворотності) (принцип взаимности (обратности), mutuality principle) встановлює зв'язок між режимами (струмом або напругою) двох ділянок кола при перенесенні з першої ділянки до другої єдиного для цього кола ідеального джерела (напруги або струму). При цьому можливі два варіанти: 1) з однієї вітки в іншу переноситься ідеальне джерело напруги і встановлюється зв'язок між струмами цих віток; 2) з однієї ділянки кола до іншої переноситься ідеальне джерело струму і встановлюється зв'язок між напругами на цих ділянках.

Принцип взаємності застосовується тільки для лінійних кіл.

Згідно з першим варіантом (рис. 2.30), при перенесенні ідеального джерела напруги E , яке увімкнено в першу вітку ($1-1'$) і яке викликає у другій вітці ($2-2'$) струм I_2 (рис. 2.30, а), у другу вітку (рис. 2.30, б) джерело E викличе в першій вітці такий саме струм $I_1 = I_2$.

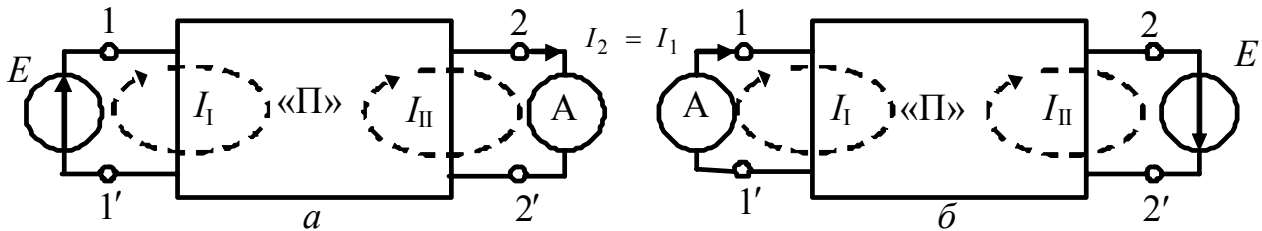


Рисунок 2.30 – Принцип взаємності для кола з джерелом напруги

226. Принцип накладання (принцип наложения, superposition principle) – відгук кола на декілька дій дорівнює алгебраїчній сумі відгуків від кожної окремої дії. Принцип накладання (суперпозиції або незалежності дії), покладений до основи методу накладання. Метод накладання справедливий тільки для лінійних кіл.

Розв'язання задач методом накладання полягає в знаходженні та подальшому алгебраїчному підсумовуванні часткових струмів (або напруг) від кожного з джерел (див. приклад 5.3). Визначаючи частковий струм від одного джерела, інші джерела виключають (виключення джерела напруги означає замикання його затискачів, а виключення джерела струму – їх розмикання).

227. Провідність (проводимість, conductance) – величина, обернена опору. Провідність вимірюється у сименсах (См).

228. Пряме перетворення Лапласа (прямое преобразование Лапласа, direct Laplace transform) – перетворення функції $f(t)$ дійсної змінної t (миттєвого значення струму чи напруги) у функцію $F(p)$ комплексної змінної p (оператор $p = \sigma + j\omega$ має назву комплексної частоти): $F(p) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt} dt$, де $f(t)$

називають *оригіналом*, а $F(p)$ – *зображенням*.

Відповідність зображення оригіналу позначається: $F(p) = \mathcal{L}[f(t)]$ і є однозначною (\mathcal{L} – оператор Лапласа).

Перетворення Лапласа має дві основні властивості: 1) єдиність, тобто між зображенням та оригіналом існує взаємно-однозначна відповідність: якщо $F(p) \div f(t)$, то $f(t) \div F(p)$; 2) лінійність, що дозволяє застосувати принцип суперпозиції: якщо $f(t) = \sum_{k=1}^n f_k(t)$, то $F(p) = \sum_{k=1}^n F_k(p)$.

Перехід від $f(t)$ до $F(p)$ виконують такими способами: 1) безпосередньо за формулою $F(p) = \mathcal{L}[f(t)]$; 2) за таблицями (табл. 3.39); 3) за теоремами про перетворення Лапласа (табл. 3.40).

229. Реальне джерело напруги (реальный источник напряжения, practicable voltage source) – активний елемент, який можна подати у вигляді ідеального джерела напруги та послідовно з'єднаного з ним пасивного елемента – внутрішнього опору R_i , що враховує втрати енергії у джерелі (табл. 3.3).

230. Реальне джерело струму (реальный источник тока, practicable current source) – активний двополюсник, що складається з ідеального джерела струму та паралельно з'єднаного з ним пасивного елемента R_i , що враховує втрати енергії у джерелі (табл.3.3).

231. Реальне електричне коло (реальная электрическая цепь, practicable circuit) – пристрій, який складається з провідних середовищ і реальних елементів, котрі створюють замкнені шляхи для електричного струму.

232. Режим короткого замикання, КЗ (режим короткого замыкания, short circuit) – робота кола або генератора у ненавантаженому стані, коли вихідна напруга дорівнює нулю, а вихідні затискачі замкнені.

233. Режим біжних хвиль (режим бегущих волн, travelling wave mode) існує, коли лінію навантажено на хвильовий опір ($Z_H = Z_{ХВ}$ – для реальної; $Z_H = R_{ХВ}$ – для ідеальної лінії), тоді відбита хвиля відсутня, коефіцієнт відбиття дорівнює нулю, а опір у будь-якому перерізі лінії та вхідний опір дорівнюють хвильовому.

Режим біжних хвиль має такі особливості (див. приклад. 5.10):

1) амплітуда напруги (струму) вздовж лінії постійна ($\alpha = 0$), або змінюється за законом експоненти, якщо враховувати втрати ($\alpha \neq 0$);

2) зсуву фаз між струмом та напругою немає, оскільки у будь-якому перерізі лінії вхідний опір дорівнює дійсному хвильовому;

3) фаза коливань зменшується за лінійним законом;

4) режим біжних хвиль є режимом узгодженого навантаження, в якому мінімальними є, по-перше, втрати енергії, а по-друге, спотворення корисного сигналу (тому режим біжних хвиль застосовують для зв'язку радіоприймальних пристроїв з антеною, у кабельних системах тощо).

234. Режим вільних процесів у колі R, L, C залежить від вигляду коренів

$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_{рез}^2} = -\delta \pm j\omega_{вл}$ характеристичного рівняння $p^2 + 2\delta p + \omega_{рез}^2 = 0$, де $\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}$ – кутова частота незагасаючих коливань (резонансна частота); $\omega_{вл}$ – кутова частота вільних загасаючих коливань; $\delta = R/2L$ – коефіцієнт загасання:

1) *aperiodичний* вільний режим: корені $p_{1,2}$ – дійсні різні ($\delta > \omega_{рез}$, $R > 2\rho$ ($\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристичний опір), добротність $Q < 0,5$); 2) *критичний* режим: $p_{1,2}$ – дійсні рівні ($\delta = \omega_{рез}$, $p_1 = p_2 = -\delta$, $R = 2\rho$, $Q = 0,5$); 3) *коливальний* режим: $p_{1,2}$ – комплексно-спряжені ($\delta < \omega_{рез}$, $R < 2\rho$, $Q > 0,5$).

235. Режим змішаних хвиль (режим смешанных волн, mixed wave mode) – режим часткового відбиття енергії падаючої хвилі від навантаги:

$U_{m\text{від}} < U_{m\text{пад}}; I_{m\text{від}} < I_{m\text{пад}}$. Цей режим виникає, якщо лінію навантажено на активний $R_{\text{н}} \neq R_{\text{хв}}$ або комплексний $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$ ($R_{\text{н}} \neq 0; -\infty < X_{\text{н}} < \infty$) опір, модуль коефіцієнта відбиття лежить у межах: $0 < \rho(x) < 1; 0 < \rho(y) < 1$. Формули для аналізу режиму змішаних хвиль в ІДЛ наведено в табл. 3.52, 3.55.

Режим *змішаних хвиль* розглядають як суперпозицією біжної та стійної хвиль та характеризують коефіцієнтом біжної хвилі (див. п. 120, приклад 5.13).

236. Режим стійних хвиль (режим стоячих волн, standing wave mode) – режим повного відбиття енергії від навантаги (модуль *коефіцієнта відбиття* у будь-якому перерізі лінії дорівнює одиниці). Умови існування цього режиму: 1) вихідні затискачі лінії замкнені ($Z_{\text{н}} = 0$); 2) вихідні затискачі лінії розімкнені ($Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$); 3) лінія навантажена на індуктивність ($Z_{\text{н}} = j\omega L$); 4) лінія навантажена на ємність ($Z_{\text{н}} = 1/j\omega C$). У табл. 3.51–3.53 наведені формули для аналізу режиму стійних хвиль в ІДЛ.

Характерні особливості режиму *стійних хвиль* (див. приклад. 5.11, 5.12):

1) амплітуда напруги (струму) змінюється вздовж лінії за законом косинуса (синуса), тобто має місце зсув фаз $\lambda/4$ за координатою l ;

2) перерізи лінії, в яких амплітуди напруги або струму максимальні, називають *пучностями*;

3) перерізи з нульовими значеннями амплітуд напруги або струму називають *вузлами*; у будь-яких точках лінії, які розташовані між двома сусідніми вузлами, фаза коливань $\psi_u(\psi_i)$ є постійною, а при переході через вузол фаза коливань стрибком змінюється на кут π ;

4) різниця фаз коливань напруги та струму у будь-якому перерізі лінії дорівнює $\pm \pi/2$, тобто, вхідний опір лінії є суто реактивним;

5) в лінії існують характерні точки (резонансні перерізи), в яких лінія еквівалентна послідовному (паралельному) резонансному контуру.

237. Режим холостого ходу, ХХ (режим холостого хода, open circuit) – робота кола або генератора у ненавантаженому стані, коли вихідний струм дорівнює нулю.

238. Резистор (резистор, resistor) – реальний фізичний елемент, властивості якого наближаються до властивостей опору.

239. Резонанс (резонанс, resonance) – явище в електричному колі, що має ділянки з індуктивним та ємнісними елементами, за якого різниця фаз напруги і струму на вході кола дорівнює нулю.

240. Резонансна крива (резонансная кривая, resonant curve) – частотна залежність діючих значень (амплітуд) напруг (струмів) на елементах R, L, C контуру. Рівняння *резонансної кривої струму* послідовного контуру:

$I(\omega) = E / \sqrt{X^2 + R^2}$ (рис. 2.31, а); нормована резонансна крива (рис. 2.31, б):

$I/I_{\text{рез}} = 1 / \sqrt{1 + (X/R)^2}$, де $I_{\text{рез}} = E/R$ – резонансне значення струму.

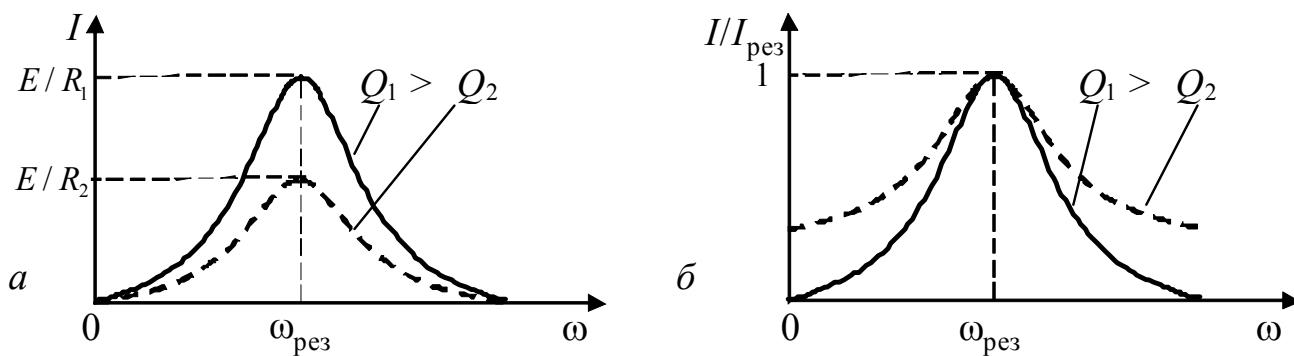


Рисунок 2.31 – Резонансні криві струму послідовного контуру

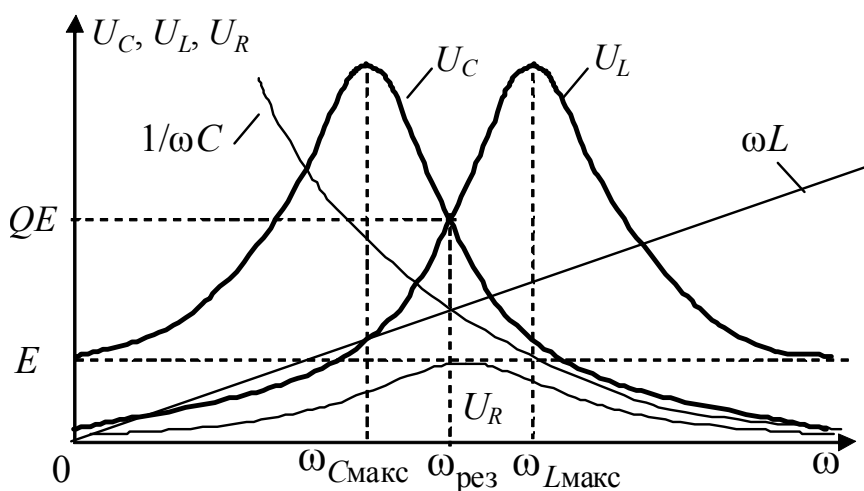


Рисунок 2.32 – Резонансні криві напруг

Рівняння резонансних кривих напруг послідовного контуру (рис. 2.32):

$$U_R(\omega) = RI(\omega);$$

$$U_C(\omega) = \frac{1}{\omega C} I(\omega);$$

$$U_L(\omega) = \omega LI(\omega).$$

Максимальне значення напруги на опорі (амплітудний резонанс) спостерігається на частоті $\omega_{рез}$, яка є також частотою фазового резонансу. Існують на частотах:

Максимуми напруг на реактивних елементах існують на частотах: $\omega_{C\max} = \omega_{рез} \sqrt{1 - 0,5d^2}$; $\omega_{L\max} = \omega_{рез} / \sqrt{1 - 0,5d^2}$, де d – загасання.

241. Резонансна частота (резонансная частота, resonant frequency) – частота струму (напруги) під час резонансу в колі. Визначається з умови резонансу $X = 0$; $\omega_{рез}L - 1/\omega_{рез}C = 0$.

Для послідовного контуру: $\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}$; $f_{рез} = 1/2\pi\sqrt{LC}$.

Точна формула для паралельного контуру: $\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{\rho^2 - R_L^2}{\rho^2 - R_C^2}}$. Для па-

ралельного контуру з високою добротністю, а також за умови $R_L = R_C < \rho$ при низькій добротності $\omega_{рез} \approx 1/\sqrt{LC}$.

Значенню частоти $f_{рез}$ відповідає резонансна довжина хвилі: $\lambda_{рез} = cT_{рез}$; $T_{рез} = 1/f_{рез} = 2\pi\sqrt{LC}$, де c – швидкість поширення електромагнітних хвиль.

242. Резонансний контур (резонансный контур, resonant circuit) – електричне коло, в якому має місце явище резонансу (напруг чи струмів).

243. Резонанс напруг (резонанс напружений, voltage resonance) – явище резонансу на ділянці електричного кола, до якого входять послідовно з’єднані індуктивний та ємнісний елементи.

Резонанс у послідовному контурі називають *резонансом напруг*, оскільки діючі (амплітудні) значення напруг на реактивних елементах на резонансній частоті перевищують діюче значення ЕРС джерела в Q разів:

$U_{Cрез} = U_{Lрез} = QE$. На рис. 2.33 зображено *векторну діаграму напруг та струму* при резонансі.

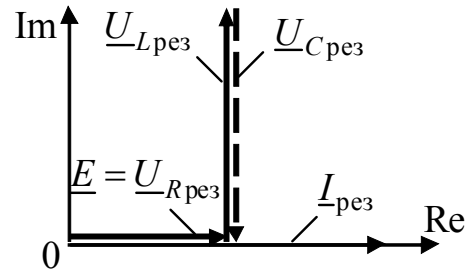


Рисунок 2.33 – Векторна діаграма напруг при резонансі

244. Резонанс струмів (резонанс токов, current resonance) – явище на ділянці електричного кола, що має паралельно з’єднані індуктивний та ємнісний елементи, при якому на частотах поблизу резонансної спостерігається збільшення (в Q разів) амплітуди струмів у реактивних елементах порівняно з амплітудою коливань струму в загальній вітці: $I_{Cрез} = I_{Lрез} = QI$. На рис. 2.34 зображені векторні діаграми струмів і напруг у контурі при резонансі.

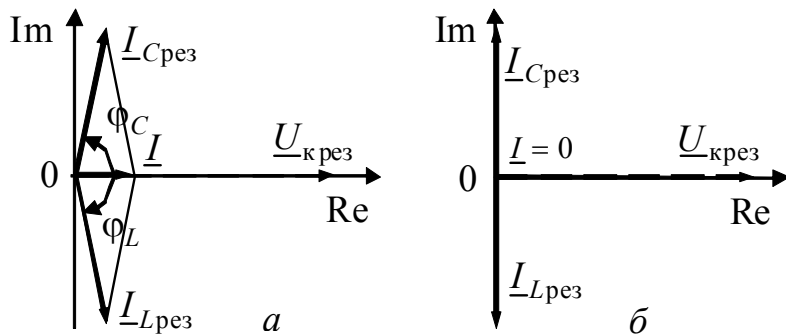


Рисунок 2.34 – Векторні діаграми струмів і напруги в паралельному контурі при резонансі: *a* – з урахуванням втрат; *б* – для ідеального контуру

245. Рівняння передачі (уравнения передачи, transfer equation) ДЛ пов’язують комплексні амплітуди напруг і струмів на вході \underline{U}_{m1} , \underline{I}_{m1} або виході \underline{U}_{m2} , \underline{I}_{m2} та у довільному перерізі лінії (рис. 2.35):

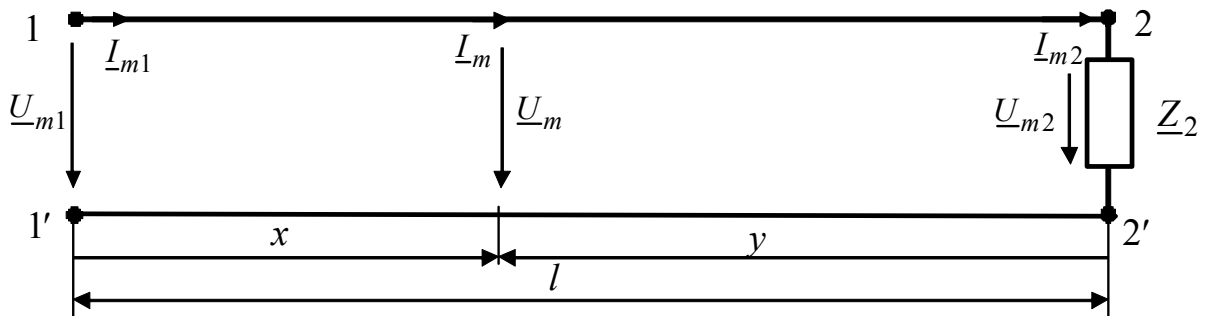


Рисунок 2.35 – Схема ДЛ для синусоїдного усталеного процесу

$$\begin{cases} \underline{U}_m(x) = \underline{U}_{m1} \operatorname{ch}(\underline{\gamma}x) - \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m1} \operatorname{sh}(\underline{\gamma}x); & \begin{cases} \underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m2} \operatorname{ch}(\underline{\gamma}y) + \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2} \operatorname{sh}(\underline{\gamma}y); \\ \underline{I}_m(x) = \underline{I}_{m1} \operatorname{ch}(\underline{\gamma}x) - (\underline{U}_{m1} / \underline{Z}_{\text{XB}}) \operatorname{sh}(\underline{\gamma}x); \end{cases} \\ \underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} \operatorname{ch}(\underline{\gamma}y) + (\underline{U}_{m2} / \underline{Z}_{\text{XB}}) \operatorname{sh}(\underline{\gamma}y), \end{cases}$$

де x ; y – координата, що відраховується від входу/виходу відповідно.

Етапи аналізу ДЛ при відліку координати від навантаги наведені у табл. 3.45.

246. Синусоїдний струм (синусоидальный ток, sine current) – струм, що змінюється у часі відповідно до тригонометричних функцій синуса або косинуса (табл. 3.6).

247. Складний паралельний контур (сложный параллельный контур, network parallel circuit) – паралельний контур з реактивними елементами, розподіленими між вітками. На рис. 2.36 зображені схеми паралельних контурів: *a* – узагальнена схема, *б* – простий (I виду, або контур з повним увімкненням), *в* – складний (II виду, або контур з розподіленою індуктивністю), *г* – складний (III виду, або контур з розподіленою ємністю).

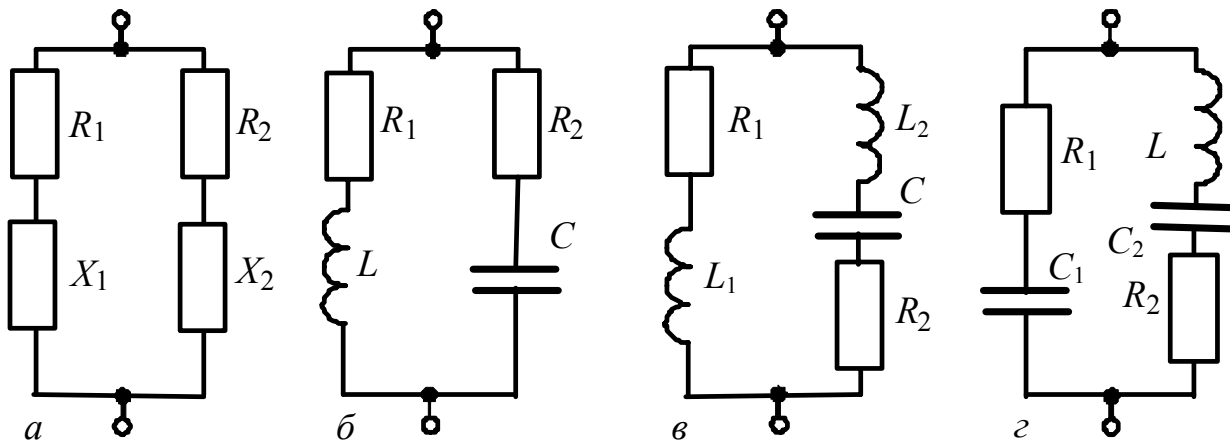


Рисунок 2.36 – Схеми паралельних контурів

Еквівалентний резонансний опір складного контуру: $Z_{\text{ерез}}^* = p^2 Z_{\text{ерез}}$, де $p = |X_{1\text{рез}}| / \rho = |X_{2\text{рез}}| / \rho$ – коефіцієнт увімкнення; $X_{1\text{рез}}$, $X_{2\text{рез}}$ – резонансний реактивний опір відповідної вітки, яка містить реактивність тільки одного характеру; $Z_{\text{ерез}} = \rho^2 / R$ – еквівалентний резонансний опір простого контуру.

Параметри контурів: II виду – $\omega_{\text{рез}} = 1 / \sqrt{(L_1 + L_2)C}$; $p = L_1 / L$; III виду – $\omega_{\text{рез}} = 1 / \sqrt{LC_1 C_2 / (C_1 + C_2)}$; $p = C_2 / (C_1 + C_2)$.

Складні контури мають резонанси напруг у вітках ($\omega_{\text{рпосл}} = 1 / \sqrt{L_2 C}$, $\omega_{\text{рпосл}} = 1 / \sqrt{L C_2}$) разом з резонансом струмів у контурі. Тому на відміну від простого контуру ЧХ повного опору складного контуру має два екстремуми (рис. 2.37).

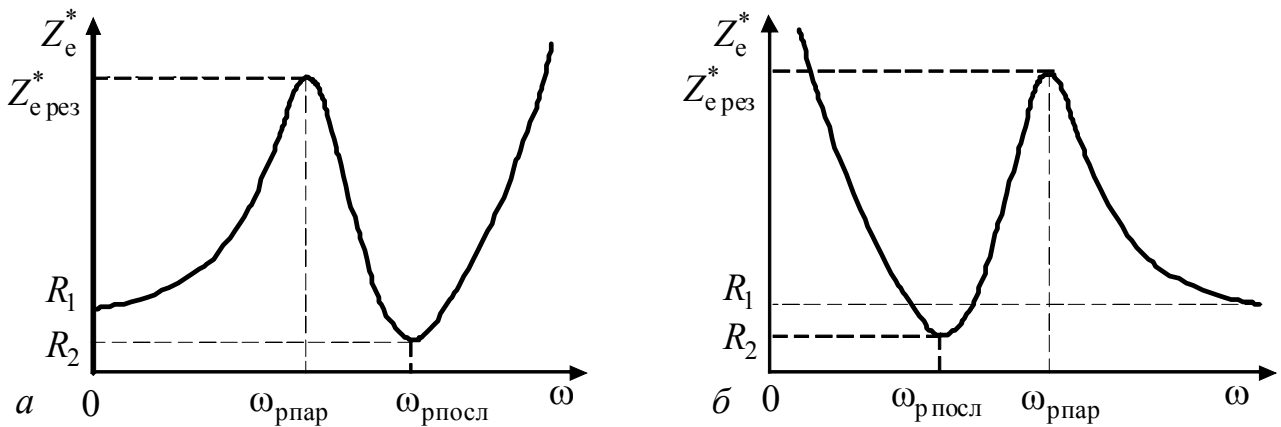


Рисунок 2.37 – ЧХ повного опору складних контурів: *a* – II виду ; *б* – III виду

248. Сму́га затримання, або смуга непрозорості **фільтра** (полоса задержки, attenuation band) – смуга частот, для яких значення АЧХ мало відрізняються від нуля: $H_U(\omega) \approx 0$.

249. Сму́га переходу (полоса перехода, transient band) **фільтра** – смуга частот, розташована між смугою пропускання і смугою затримання (рис. 2.57).

250. Сму́га пропускання, СП (полоса пропускання, bandwidth) – діапазон частот, у межах якого АЧХ зменшується не більше, ніж у задане число разів порівняно з максимальним значенням.

Граничні частоти СП є розв’язком будь-якого з рівнянь: $H(\omega) = \frac{H_{\max}}{n}$;

$A(\omega) = \frac{H_{\max}}{H(\omega)} = n$; $H_{\text{норм}}(\omega) = \frac{H(\omega)}{H_{\max}} = \frac{1}{n}$, де $H_{\text{норм}}(\omega)$ – АЧХ, нормована до максимального значення H_{\max} .

Як рівень відліку СП прийняте значення $n = \sqrt{2}$, що відповідає зменшенню потужності коливань на границях СП (саме таку мінімальну зміну потужності звукових коливань відчуває людське вухо) порівняно з максимальним значенням. Рівняння для розрахунку граничних частот СП:

$$H(\omega) = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}} \approx \frac{H_{\max}}{1,41} \approx 0,707 H_{\max}; \quad H_{\text{норм}}(\omega) = \frac{H(\omega)}{H_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707;$$

$$H_{\text{норм}}(\omega), \text{ дБ} = 20 \cdot \lg 0,707 = -3 \text{ дБ}; \quad A(\omega) = H_{\max} / H(\omega) = \sqrt{2} \approx 1,41.$$

251. Сму́га пропускання зв’язаних резонансних контурів.

Порівняння графіків АЧХ для першого (рис. 2.16, *a*) і другого (рис. 2.17, *a*) контурів свідчить, що з точки зору вибірності краща АЧХ для другого контуру, тому СП визначають саме для неї.

У разі критичного і сильного зв’язку ($A \geq 1$) нормовані АЧХ другого контуру $H_{2\text{норм}}(\xi) = 2A / \sqrt{(1 - \xi^2 + A^2)^2 + 4\xi^2}$ мають максимальні значення, які дорівнюють одиниці. Границям СП за рівнем $\sqrt{2}$ відповідають значення граничних узагальнених розстройок: $\xi_{\text{П1...4}} = \mp \sqrt{A^2 \pm 2A - 1}$.

Значення $\xi_{II,4} = \mp\sqrt{A^2 + 2A - 1}$ є такими, що фізично реалізуються (дійсними), оскільки $A \geq 1$. Значення $\xi_{II,3} = \mp\sqrt{A^2 - 2A - 1}$ фізично реалізуються, якщо $A > 1 + \sqrt{2} \approx 2,41$.

Отже, при $A > 2,41$ фізичний зміст мають чотири значення узагальнених розстройок, які відповідають границям СП. Це відповідає двом окремим смугам (рис. 2.38, а), які лежать поблизу значень $\xi_{I,II}$, причому $\xi_{II} < \xi_I < \xi_{II2}$; $\xi_{II3} < \xi_{II} < \xi_{II4}$.

Якщо в межах $A > 2,41$ зменшувати зв'язок, то значення $\xi_{II,3}$ зближуються і при $A = 2,41$ $\xi_{II,3|A=2,41} = 0$. При цьому СП буде неперервною (рис. 2.38, б) з граничними значеннями $\xi_{II,4} = \mp\sqrt{(1 + \sqrt{2})^2 + 2(1 + \sqrt{2}) - 1} \approx \mp 3,1$.

Якщо далі зменшувати зв'язок у діапазоні $A < 2,41$, СП зменшується, і при критичному зв'язку (рис. 2.38, в): $\xi_{II,4} = \mp\sqrt{A^2 + 2A - 1} = \mp\sqrt{1 + 2 - 1} \approx \mp 1,41$.

Загальна формула для визначення СП: $2\Delta f_{II} = \xi_{II4} \frac{f_{рез}}{Q}$. Величина СП для характерних значень фактора зв'язку: $2\Delta f_{II|A=2,41} = 3,1 \frac{f_{рез}}{Q}$; $2\Delta f_{II|A=1} = 1,41 \frac{f_{рез}}{Q}$.

У зв'язаних контурів СП більше смуги одиночного контуру у 3,1 рази при $A = 2,41$ та в 1,41 рази – при $A = 1$. Тому режим ($A = 2,41$) характеризується *максимальною смугою пропускання* (рис. 2.38, б).

При дуже сильному зв'язку, коли $A \gg 1$, АЧХ має вид двох резонансних кривих (рис. 2.38, в), приблизними оцінками параметрів яких є: $H_{2норм}(0) \approx 2/A \ll 1$; $\xi_{I,II} \approx \mp A$; $\xi_{II1...4} \approx \mp\sqrt{A^2 \pm 2A} = \mp A \mp 1$, $\xi_{II1,2} \approx -A \mp 1$; $\xi_{II3,4} \approx A \mp 1$. При дуже сильному зв'язку резонансні криві мають максимальні значення на частотах зв'язку, які з урахуванням $k \gg d$ ($A \gg 1$) приблизно дорівнюють значенням: $f_{I,II} \approx f_{рез}(1 \mp k/2)$, а СП кожної з кривих наближається до СП одиночного контуру $2\Delta f_{II} \approx f_{рез}/Q$.

Для слабого зв'язку ($A < 1$) фізичний сенс мають граничні значення узагальнених розстроек $\xi_{II,4} = \mp\sqrt{A^2 - 1 + \sqrt{2(A^2 + 1)}}$, приблизні значення яких при дуже слабкому зв'язку ($A \ll 1$) становлять: $\xi_{II,4} \approx \mp\sqrt{-1 + \sqrt{2}} \approx \mp 0,64$.

Отже, зміною зв'язку можна регулювати СП зв'язаних контурів у широких межах – від 0,64 до 3,1 від ширини СП одиночного контуру.

Крім можливості регулювати смугу пропускання, перевагою зв'язаних контурів є їх краща вибірність у порівнянні з одиночним контуром, що обумовлено більшим наближенням форми АЧХ до прямокутної.

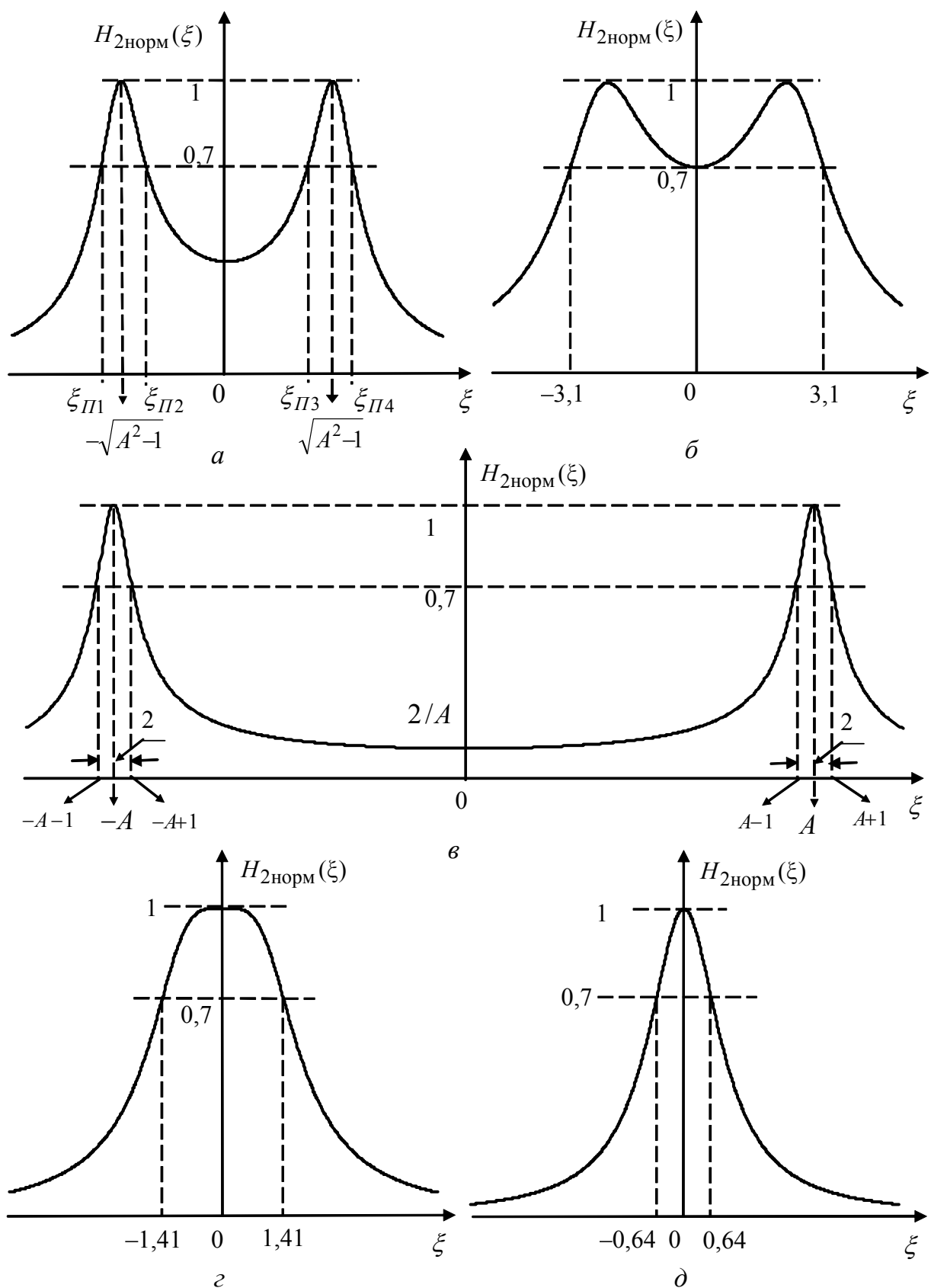


Рисунок 2.38 – Смуга пропускання індуктивно зв'язаних контурів:
 $a - A > 2,41$; $б - A = 2,41$; $в - A \gg 1$; $г - A = 1$; $д - A \ll 1$

252. Смуга пропускання резонансного контуру. Для контурів з високою добротністю ($Q \gg 1$) нормовані АЧХ всіх видів КПФ описують єдиним виразом $H_{\text{норм}}(\xi) = 1/\sqrt{1+\xi^2}$ у функції узагальненої розстройки. Абсолютні розстройки вправо $\Delta\omega_{\text{П1}}$ і вліво $\Delta\omega_{\text{П2}}$ від резонансної частоти за модулем однакові (рис. 2.39), а граничні частоти лежать симетрично значенню $\omega_{\text{рез}}$.

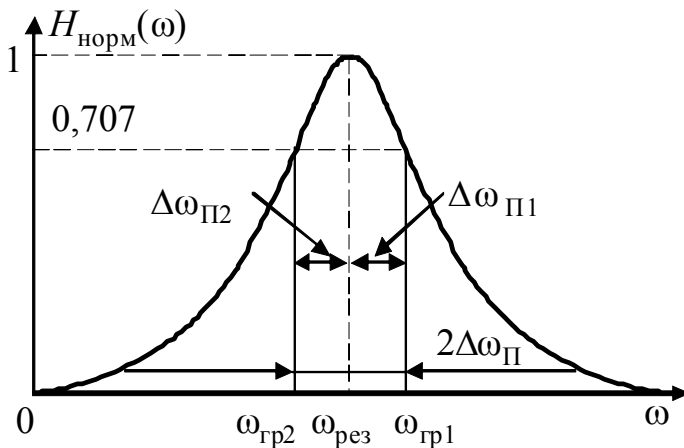


Рисунок 2.39 – До визначення смуги пропускання

СП дорівнює подвоєному значенню розстройки $\Delta\omega_{\text{П1}} = |\Delta\omega_{\text{П2}}|$, і тому смугу пропускання Π_{ω} позначають $2\Delta\omega_{\text{П}}$: $2\Delta\omega_{\text{П}} = \omega_{\text{рез}}/Q$;
 $2\Delta f_{\text{П}} = f_{\text{рез}}/Q$.

Коефіцієнт прямокутності

$$k_{\text{пр}} = \frac{2\Delta\omega_{\text{П}}|_{n_1=10}}{2\Delta\omega_{\text{П}}|_{n=\sqrt{2}}} \approx 10.$$

Незважаючи на відносно невисокий $k_{\text{пр}}$ АЧХ, послідовний контур як просте вибірне коло має велике значення у техніці.

253. Смуга пропускання (полоса пропускання, passband), або смуга прозорості **фільтра** – смуга частот, для яких значення АЧХ мало відрізняються від константи, наприклад, від одиниці: $H_U(\omega) \approx 1$.

254. Спектр (спектр, spectrum) – сукупність гармонічних складових (гармонік), на які розкладаються сигнали.

255. Спектральна щільність (спектральная плотность, spectral density) – функція частоти, що визначається як пряме перетворення Фур'є від неперіодичної функції часу.

256. Стала часу кола (постоянная времени, time constant) – інтервал часу, за який напруга (струм) у колі з одним інерційним елементом (індуктивністю чи ємністю) зменшуються за абсолютною величиною у вільному режимі в 2,718 рази. Для кола R, C : $\tau = RC$, для кола R, L : $\tau = L/R$. Стала часу пов'язана з коренем характеристичного рівняння кола: $p_1 = -1/\tau$.

257. Сталі інтегрування (постоянные интегрирования, constants of integration) – коефіцієнти, що визначають вільну складову струмів (напруг) згідно із класичним методом аналізу перехідних процесів (див. п. 119). Кількість сталих інтегрування A_k у розв'язку рівняння кола збігається з його порядком n . Щоб визначити n сталих A_k , необхідно n рівнянь і n початкових умов. Необхідну кількість рівнянь можна отримати $n-1$ кратним диференціюванням розв'язку $y(t) = y_{\text{вл}}(t) + y_{\text{вм}}(t)$. Початкові значення знаходять, розглядаючи вихідну систему рівнянь Кірхгофа при $t = +0$, в якій незалежні початкові значення

відомі з законів комутації. Наприклад, для кола першого порядку $y(+0) = A_1 + y_{\text{вм}}(+0)$, звідки $A_1 = y(+0) - y_{\text{вм}}(+0)$.

258. Статична характеристика (статическая характеристика, static characteristic) елемента кола – функціональна залежність $y = f(x)$, яка описує властивості лінійних і нелінійних елементів кола, де функція y є відгуком на дію x . Статичною характеристикою активного опору є ВАХ: $i = \varphi_R(u)$, індуктивності – вебер-амперна (магнітна) характеристика: $i = \varphi_L(\Psi)$, ємності – кулон-вольтна (електрична) характеристика: $q = \varphi_C(u)$.

259. Стійні хвилі (стоячие волны, standing (stationary) waves) існують, коли енергія повністю відбивається від навантаги (див. п. 236).

260. Струм (ток, current) – впорядковане переміщення електричних зарядів i (чи) явище зміни електромагнітного поля в часі. Позитивним напрямом струму вважається напрям руху позитивно заряджених часток.

Струм визначається кількістю зарядів, які переміщуються крізь поперечний переріз провідника за одиницю часу $i(t) = dq(t)/dt$. Заряд вимірюється в кулонах (Кл), час – у секундах (с), струм – в амперах (А).

261. Струм короткого замикання (ток короткого замыкания, short-circuit current) – струм між замкненими затискачами двополюсника. Щоб розрахувати струм короткого замикання $I_{\text{к.з}}$, доцільно, замкнувши опір навантаги $R_{\text{н}}$, знаходити струм у перемичці за першим законом Кірхгофа для одного з вузлів, до якого увімкнено опір $R_{\text{н}} = 0$. Струми інших віток, які сполучено у цьому вузлі, заздалегідь визначаються за спрощеною схемою ($R_{\text{н}} = 0$).

262. Струм намагнічення (ток намагничивания, magnetizing current) – струм первинної обмотки трансформатора в режимі холостого ходу. Струм намагнічення $I_{1\text{х.х}} = \underline{U}_1 / (R_1 + j\omega L_1)$; напруга на розімкнених затискачах вторинної обмотки $\underline{U}_{2\text{х.х}} = j\omega M \underline{U}_1 / (R_1 + j\omega L_1)$ (рис. 2.40).

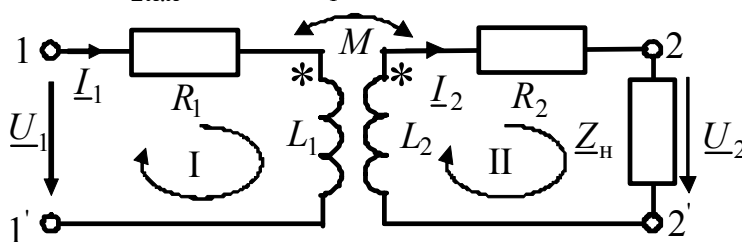


Рисунок 2.40 – Схема реального трансформатора

263. Схема електричного кола (схема электрической цепи, electrical circuit diagram) – графічне зображення способу з'єднання пасивних і активних елементів кола. З'єднання елементів на схемі здійснюється ідеальними провідниками.

264. Схема заміщення трансформатора (схема замещения трансформатора, replacement scheme of transformer) дозволяє перейти від схеми з індуктивно-зв'язаними елементами (рис. 2.40) до схеми з електричними зв'язками (рис. 2.41).

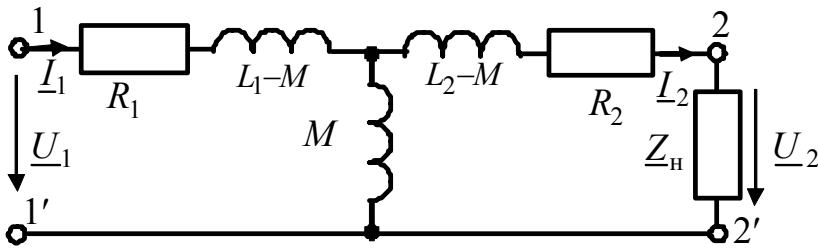


Рисунок 2.41 – Чотири-
полюсна схема
заміщення
трансформатора

265. Теорема компенсації (теорема компенсации, compensation theorem) – струми в електричному колі не зміняться, якщо будь-який опір замінити джерелом ЕРС, величина якої дорівнює спаду напруги на цьому ж опорі, а напрям є протилежним напрямку струму в опорі. Слушність теореми компенсації випливає з того, що будь-який з доданків (спадів напруг), які складають рівняння за другим законом Кірхгофа, може бути перенесений до іншого боку рівняння з протилежним знаком, тобто розглядається як додаткова ЕРС, спрямована назустріч струму.

266. Теорема про еквівалентне джерело напруги (теорема Тевенена, Thevenin's theorem): лінійний активний двополюсник можна замінити реальним джерелом напруги, ЕРС E якого дорівнює напрузі холостого ходу $U_{x,x}$, а внутрішній опір R_i дорівнює входному опору $R_{вх}$ даного активного двополюсника (рис. 2.42), тобто струм навантаги $I_H = U_{x,x} / (R_{вх} + R_H)$, див. приклад 5.3.

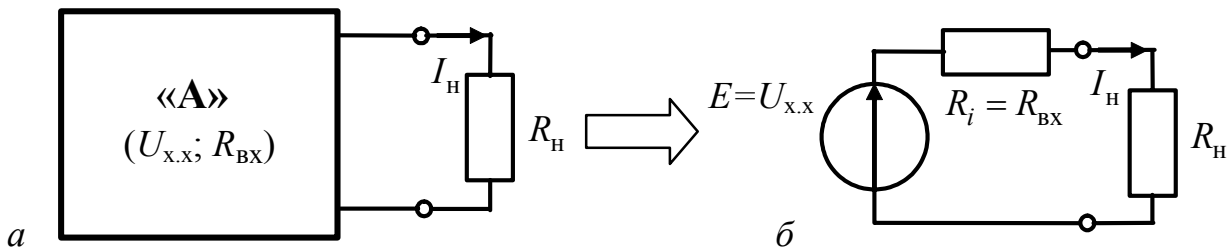


Рисунок 2.42 – До пояснення теореми про еквівалентне джерело напруги

267. Теорема про еквівалентне джерело струму (теорема Норттона, Norton's theorem): лінійний активний двополюсник можна замінити реальним джерелом струму $I_{дж}$, внутрішній опір R_i якого дорівнює входному опору активного двополюсника $R_{вх}$, а струм $I_{дж}$ дорівнює струму короткого замикання $I_{к.з}$ даного активного двополюсника (рис. 2.43).

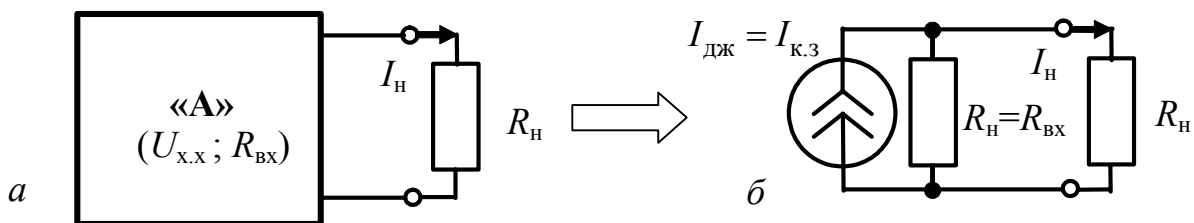


Рисунок 2.43 – До пояснення теореми про еквівалентне джерело струму

Струм джерела на рис. 2.43, б відповідно до теореми Нортон і співвідношення $I_H = U_{x,x} / (R_{вх} + R_H)$ становить $I_{дж} = I_{к.з} = U_{x,x} / R_{вх}$. У схемі (рис. 2.43, б) струм навантаги $I_H = \frac{I_{дж} R_{вх}}{R_{вх} + R_H} = \frac{U_{x,x}}{R_{вх} + R_H}$, що означає еквівалентність режиму в опорі навантаги для схем (рис. 2.42 і 2.43).

268. Теорія електромагнітного поля (теорія електромагнітного поля, Electromagnetic Field Theory) розглядає параметри поля, які змінюються у часі та у просторі (напруженість електричного поля, індукцію магнітного поля, об'ємний заряд, щільність струму, щільність енергії та ін.). Теорію поля застосовують, наприклад, під час розв'язання задачі поширення радіохвиль різних діапазонів, а також при аналізі таких пристроїв, як хвилеводи, об'ємні резонатори, антени.

269. Теорія електричних кіл (теорія електрических цепей, Electrical Circuit Theory) використовує обмежену кількість елементів (зосереджених у просторі або розподілених за однією з його координат) і досліджує змінювання у часі (а в деяких випадках ще й за однією з координат) кількох інтегральних параметрів, таких як *струм, напруга, електрорушійна сила, заряд, магнітний потік, енергія*. Теорію кіл застосовують для моделювання окремих вузлів систем і пристроїв, котрі мають провідники та елементи, в яких визначальною є лише одна сторона поля.

270. Термістор (термистор, thermistor) – інерційний нелінійний НЕ, опір якого залежить від температури. Існують напівпровідникові та металеві термістори, у перших опір зменшується із збільшенням температури, у других – навпаки. *Баретер* – металевий термістор, котрий конструктивно виконують у вигляді сталеві спіралі, розміщеної у скляному посуді, заповненому воднем під певним тиском.

271. Типові дії (типовые воздействия, type actions) – функції $x_n(t)$, підсумовуванням відгуків $y_n(t)$ на які, визначають відгук кола $y(t)$ на довільну дію $x(t)$ згідно з принципом накладання: $x(t) = \sum x_n(t)$; $y(t) = \sum y_n(t)$. Властивості типових дій: 1) $x_n(t) = 0$ при $t < 0$ і $x_n(t) \neq 0$ при $t > 0$; 2) підсумовування типових дій має відтворювати дії будь-якої форми; 3) наявність фізичного аналогу.

До типових дій належать: 1) синусоїдний сигнал $x_n(t) = \cos \omega t \cdot 1(t)$; 2) одинична функція $1(t)$, див. п. 187; 3) дельта-функція $\delta(t)$, див. п. 60. Першу типову дію застосовують у спектральному (частотному) методі, $1(t)$ та $\delta(t)$ – у часовому.

272. Топологія (топология, layout) схем – розділ, що вивчає з'єднання між собою ідеальних елементів електричного кола.

273. Трансформатор (трансформатор, transformer) – пристрій, призначений для перетворення амплітуд і початкових фаз напруг і струмів, принцип дії якого визначає явище взаємоіндукції.

Залежно від призначення розрізняють силові однофазні та трифазні трансформатори в блоках живлення пристроїв та електроенергетиці, високоча-

стотні трансформатори для перетворення сигналів (інша назва – зв’язані коливальні контури), узгоджувальні трансформатори для перетворення опорів, імпульсні трансформатори, вимірювальні трансформатори та ін.

Трансформатори класифікують також за іншими ознаками – кількості індуктивно зв’язаних котушок (обмоток), наявності або відсутності нелінійних елементів (лінійні та нелінійні трансформатори), ступеня ідеалізації (реальний, довершений та ідеальний трансформатори), конструктивним ознакам (матеріал і геометрія осердя), можливості плавного регулювання параметрів (настроювальні трансформатори, автотрансформатори).

274. Трибрамник (шестиполіусник, six-terminal network) – багатополіусник з трьома входами. *Універсальний трибрамник* описують системою рівнянь, яку отримано модифікацією системи рівняння ССІІ (див. п. 153), а саме, додана

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & A \\ B & 0 & 0 \\ 0 & Y & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{U}_\beta \\ \underline{U}_\gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{U}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_\gamma \end{pmatrix}$$

передатна провідність Y та змінений порядок нумерації ($\alpha = x$, $\beta = z$, $\gamma = y$), тобто додане джерело струму (на вході $y = \gamma$, кероване напругою на вході $z = \beta$). Умовне позначення та еквівалентну

схему трибрамника показано на рис. 2.44.

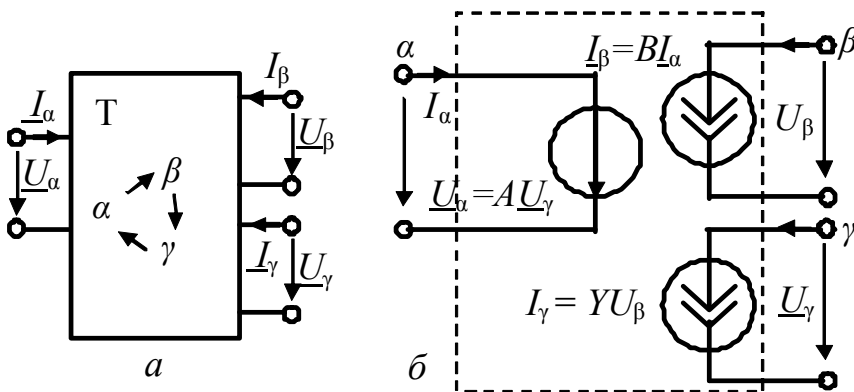


Рисунок 2.44 – Позначення та еквівалентна схема універсального трибрамника

Універсальний трибрамник можна одержати із струмових конвеєрів ССІІ (рис. 2.45).

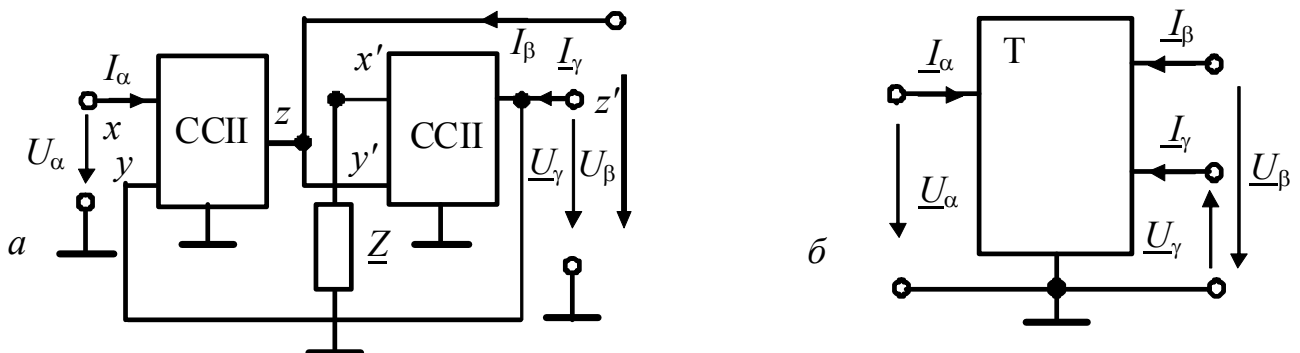


Рисунок 2.45 – Універсальний трибрамник з входами, з’єднаними із спільним вузлом на двох конвеєрах ССІІ: а – схема; б – умовне позначення

275. Тривалість перехідного процесу (длительность переходного процесса, duration of the transient process). В інженерній діяльності користуються різними критеріями практичної тривалості перехідного процесу $t_{\text{пер}}$: в техніці сильних струмів $t_{\text{пер}} = (5 \dots 6)\tau$, у слабкострумівих колах $t_{\text{пер}} = 4,6\tau$.

276. Трифазна симетрична система (трехфазная симметричная система, three-phase symmetric system) – багатофазна система, в якій певним способом об'єднані три кола з синусоїдними ЕРС, що мають однакову частоту та амплітуду і зсунуті між собою за фазою на кут 120° . Головними перевагами трифазної системи є економічність передавання електричної енергії на значні відстані та ефективність трифазних пристроїв, зокрема, асинхронного електродвигуна.

Види з'єднання фаз генератора та навантаги: *зіркою* та *трикутником*.

При з'єднанні зіркою (рис. 2.46) кінці X , Y та Z фаз з'єднують в одну *нейтральну* (нульову) точку O генератора. Аналогічно кінці віток навантаги теж зводять до спільної точки O' – нейтральної точки навантаги. Провід, що з'єднує точки O та O' , називають *нейтральним або нульовим*. Усі інші проводи називають *лінійними*. При з'єднанні трикутником обмотки фаз генератора вмикають послідовно так, щоб кінець однієї обмотки був з'єднаний з початком другої. Напруги на фазах генератора та навантаги називають *фазними*, а напруги між лінійними проводами – *лінійними напругами*.

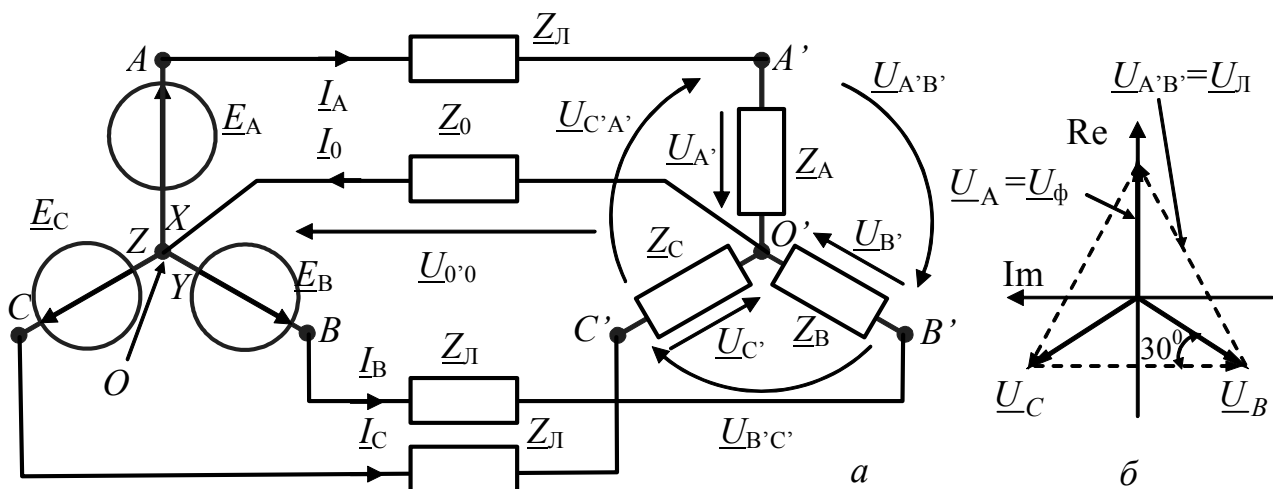


Рисунок 2.46 – З'єднання фаз генератора зіркою: *a* – схема; *б* – векторна діаграма для випадку нульових опорів проводів

На рис. 2.46, *a* наведено з'єднання фаз генератора зіркою для загального випадку несиметричної навантаги та ненульових опорів лінійних проводів $Z_{\text{Л}}$ та нульового проводу Z_0 . З геометричних побудовань (рис. 2.46, *б*) виходить зв'язок між діючими значеннями лінійної та фазної напруг: $U_{\text{Л}} = \sqrt{3}U_{\phi}$.

На рис. 2.47 наведено схему з'єднання фаз трикутником для окремого випадку нульових опорів проводів та відповідну векторну діаграму. При симетричному навантаженні діючі значення фазних струмів дорівнюють один одному: $I_{A'B'} = I_{B'C'} = I_{C'A'} = I_{\phi}$.

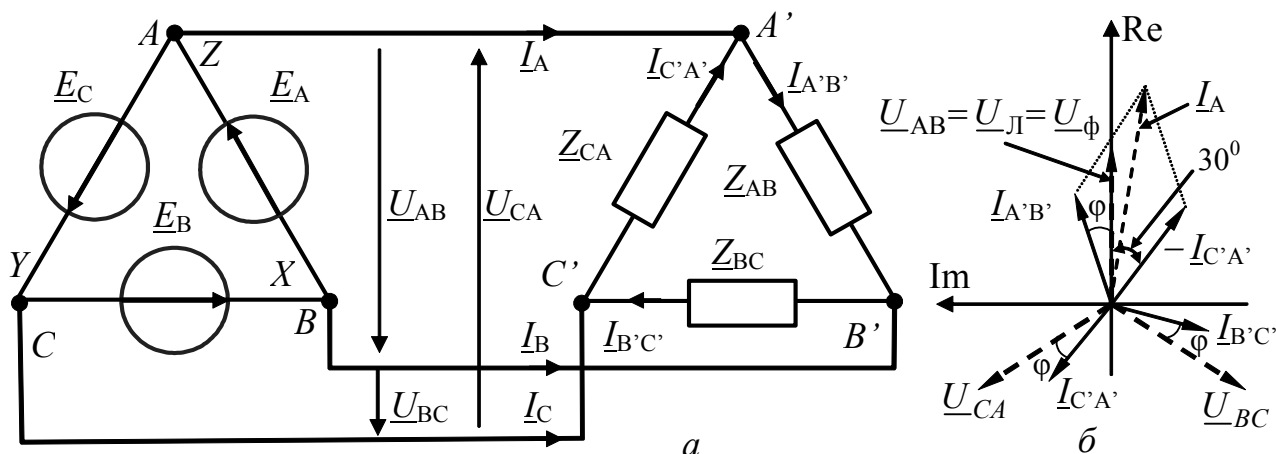


Рисунок 2.47 – З'єднання фаз генератора трикутником:
 а – схема; б – векторна діаграма

Діючі значення лінійних струмів при симетричному навантаженні дорівнюють один одному ($I_A = I_B = I_C = I_L$), а отже справедливе співвідношення: $I_L = \sqrt{3}I_\phi$ (рис. 2.47, б).

277. Узагальнена розстройка (обобщенная расстройка, overall deviation) – величина, що визначає частотну залежність виразів ФЧХ (табл. 3.20) і нормованих АЧХ (табл. 3.19) добротних контурів поблизу резонансної частоти: $\xi = X/R$, де X, R – реактивний та активний опори контуру.

278. Узгоджене увімкнення (согласованное включение, cumulatively coupled connection) – увімкнення котушок, за якого магнітні потоки самоіндукції і взаємоіндукції підсумовуються. Поняття «увімкнення» котушок означає не електричне з'єднання котушок, а взаємодію їх магнітних потоків.

Щоб визначити характер увімкнення індуктивно зв'язаних котушок, виділяють так звані *однойменні* затискачі, які позначають зірочками (точками). Це дозволяє зображати схеми з індуктивно зв'язаними котушками без позначення напрямів намотування їх витків (табл. 3.2). Однаковий напрям струмів індуктивно зв'язаних котушок відносно їх однойменних затискачів відповідає узгодженому увімкненню, протилежний – зустрічному.

279. Узгодження навантаги з джерелом (согласование нагрузки с источником, matched mode) – режим, при якому досягається передача максимальної потужності від активного двополюсника у навантагу.

Умова узгодження: а) у колі *постійного* струму – рівність опору (провідності) навантаги вхідному опору (провідності) активного двополюсника; б) у колі *синусоїдного* струму необхідно, щоб комплексний опір (комплексна провідність) навантаги і комплексний вхідний опір (комплексна вхідна провідність) активного двополюсника були комплексно спряженими.

У режимі узгодження навантаги з джерелом ККД становить 50 %. Режим узгодження широко застосовується у так званих малострумівих пристроях, для яких величина ККД не має великого значення. Для енергетичних пристроїв, навпаки, ККД має вирішальне значення.

280. Умови еквівалентності реальних джерел (условия эквивалентности реальных джерел, equivalence condition of real source) – 1) внутрішні опори еквівалентних джерел напруги і струму однакові; 2) ЕРС джерела напруги дорівнює напрузі холостого ходу еквівалентного джерела струму; 3) струм джерела струму дорівнює струму короткого замикання еквівалентного джерела напруги (табл. 3.5).

281. Усталений (установившийся, steady state) або стаціонарний режим характерний тим, що струми і напруги змінюються у часі за періодичним законом: $i(t) = i(t + nT)$; $u(t) = u(t + nT)$, де T – період. Особливим випадком усталеного режиму є режим постійного струму, коли всі струми і напруги є постійними величинами, тобто $T \rightarrow \infty$.

282. Фаза (фаза, phase) – незалежна змінна (аргумент) $x = \psi(t)$ функцій, що описують синусоїдні струми, напруги і ЕРС; використовують також терміни повна фаза, поточна фаза, миттєва фаза. Фаза $\psi(t)$ є лінійною функцією часу: $\psi(t) = 2\pi ft + \psi_0 = \omega t + \psi_0$ (табл. 3.6), де ω – кутова частота, ψ_0 – початкова фаза.

283. Фазова швидкість (фазовая скорость, phase velocity) – швидкість поширення точки хвилі, фаза коливань в якій залишається незмінною: $v = \omega/\beta = 1/\sqrt{L_1 C_1}$.

284. Фазочастотна характеристика, ФЧХ (фазочастотная характеристика, phase-frequency characteristic) – залежність від частоти аргумента КПФ кола (див. приклад 5.5).

285. Фігури Ліссажу (фигуры Лиссажу, Lissajous figures) – фігури 1 і 2-го порядків у вигляді еліпсів (в окремих випадках лінії або кола), які формуються на екрані осцилографа, якщо два гармонічні процеси з однаковою частотою подаються на входи каналів вертикального і горизонтального відхилень променя електронно-променевої трубки осцилографа.

286. Фільтр k -типу (фильтр k -типа, constant- k filter) – Т-, П- або Г- подібна ланка (рис. 2.48, 2.49), у якій добуток опору подовжньої та поперечної віток є константою k , яка не залежить від частоти. Для цих ланок другого порядку за умови $d = \sqrt{2}$ гранична частота збігається з резонансною: для ФНЧ $\omega_{гр} = \omega_{рез} = 2/\sqrt{LC}$, для ФВЧ $\omega_{гр} = \omega_{рез} = 1/2\sqrt{LC}$. Такі ланки навантажують на опір $R_H = \sqrt{L/C}$, вважаючи його, аналогічно контурам, *характеристичним*.

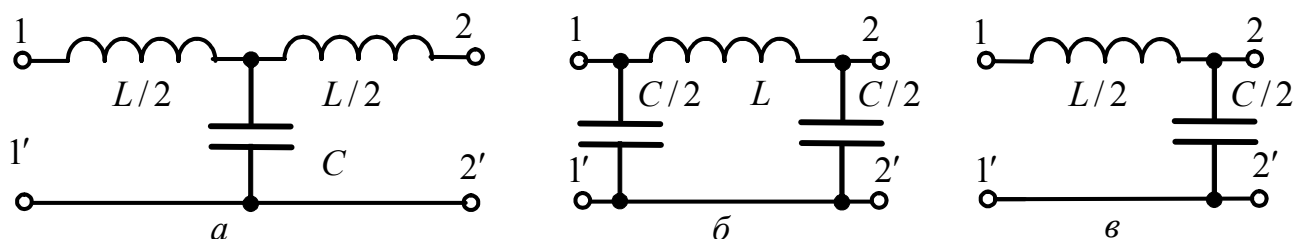


Рисунок 2.48 – Схеми Т-, П- та Г- подібних ланок ФНЧ

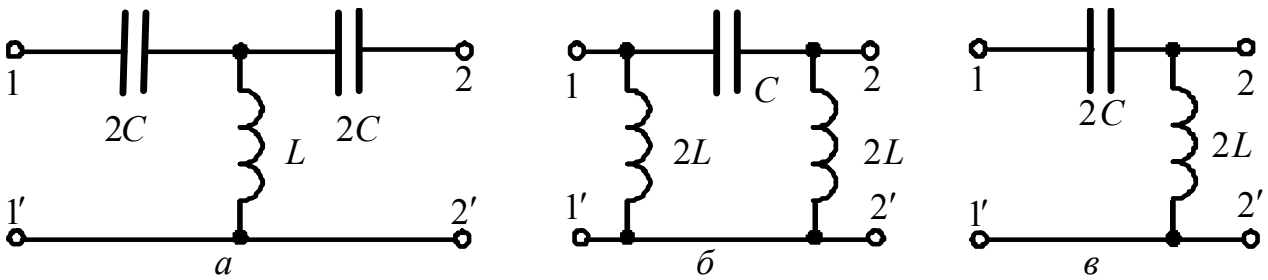


Рисунок 2.49 – Схеми Т-, П- та Г- подібних ланок ФВЧ

Для кращого розділення смуг пропускання і затримання, ланки ФНЧ та ФВЧ з'єднують каскадно. Якщо гранична частота ФВЧ $\omega_{гр1}$ менша за граничну частоту ФНЧ $\omega_{гр2}$, каскадне з'єднання таких фільтрів утворює СФ k -типу за умови $H_0 \approx H_\infty$ зі смугою пропускання $\Pi_\omega = \omega_{гр2} - \omega_{гр1}$.

287. Фільтр m -типу (фільтр m -типа, m -derived filter) – ланка другого порядку з розподіленою між подовжньої та поперечної вітками реактивністю. На рис. 2.50, *a* показано схему ФНЧ, де подовжня вітка містить не всю індуктивність L , а тільки її частину ($L_1 = mL$). На рис. 2.50, *б* зображено ФВЧ, який у подовжній вітці містить ємність не C , а $C_1 = C/m$.

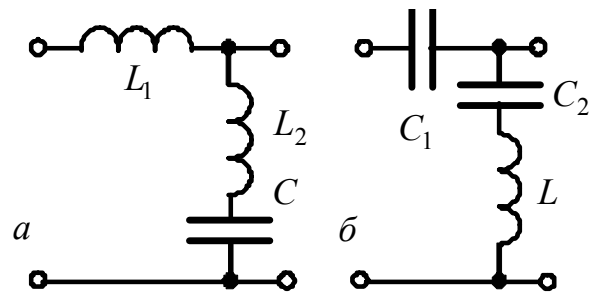


Рисунок 2.50 – Фільтри m -типу

288. Фільтр Баттерворта, ФБ (фільтр Баттерворта, Butterworth filter) – фільтр із залежностями $A_p(\Omega) = 10 \lg[1 + \varphi^2(\Omega)]$; $H_U^2(\Omega) = 1/[1 + \varphi^2(\Omega)]$, де $\varphi^2(\Omega)$ – квадрат модуля функції фільтрації, $\Omega = \omega/\omega_{гр}$ – нормована частота, n – порядок фільтра. ФБ мають назву фільтрів з *максимально плоскими характеристиками ослаблення*. Графіки $A_p(\omega)$ і $H_U(\omega)$ для різних n зображені на рис. 2.51.

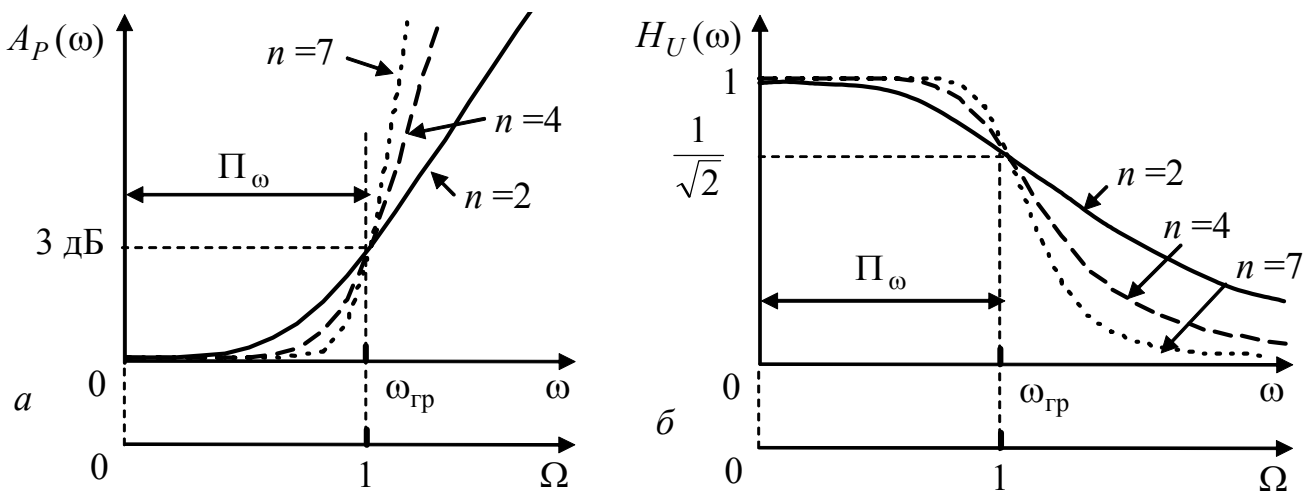


Рисунок 2.51 – Частотні залежності ФНЧ Баттерворта: *a* – ослаблення; *б* – коефіцієнта передачі за напругою

Порядок $n \geq n^*$ та граничну частоту ФБ визначають за формулами:

$$n^* = \frac{\lg(10^{0,1A_s} - 1) - \lg(10^{0,1A_\Delta} - 1)}{2 \lg(\Omega_s / \Omega_\Delta)}; \omega_{\text{гр}} = \frac{\omega_\Delta}{(10^{0,1A_\Delta} - 1)^{1/2n^*}} = \frac{\omega_s}{(10^{0,1A_s} - 1)^{1/2n^*}},$$

де $A(\omega_\Delta) = A_\Delta$, $A_s = A(\omega_s)$ – значення ослаблення у смугах пропускання та затримання відповідно.

289. Фільтр другого порядку (фільтр второго порядка, second order filter) – такий, що має КПФ виду $H_U(\omega) = \frac{a_2(j\omega)^2 + a_1j\omega + a_0}{b_2(j\omega)^2 + b_1j\omega + b_0}$, де a_i , b_j – дійсні

додатні величини, що визначаються параметрами кола. Ланки другого порядку використовують як фільтри різних типів або включають до складу фільтрів вищих порядків.

Співвідношення та графіки АЧХ та ФЧХ ланки другого порядку наведені у табл. 3.30, 3.31. Частоту, при якій виконується умова $b_0 - b_2\omega^2 = 0$, позначають $\omega_{\text{рез}}$: $\omega_{\text{рез}} = \sqrt{b_0/b_2}$, частоту ω , за якої $H_U(\omega) = 0$, позначають $\omega_{\text{мін}}$, а частоту максимуму $H_U(\omega)$ – $\omega_{\text{макс}}$.

290. Фільтр електричний (электрический фильтр, electrical filter) – чотиріполюсник, для якого ділянки АЧХ суттєво відрізняються на різних ділянках частотного діапазону.

291. Фільтр еліптичний (фильтр эллиптический, elliptic filter) – фільтр, полюси і нулі ОПФ якого визначають еліптичні функції. Частотна залежність ослаблення фільтра становить $A_p(\Omega) = 10 \lg[1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)]$, де $F(\Omega)$ – дріб Золотарьова. Ці фільтри називають *фільтрами з характеристиками Золотарьова або Кауера*.

292. Фільтр ідеальний (фильтр идеальный, ideal filter) – такий, АЧХ якого не має смуги переходу між смугою пропускання та затримання (рис. 2.52). СП і СЗ розділяє гранична частота $\omega_{\text{гр}}$. Залежно від того, до якої частини частотного діапазону належать СП і СЗ, фільтри поділяють на *фільтри нижніх частот* (ФНЧ), *фільтри верхніх частот* (ФВЧ), *смугові фільтри* (СФ), *загороджувальні фільтри* (ЗФ).

Якщо фільтр «не пропускає» коливання не смуги частот, а тільки однієї частоти режекції ω_p він називається *режекторним фільтром* (РФ).

293. Фільтр реактивний (фильтр реактивный, reactive filter) – такий, що реалізують за допомогою тільки індуктивностей та ємностей.

294. Фільтр реальний (фильтр реализуемый, realizable filter) – такий, АЧХ якого відрізняється від ідеальної П-подібної. Наприклад, АЧХ (рис. 2.53) значно відрізняється від АЧХ ідеального ФНЧ (рис. 2.52, а). Для нульової частоти $H(\omega)|_{\omega=0} = 1$, в межах СП значення АЧХ перебувають в діапазоні: $1/\sqrt{2} \leq H(\omega) \leq \sqrt{2}$. Частота, якій відповідає рівень $1/\sqrt{2} = 0,707$, є *граничною*:

$H(\omega_{гр}) = 1/\sqrt{2}$. У межах СЗ значення $H(\omega)$ не має перевищувати деякий заданий рівень Δ , якому відповідає частота ω_{Δ} . Якщо АЧХ досягає максимуму (відносно одиниці) у межах СП, крутість кривої зростає, що призводить до зменшення смуги переходу (рис. 2.53, б).

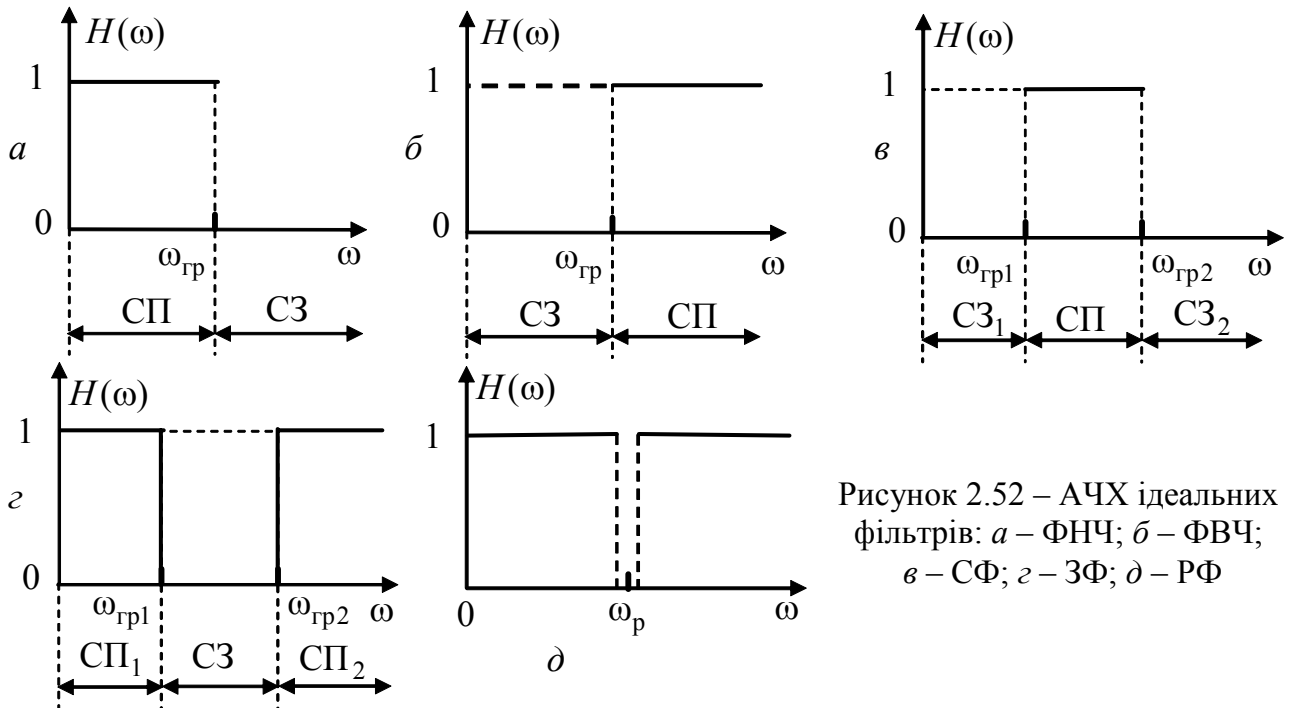


Рисунок 2.52 – АЧХ ідеальних фільтрів: а – ФНЧ; б – ФВЧ; в – СФ; г – ЗФ; д – РФ

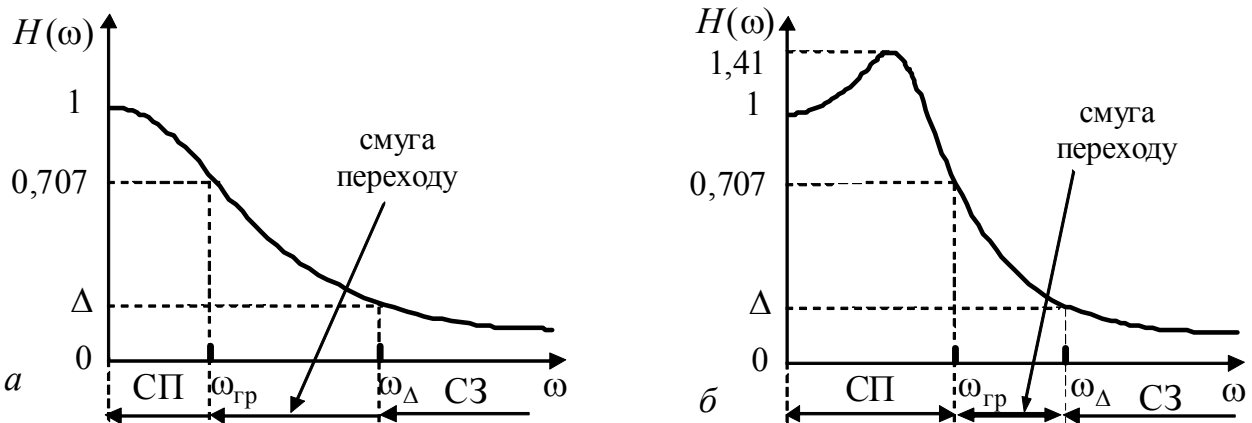


Рисунок 2.53 – АЧХ реального ФНЧ

295. Фільтр-прототип, ФП (фільтр-прототип, prototype-filter) – ФНЧ, частотні характеристики якого використовують для переходу до характеристик фільтрів інших типів.

Визначення ОПФ фільтрів верхніх частот, смугових та загороджувальних фільтрів передбачає два етапи (докладно розглянуто у підручниках [2, 3]).

Спочатку від вимог до ослаблення за потужністю ФВЧ, СФ, ЗФ переходять до відповідних вимог ослаблення за потужністю ФНЧ. Перетворення частотних характеристик фільтрів інших типів до частотних характеристик ФП,

здійснюють за допомогою *перетворення частоти*. Потім від ОПФ ФП переходять до ОПФ вихідного фільтра.

296. Фільтр Чебишова, ФЧ (фільтр Чебышева, Chebyshev filter) – фільтр, у якого модуль функції фільтрації визначають як добуток полінома Чебишова $T_n(\Omega)$ і коефіцієнта нерівномірності ослаблення ε : $\varphi(\Omega) = \varepsilon T_n(\Omega)$. Частотна залежність ослаблення ФЧ становить:

$$A_p(\Omega) = \begin{cases} 10 \lg[1 + \varepsilon^2 \cos^2(n \arccos \Omega)], & \Omega \leq 1; \\ 10 \lg[1 + \varepsilon^2 \operatorname{ch}^2(n \operatorname{Arch} \Omega)], & \Omega > 1, \end{cases} \text{ де}$$

$\Omega = \omega/\omega_\Delta$ – нормована частота.

Графіки $A_p(\omega)$ та АЧХ для ФЧ другого і третього порядків зображено на рис.2.54. Граничну частоту смуги пропускання Π_ω визначено на рівні A_Δ : $\omega_{\text{гр}} = \omega_\Delta$. Оскільки частотні залежності $A_p(\omega)$ і $H_U(\omega)$ у середині СП мають хвильові відхилення відповідно від нуля і одиниці, причому в однакових межах, ФЧ називають також фільтрами з *рівнохвильовими характеристиками*.

Параметр ε і n для ФЧ визначають за формулами: $\varepsilon = \sqrt{10^{0,1A_\Delta} - 1}$;
 $n \geq \frac{\operatorname{Arch}[\sqrt{10^{0,1A_s} - 1} / \varepsilon]}{\operatorname{Arch} \Omega_s}$.

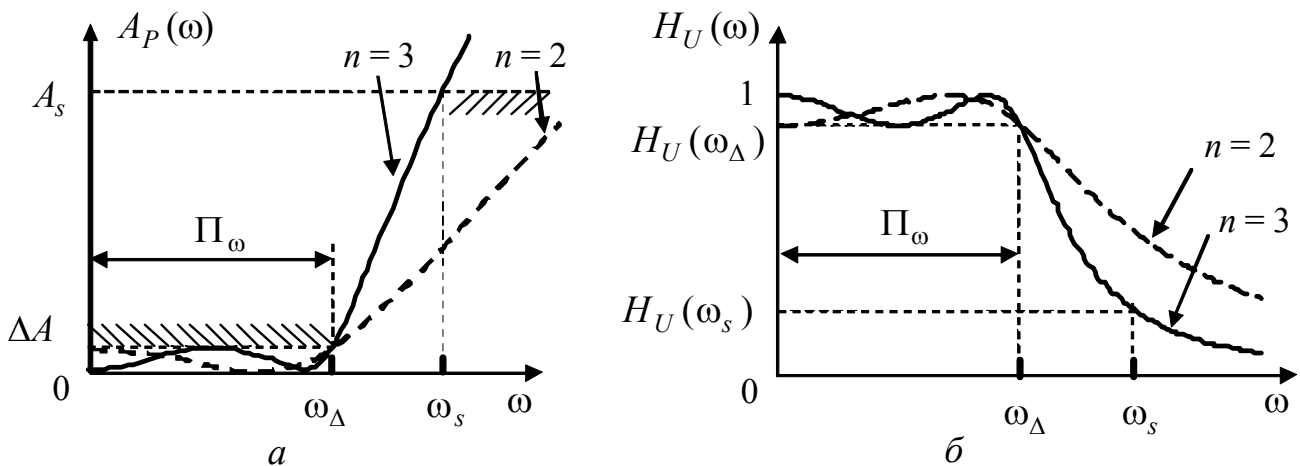


Рисунок 2.54 – Частотні залежності ФНЧ Чебишова ($n = 2, 3$):
 a – ослаблення; b – коефіцієнта передачі за напругою

297. Форми запису комплексних чисел (форми записи комплексных чисел, notation forms of complex number), їх складові та операції на ними наведено у табл. 3.8.

298. Характеристичне рівняння кола (характеристическое уравнение цепи, characteristic (auxiliary) equation of circuit) виходить, якщо в однорідному диференціальному рівнянні кола (див. п. 62) оператор диференціювання

замінити алгебраїчним оператором p : $\frac{d^n y(t)}{dt^n} = p^n$; ... $\frac{d^2 y(t)}{dt^2} = p^2$; $\frac{dy(t)}{dt} = p$;

$$y(t) = 1: b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0 = 0.$$

299. Характеристичний опір (характеристическое сопротивление, characteristic impedance) – опір кожного з реактивних елементів контуру при резонансі: $\rho = 1/\omega_{\text{рез}}C = \omega_{\text{рез}}L = \sqrt{L/C}$ (табл. 3.18).

300. Характеристичний поліном (характеристический полином, characteristic polynomial) – знаменник ОПФ $V(p)$, який утворює характеристичне рівняння, що має дійсні від’ємні або комплексно-спряжені корені з від’ємною дійсною частиною ($\text{Re } p_k < 0$). Щоб забезпечити цю умову, всі коефіцієнти полінома $V(p)$ мають бути ненульовими ($b_k \neq 0, k = 0, 1, \dots, n$) і обов’язково однакового знаку. Такий поліном називають *поліномом Гурвіца*. Порядок полінома $V(p)$ визначає *порядок кола* і ОПФ.

301. Характеристичні параметри чотириполюсника (характеристические параметры четырехполюсника, characteristic parameters of four-terminal network) – вхідні опори і передатні функції в режимі узгодження чотириполюсника з навантаженням за повною потужністю.

Характеристичний опір чотириполюсника, який будучи навантаженням з одного входу чотириполюсника, встановлює його опір з іншого входу таким, що дорівнює характеристичному: а) для несиметричного чотириполюсника (рис. 2.55, а, б)

$$\underline{Z}_{c1} = \sqrt{(A_{11}A_{12})/(A_{21}A_{22})}, \quad \underline{Z}_{c2} = \sqrt{(A_{22}A_{12})/(A_{21}A_{11})};$$

$$\underline{Z}_{c1} = \sqrt{\underline{Z}_{1x,x} \underline{Z}_{1k,3}}; \quad \underline{Z}_{c2} = \sqrt{\underline{Z}_{2x,x} \underline{Z}_{2k,3}}; \quad \text{б) для симетричного (рис. 2.55, в) –}$$

$$\underline{Z}_{c1} = \underline{Z}_{c2} = \underline{Z}_c = \sqrt{A_{12}/A_{21}} = \sqrt{\underline{Z}_{x,x} \underline{Z}_{k,3}}.$$

Умова, за якої чотириполюсник навантажено відповідним характеристичним опором, називається *умовою узгодженого навантаження* (увімкнення).

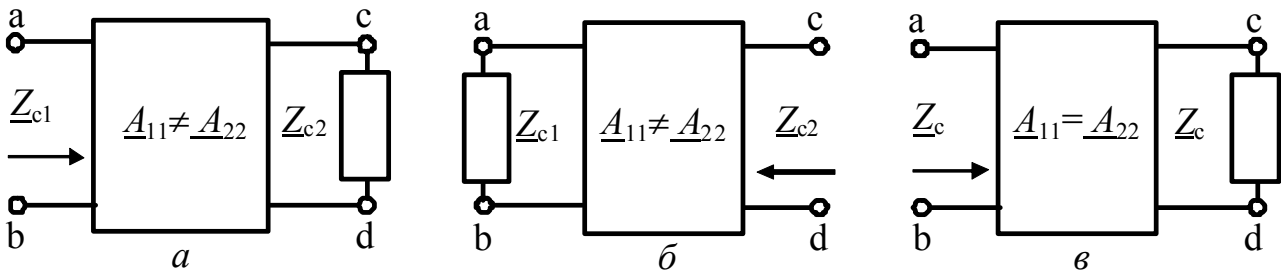


Рисунок 2.55 – Визначення характеристичного опору:
а, б – несиметричний чотириполюсник; в – симетричний

Характеристична (власна) стала передачі – міра передачі енергії у чотириполюснику в режимі узгодження: $\Gamma_c = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \ln(\sqrt{A_{12}A_{21}} + \sqrt{A_{11}A_{22}})$.

Для симетричного чотириполюсника $\Gamma_c = \ln(A_{11} + \sqrt{A_{12}A_{21}})$.

Загалом характеристична стала є комплексною величиною: $\Gamma_c = A_c + jB_c$,

де $A_c = \ln \frac{U_1}{U_2}$ – *характеристична стала (коефіцієнт) ослаблення* (Нп, Б, дБ),

$B_c = \psi_{u1} - \psi_{u2}$ – *характеристична стала (коефіцієнт) фази* (рад, град).

Γ_c пов'язана з комплексним коефіцієнтом передачі за напругою $\underline{H}_U(\omega) = H_U(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ узгодженого чотиріполюсника: $A_c = -\ln H_U(\omega)$; $B_c = -\varphi(\omega)$.

Рівняння передачі чотиріполюсника в характеристичних параметрах:

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{c1}/Z_{c2}} \operatorname{ch}\Gamma_c U_2 + \sqrt{Z_{c1}Z_{c2}} \operatorname{sh}\Gamma_c I_2 = U_1; \\ \frac{1}{\sqrt{Z_{c1}Z_{c2}}} \operatorname{sh}\Gamma_c U_2 + \sqrt{Z_{c2}/Z_{c1}} \operatorname{ch}\Gamma_c I_2 = I_1, \end{cases}$$

для симетричного чотиріполюсника:
$$\begin{cases} U_2 \operatorname{ch}\Gamma_c + I_2 Z_c \operatorname{sh}\Gamma_c = U_1; \\ (U_2 / Z_c) \operatorname{sh}\Gamma_c + I_2 \operatorname{ch}\Gamma_c = I_1. \end{cases}$$

Такий запис рівнянь чотиріполюсника застосовують, описуючи кола з розподіленими параметрами.

302. Хвильовий опір (волновое сопротивление, wave (characteristic) impedance) – опір лінії амплітуді падаючої хвилі: $Z_{\text{хв}} = U_{\text{мпад}} / I_{\text{мпад}}$.

303. Хвильові рівняння ДЛ (волновые уравнения, wave equation) – лінійні диференціальні рівняння другого порядку відносно струму або напруги в лінії. Хвильові рівняння для ІДЛ: $\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = L_1 C_1 \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$; $\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = L_1 C_1 \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}$.

Хвильові рівняння для синусоїдного джерела в реальній лінії:

$$\frac{d^2 \underline{U}_m(x)}{dx^2} - \underline{\gamma}^2 \underline{U}_m(x) = 0; \quad \frac{d^2 \underline{I}_m(x)}{dx^2} - \underline{\gamma}^2 \underline{I}_m(x) = 0 \quad \text{де } \underline{\gamma} - \text{коефіцієнт поширення};$$

α – коефіцієнт ослаблення; β – коефіцієнт фази, $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$, $Y_1 = G_1 + j\omega C_1$ – первинні комплексні опір і провідність лінії, відповідно.

304. Часова діаграма (временная диаграмма, time chart) – графік залежності миттєвого значення $e(t)$, $u(t)$, $i(t)$ від часу.

305. Часовий метод (временной метод, temporal method) аналізу перехідних процесів ґрунтується на принципі накладання і дозволяє розраховувати перехідні процеси для ЛЕК з вхідними джерелами коливань довільної форми та відгуки на дію складних сигналів. Для цього миттєве значення ЕРС (задавального струму) джерела або вхідного сигналу подається як сума так званих *типових дій* (див. п. 271), для яких є чинним класичний метод аналізу. Згідно з принципом накладання відгук кола (вихідні напруга чи струм) визначається підсумовуванням відгуків на кожну з вибраних типових дій. Якщо тривалість типових дій стає нескінченно малою, сума переходить в інтеграл.

306. Часові характеристики (временные характеристики, time characteristics) – відгуки ЛЕК на типові дії: До часових належить *перехідна* (відгук на одиничну функцію) та *імпульсна* (відгук на дельта-функцію) характеристики (див. п. 111, 203). На аналітичному описі типових дій та часових характеристик кола ґрунтується математичний апарат часового методу аналізу перехідних процесів.

307. Часові характеристики типових кіл (временные характеристики типовых цепей, time characteristics of type circuits).

До *типових кіл* R, L, R, C належать кола, які є подільниками напруги або струму (табл. 3.36). Діями та відгуками у подільників напруги є напруги, а у подільників струму – струми. Умовно такі кола поділяють на дві групи, до кожної з яких входять кола з однотипними часовими і частотними характеристиками. Однотипність характеристик пояснюється дуальністю кіл кожної групи. Схеми, часові та частотні характеристики типових R, L, R, C кіл наведено у табл. 3.36. Кола першого порядку (R, L, R, C) застосовують як міжкаскадні розділові кола, диференціувальні та інтегровальні ланки, прості фільтри та ін.

Типовими колами R, L, C вважають одиночні послідовний і паралельний резонансні контури (рис. 2.56). У табл. 3.37, 3.38 наведено часові характеристики аперіодичних та коливальних кіл R, L, C відповідно.

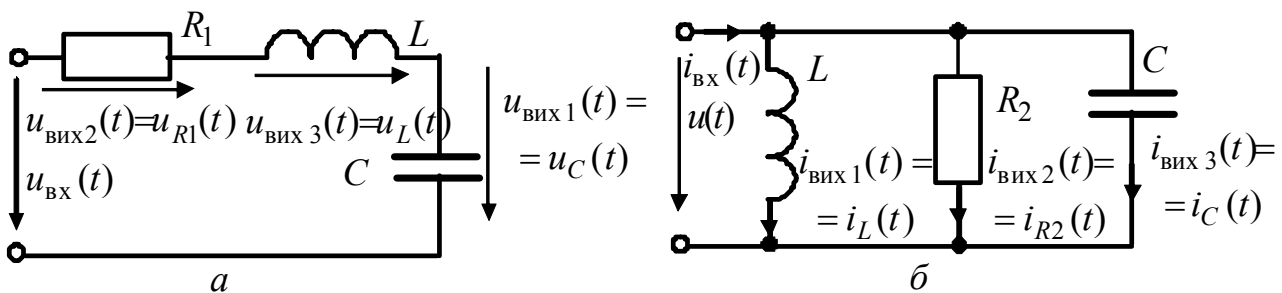


Рисунок 2.56 – Схеми дуальних кіл R, L, C

308. Частота (частота, frequency) – величина, обернена періоду періодичного процесу (табл. 3.6).

З поняттями період і частота пов’язане таке важливе для кіл з розподіленими параметрами і електродинаміки поняття, як довжина хвилі: $\lambda = vT = v/f$, де v – швидкість поширення електромагнітних коливань, які мають частоту f . Швидкість поширення v залежить від параметрів середовища і у вільному просторі (вакуумі) дорівнює швидкості світла $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с.

Довжина хвилі вимірюється в метрах (м) і характеризує просторову періодичність електромагнітних хвиль. Прийнята відповідно до чинних стандартів класифікація діапазонів частот і довжин хвиль наведена в табл. 3.7.

309. Частотна характеристика (частотная характеристика, frequency characteristic) – залежність певного параметра кола від частоти. До частотних характеристик належать АЧХ, ФЧХ, АФХ тощо.

310. Частотна характеристика ослаблення за потужністю (частотная характеристика ослабления по мощности, frequency characteristic of power attenuation) – логарифмічна обернена функція $A_p(\omega)$, пов’язана з КПФ за потужністю $H_p(\omega)$ та АКХ $H_U^2(\omega)$: $A_p(\omega), \text{дБ} = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вих}}} = 10 \lg \frac{1}{H_p(\omega)} \approx$

$\approx 10 \lg \frac{1}{H_U^2(\omega)}$. Ослаблення $A_p(\omega)$ реальних фільтрів ФНЧ у смузі пропускання – ненульове, але не має перевищувати задане значення A_Δ .

Частоту, для якої ця умова ще виконується, позначають ω_Δ , тобто $A(\omega_\Delta) = A_\Delta$ (рис. 2.57). Ліва межа СП – нульова частота, а права – визначається граничною частотою $\omega_{гр}$: $A(\omega_{гр}) = A_{гр}$, причому n є порядком фільтра.

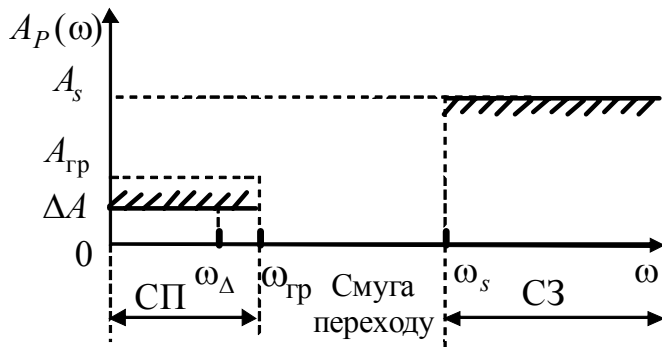


Рисунок 2.57 – Вимоги до частотної залежності ослаблення неідеального ФНЧ

Якщо рівень $A_{гр}$ збігається з A_Δ , тоді $\omega_{гр} = \omega_\Delta$. У смузі затримання ослаблення $A_p(\omega)$ не може бути меншим, ніж задане значення $A_s = A(\omega_s)$. Частота ω_s визначає ліву межу СЗ, а права – прямує до нескінченості. Між частотами $\omega_{гр}$ і ω_s лежить смуга переходу.

311. Чвертьхвильовий трансформатор (четверть-волновий трансформатор, quarter wave transformer) – відрізок лінії, довжина якого дорівнює непарній кількості $\lambda_{тр}/4$: $l_{тр} = (2n + 1)\lambda_{тр}/4$, а вхідний опір становить $Z_{вх} = R_{хв.тр}^2 / Z_{н}$. Пристрій використовують для узгодження ліній з навантагою $Z_{н}$ та узгодження між двома лініями за умови різних значень хвильових опорів. Для узгодження лінії та активної навантаги $R_{н}$ хвильовий опір $\lambda/4$ -трансформатора має дорівнювати $R_{хв.тр} = \sqrt{R_{хв.л} R_{н}}$.

312. Чотиріполюсник (чотирьохполюсник, four-terminal (two-port) network) – багатопольсник, що має чотири полюси.

313. Чотиріполюсник взаємний (зворотний) (чотирьохполюсник взаємний, mutual four-terminal network) – такий, що задовольняє принципу взаємності (див. п. 225), тобто його передатний опір (провідність) інваріантний до зміни місць його входів ($Y_{21} = Y_{12}$). Для взаємного чотиріполюсника $|A| = 1$ (п. 314). Пасивні лінійні та симетричні чотиріполюсники завжди взаємні.

314. Чотиріполюсник прохідний (чотирьохполюсник проходной, pass-through four-terminal network) – чотиріполюсник з двома незалежними входами (описується системою рівнянь рівноваги порядку $n = 2$), що мають спільний вузол (рис. 2.58).

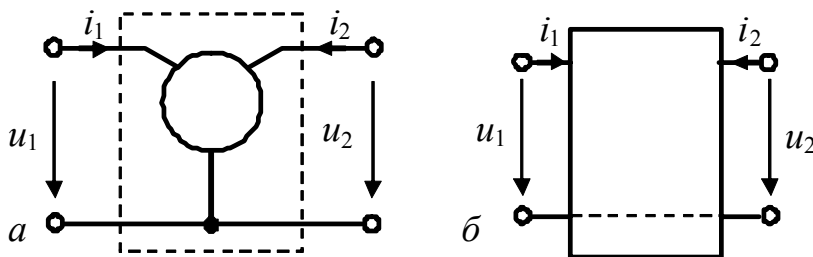


Рисунок 2.58 – Подання багатопольсних компонент кола прохідним чотиріполюсником

На рис. 2.58 показаний зустрічний напрям первинного i_1 та вторинного i_2 струмів. Загалом, використовують варіанти *прямої* (додатні напрями i_1, i_2 – зліва направо) та *зворотної передачі* (додатні напрями i_1, i_2 – справа наліво).

Параметри чотириполюсника – коефіцієнти при напругах і струмах у системах рівнянь чотириполюсника:

$$\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} du_1 \\ du_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} di_1 \\ di_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} di_1 \\ di_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} du_1 \\ du_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} di_1 \\ di_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} du_1 \\ di_2 \end{pmatrix};$$

$$\begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} du_1 \\ du_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} di_1 \\ di_2 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} du_2 \\ di_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} du_1 \\ di_1 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} du_1 \\ di_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} du_2 \\ di_2 \end{pmatrix}.$$

Зв'язок між параметрами систем рівнянь наведено в табл. 3.27 і 3.28.

Певну форму запису рівнянь чотириполюсника застосовують, виходячи з конкретної постановки задачі (п. 87). Так, синтезуючи кола, використовують Y - або Z -форми. Параметри транзисторів надають в Y -, H - або Z -формах, оскільки в цих формах ці параметри зручніше визначати експериментально.

Для кожної з систем параметрів прохідного чотириполюсника (табл. 3.28) можна побудувати еквівалентну схему (рис. 2.59), яка складається з ідеальних залежних джерел.

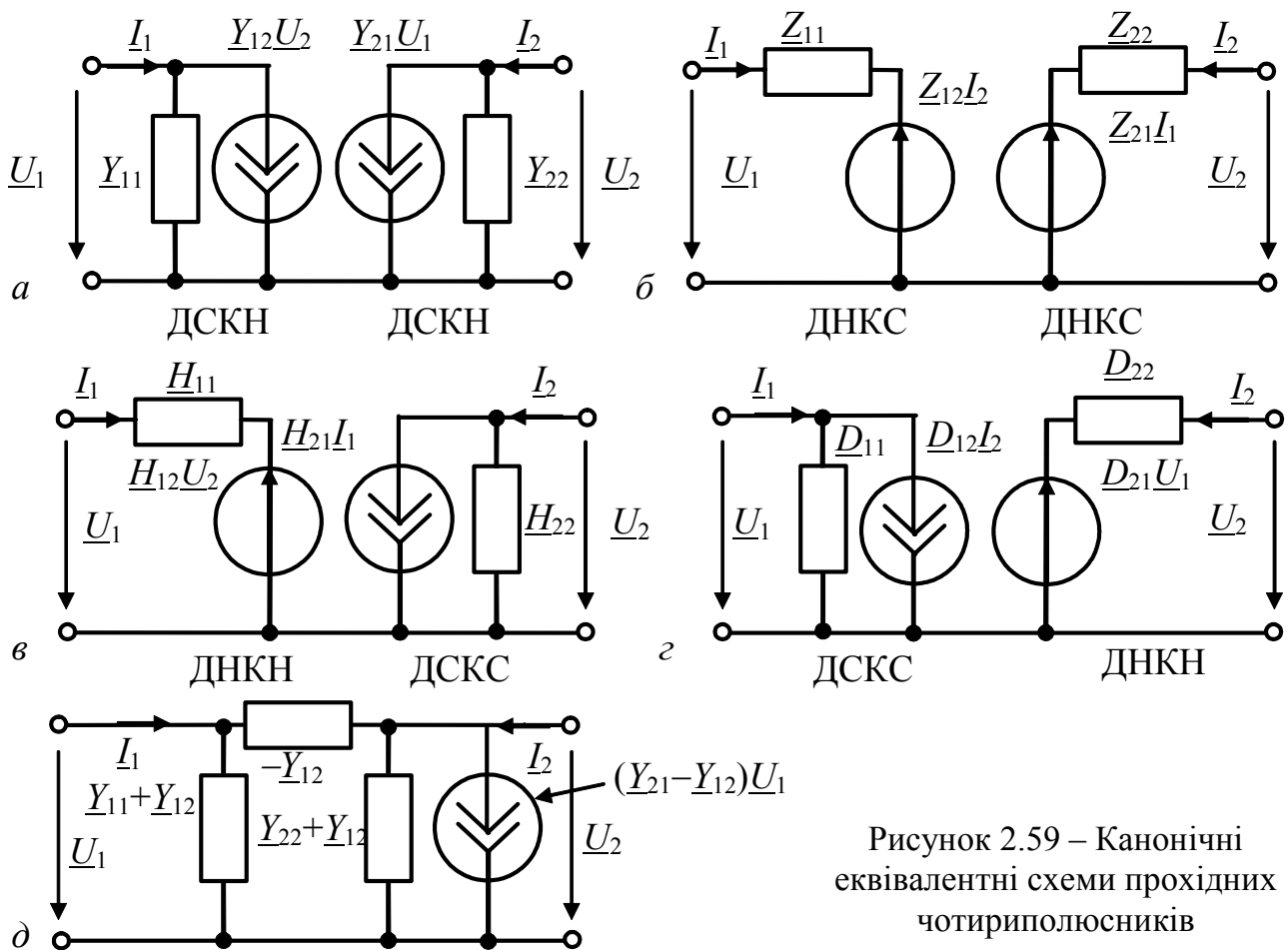


Рисунок 2.59 – Канонічні еквівалентні схеми прохідних чотириполюсників

315. Чотиріполюсник симетричний (четырёхполюсник симметричный, symmetrical four-terminal network) – такий, що зміна місць його входів не змінює струмів і напруг у зовнішньому колі. При цьому $\underline{A}_{11} = \underline{A}_{22}$ (п. 314).

316. Щільність (скважность, on-off time ratio) – відношення періоду слідування імпульсів до їх тривалості.

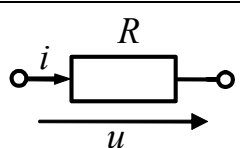
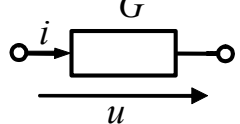
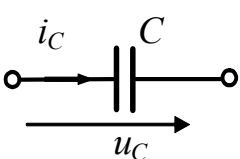
317. Шлейф (шлейф, plume) – відрізок короткозамкненої або розімкненої ДЛ, який увімкнено до лінії паралельно, використовують для узгодження ДЛ з навантагою, а також вимірювання напруги у місці увімкнення шлейфа до лінії.

3 ПОЗНАЧЕННЯ, СПІВВІДНОШЕННЯ ТА ОДИНИЦІ ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕМЕНТІВ І ВЕЛИЧИН ТЕОРІЇ КІЛ

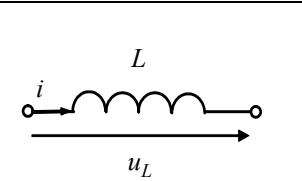
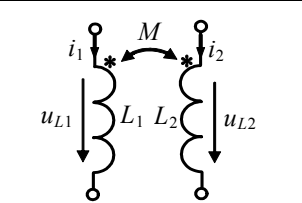
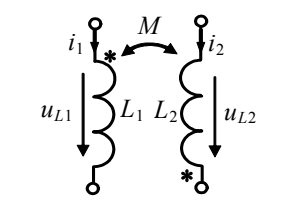
Таблиця 3.1 – Струм, напруга, ЕРС, потужність і енергія

| Параметри | Позначення і формули | Одиниця вимірювання | |
|------------|--|---------------------|------------|
| | | назва | позначення |
| Струм | $I = Q/T$ – постійний струм; $i(t) = dq(t)/dt$ – миттєве значення змінного струму; $Q, q(t)$ – заряд; T – інтервал часу | ампер | А |
| Напруга | $U = V_2 - V_1$; $u(t) = v_2(t) - v_1(t)$; U, V – постійна напруга і потенціал; $u(t), v(t)$ – миттєві значення напруги і потенціалу | вольт | В |
| ЕРС | $E = V_2 - V_1$ – постійна ЕРС; $e(t) = v_2(t) - v_1(t)$ – миттєве значення ЕРС | | |
| Потужність | $P = UI$ – постійна потужність; $p(t) = ui$ – миттєве значення потужності | ват | Вт |
| Енергія | $w(t) = \int_{-\infty}^t p dt = \int_{-\infty}^t uidt$ – миттєве значення енергії; $W = \int_0^{\tau} p dt = \int_0^{\tau} uidt$ – величина енергії, яку витрачено або спожито протягом інтервалу часу τ | джоуль | Дж |

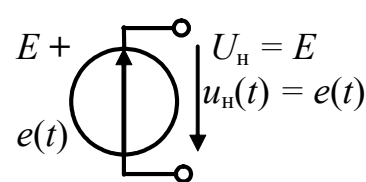
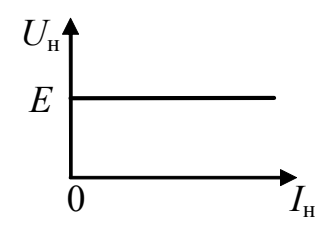
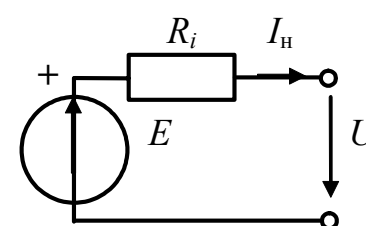
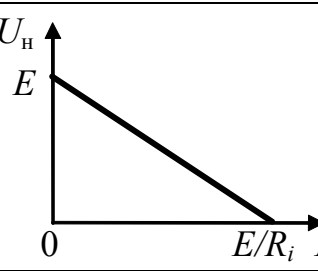
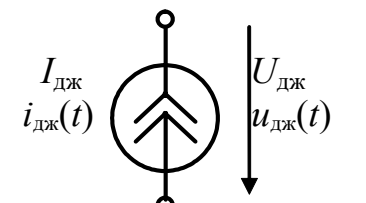
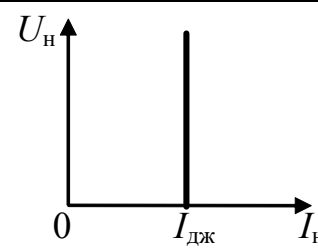
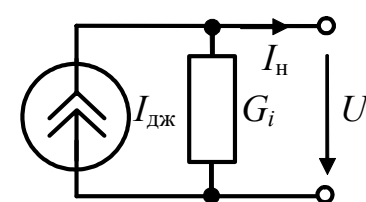
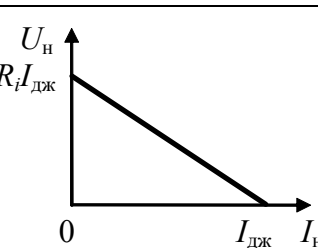
Таблиця 3.2 – Пасивні елементи теорії кіл

| Параметри | Схемне позначення | Одиниця вимірювання | | Розрахункові співвідношення |
|-------------|---|---------------------|------------|--|
| | | назва | позначення | |
| Опір |  | ом | Ом | $u = Ri$; $p = Ri^2$ |
| Провідність |  | сименс | См | $i = Gu$; $p = Gu^2$ |
| Ємність |  | фарада | Ф | $C = \frac{q}{u}$; (q – заряд) $i_C = C \frac{du}{dt}$; $u_C = \frac{1}{C} \int idt$ $W_C = \frac{Cu^2}{2}$ |

Продовження таблиці 3.2

| | | | | |
|--|---|-------|----|---|
| Індуктивність |  | генрі | Гн | $L = \frac{\Psi}{i}; W_L = \frac{Li^2}{2};$ $u_L = L \frac{di}{dt}; i = \frac{1}{L} \int u_L dt;$ |
| Взаємна індуктивність – узгоджене увімкнення |  | | | $u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt};$ $u_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}$ |
| Взаємна індуктивність – зустрічне увімкнення |  | | | $u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt};$ $u_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt}$ |

Таблиця 3.3 – Активні елементи електричного кола

| Параметри | Схемне позначення | ВАХ |
|---|---|---|
| Ідеальне джерело напруги |  |  |
| Ідеальне джерело напруги (R_i – внутрішній опір) |  |  |
| Реальне джерело струму |  |  |
| Реальне джерело струму (G_i – внутрішня провідність) |  |  |

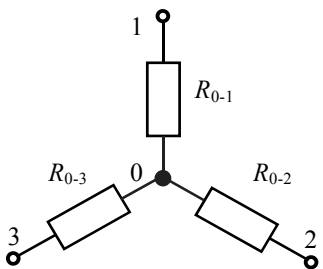
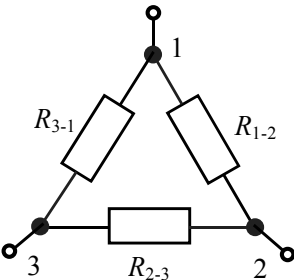
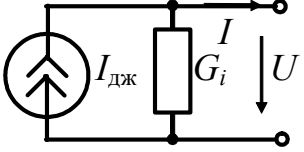
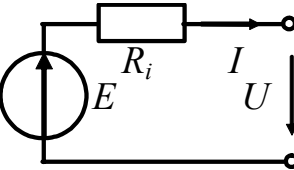
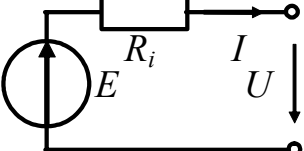
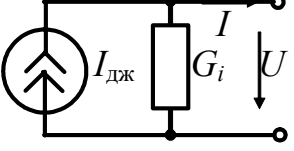
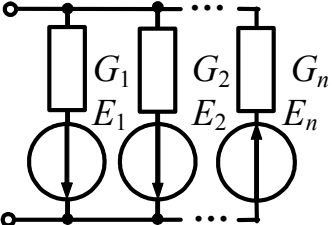
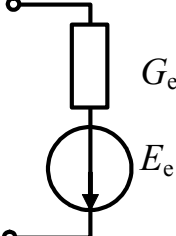
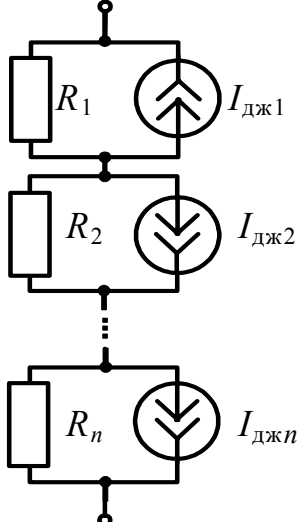
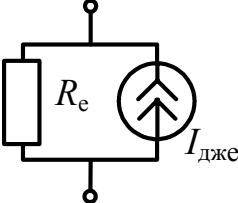
Таблиця 3.4 – Керовані джерела

| Вид джерела | Схемне позначення | ВАХ |
|--|-------------------|--|
| Джерело напруги, кероване напругою (ДНКН), H_U – коефіцієнт передачі за напругою | | $E(U_{ВХ}) = H_U U_{ВХ}$ $e(u_{ВХ}) = H_U u_{ВХ}$ |
| Джерело струму, кероване струмом (ДСКС), H_I – коефіцієнт передачі за струмом | | $I_{ДЖ}(I_{ВХ}) = H_I I_{ВХ}$ $i_{ДЖ}(i_{ВХ}) = H_I i_{ВХ}$ |
| Джерело напруги, кероване струмом (ДНКС), $R_{пер}$ – передатний опір | | $E(I_{ВХ}) = R_{пер} I_{ВХ}$ $e(i_{ВХ}) = R_{пер} i_{ВХ}$ |
| Джерело струму, кероване напругою (ДСКН), $G_{пер}$ – передатна провідність | | $I_{ДЖ}(U_{ВХ}) = G_{пер} U_{ВХ}$ $i_{ДЖ}(u_{ВХ}) = G_{пер} u_{ВХ}$ |

Таблиця 3.5 – Прийоми еквівалентних перетворень

| Вид перетворення | Вихідна схема | Еквівалентна схема | Розрахункові формули |
|-------------------------|---------------|--------------------|---|
| Послідовне з'єднання | | | $R_e = \sum_{k=1}^n R_k$ |
| Паралельне з'єднання | | | $G_e = \sum_{k=1}^n G_k$ |
| «Трикутник» –«Зірка» | | | $R_{0-1} = \frac{R_{1-2} R_{3-1}}{R_{1-2} + R_{2-3} + R_{3-1}}$ $R_{0-2} = \frac{R_{2-3} R_{1-2}}{R_{1-2} + R_{2-3} + R_{3-1}}$ $R_{0-3} = \frac{R_{3-1} R_{2-3}}{R_{1-2} + R_{2-3} + R_{3-1}}$ |

Продовження табл. 3.5

| | | | |
|--|---|--|--|
| <p>«Зірка» – «Трикутник»</p> |  |  | $R_{1-2} = R_{0-1} + R_{0-2} + \frac{R_{0-1}R_{0-2}}{R_{0-3}}$ $R_{2-3} = R_{0-2} + R_{0-3} + \frac{R_{0-2}R_{0-3}}{R_{0-1}}$ $R_{3-1} = R_{0-1} + R_{0-3} + \frac{R_{0-1}R_{0-3}}{R_{0-2}}$ |
| <p>Заміна джерела струму джерелом напруги</p> |  |  | $E = I_{дж} / G_i$ $R_i = 1 / G_i$ |
| <p>Заміна джерела напруги джерелом струму</p> |  |  | $I_{дж} = E / R_i$ $G_i = 1 / R_i$ |
| <p>Заміна паралельно з'єднаних джерел напруги одним джерелом</p> |  |  | $E_e = \frac{\sum_{k=1}^n G_k E_k}{\sum_{k=1}^n G_k}$ <p>(алгебраїчна сума)</p> $G_e = \sum_{k=1}^n G_k$ |
| <p>Заміна послідовно з'єднаних джерел струму одним джерелом</p> |  |  | $I_{дже} = \frac{\sum_{k=1}^n R_k I_{джk}}{\sum_{k=1}^n R_k}$ <p>(алгебраїчна сума)</p> $R_e = \sum_{k=1}^n R_k$ |

Таблиця 3.6 – Основні параметри синусоїдних струмів, напруг і ЕРС

| Параметр | Позначення | Одиниці виміру (найменування / позначення) | Визначення, розрахункові співвідношення |
|---------------------------------------|--------------------------------|--|--|
| Миттєве значення | $i(t)$ $u(t)$ $e(t)$ | ампер/ А вольт/ В вольт/ В | $i(t) = I_m \cos(\omega t + \psi_i)$ $u(t) = U_m \cos(\omega t + \psi_u)$ $e(t) = E_m \cos(\omega t + \psi_e)$ |
| Період | T | секунда/ с | Мінімальний інтервал часу, через який процес повторюється |
| Частота (циклічна) | f | герц/ Гц | Кількість періодів в одиницю часу $f = 1/T$ |
| Кутова частота | ω | радіан за секунду/ рад/с | $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ |
| Амплітуда | I_m $U_m; E_m$ | ампер/ А вольт/ В | Максимальне значення |
| Діюче (середньо-квадратичне) значення | I $U; E$ | ампер/ А вольт/ В | $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = I_m / \sqrt{2}$ $U = U_m / \sqrt{2}; E = E_m / \sqrt{2}$ |
| Середнє випрямлене однонапівперіодне | I_{B1} $U_{B1}; E_{B1}$ | ампер/ А вольт/ В | $I_{B1} = I_m / \pi$ $U_{B1} = U_m / \pi; E_{B1} = E_m / \pi$ |
| Середнє випрямлене двонапівперіодне | I_{B2} $U_{B2}; E_{B2}$ | ампер/ А вольт/ В | $I_{B2} = 2I_m / \pi$ $U_{B2} = 2U_m / \pi; E_{B2} = 2E_m / \pi$ |
| Фаза | $\psi(t)$ | радіан/ рад | $\psi(t) = \omega t + \psi$ |
| Початкова фаза | $\psi(\psi_i, \psi_u, \psi_e)$ | | $\psi = \psi(0)$ |
| Зсув фаз | ϕ | | $\phi = \psi_1 - \psi_2$, якщо $\omega_1 = \omega_2$ |

Таблиця 3.7 – Класифікація діапазонів частот і довжин хвиль

| Класифікація діапазонів частот | | | Класифікація довжин хвиль | |
|---|--------------|----------------|---------------------------|---------------------------|
| № | Найменування | Частота | Найменування | Довжина хвилі (у вакуумі) |
| Радіочастоти і радіохвилі (згідно з ДСТУ 3254-95) | | | | |
| 1 | Вельминизькі | (3-30) Гц | Декамегаметрові | (10-100) Мм |
| 2 | Наднизькі | (30-300) Гц | Мегаметрові | (1-10) Мм |
| 3 | Інфранизькі | (300-3000) Гц | Гектокілометрові | (100-1000) км |
| 4 | Дуже низькі | (3-30) кГц | Міріаметрові | (10-100) км |
| 5 | Низькі | (30-300) кГц | Кілометрові | (1-10) км |
| 6 | Середні | (300-3000) кГц | Гектометрові | (100-1000) м |
| 7 | Високі | (3-30) МГц | Декаметрові | (10-100) м |

| | | | | |
|---------|--------------|----------------|-----------------|-------------|
| 8 | Дуже високі | (30-300) МГц | Метрові | (1-10) м |
| 9 | Ультрависокі | (300-3000) МГц | Дециметрові | (10-100) см |
| 10 | Надвисокі | (3-30) ГГц | Сантиметрові | (1-10) см |
| 11 | Вельмивисокі | (30-300) ГГц | Міліметрові | (1-10) мм |
| 12 | Гіпервисокі | (300-3000) ГГц | Дециміліметрові | (0,1-1) мм |
| Оптичні | | | | |
| 13 | більше 3 ТГц | | менше 0,1 мм | |

Таблиця 3.8 – Форми запису і складові комплексних чисел та операції на ними

| Термін | | Аналітичний запис |
|-------------------------------------|---------------------------|--|
| Форми подання комплексних чисел | Алгебраїчна | $\underline{A} = A' + jA'' = \text{Re}[\underline{A}] + j \text{Im}[\underline{A}]$ |
| | Тригонометрична | $\underline{A} = \underline{A} \cos \alpha + j \underline{A} \sin \alpha$ |
| | Показникова | $\underline{A} = \underline{A} e^{j\alpha}$ |
| | Спряжене комплексне число | $\underline{A}^* = A' - jA'' = \underline{A} e^{-j\alpha}$ |
| Складові комплексних чисел | Дійсна частина | $A' = \text{Re}(\underline{A}) = \underline{A} \cos \alpha$ |
| | Уявна частина | $A'' = \text{Im}(\underline{A}) = \underline{A} \sin \alpha$ |
| | Модуль | $ \underline{A} = A = \sqrt{(A')^2 + (A'')^2}$ |
| | Аргумент | $\alpha = \text{arctg}(A'' / A') + n\pi, n = 0; 1$ $\alpha = (-1)^n \arccos(A' / A), n = 0; 1$ $\alpha = (-1)^n \arcsin(A'' / A) + n\pi, n = 0; 1$ значення n залежить від чверті, де лежить комплексне число |
| | Уявна одиниця | $j = \sqrt{-1} = e^{j\pi/2}; -j = e^{-j\pi/2}; j^2 = -1$ |
| Операція | | Співвідношення |
| Підсумовування | | $\underline{A} + \underline{B} = (A' + B') + j(A'' + B'')$ |
| Віднімання | | $\underline{A} - \underline{B} = (A' - B') + j(A'' - B'')$ |
| Множення | | $\underline{AB} = Ae^{j\alpha} Be^{j\beta} = AB e^{j(\alpha+\beta)}$ |
| Ділення | | $\frac{\underline{A}}{\underline{B}} = \frac{Ae^{j\alpha}}{Be^{j\beta}} = \frac{A}{B} e^{j(\alpha-\beta)}$ |
| Піднесення до степеня | | $\underline{A}^n = A^n e^{j(n\alpha)}$ |
| Добуття кореня | | $\sqrt[n]{\underline{A}} = \sqrt[n]{A} e^{j(\alpha/n)}$ |
| Сума спряжених комплексних чисел | | $\underline{A} + \underline{A}^* = 2A'$ |
| Різниця спряжених комплексних чисел | | $\underline{A} - \underline{A}^* = j2A''$ |
| Добуток спряжених комплексних чисел | | $\underline{AA}^* = A^2$ |

Таблиця 3.9 – Комплексне подання синусоїдних струмів, напруг і ЕРС

| Назва | Позначення | Одиниці виміру (найменування/позначення) | Співвідношення |
|--|-------------------------------------|--|---|
| Комплексне миттєве значення (комплексна гармоніка) | $\underline{i}(t)$ | ампер/А | $\underline{i}(t) = I_m e^{j(\omega t + \psi_i)} = I_m \cos(\omega t + \psi_i) + j I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ |
| | $\underline{u}(t)$ | вольт/В | $\underline{u}(t) = U_m e^{j(\omega t + \psi_u)} = U_m \cos(\omega t + \psi_u) + j U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ |
| | $\underline{e}(t)$ | вольт/В | $\underline{e}(t) = E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m \cos(\omega t + \psi_e) + j E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ |
| Оператор обертання | $e^{j\omega t}$ | безрозмірний | $e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$ |
| Комплексна амплітуда | \underline{I}_m | ампер/А | $\underline{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$ |
| | $\underline{U}_m ; \underline{E}_m$ | вольт/В | $\underline{U}_m = U_m e^{j\psi_u} ; \underline{E}_m = E_m e^{j\psi_e}$ |
| Комплексне діюче значення | \underline{I} | ампер/А | $\underline{I} = I e^{j\psi_i}$ |
| | $\underline{U} ; \underline{E}$ | вольт/В | $\underline{U} = U e^{j\psi_u} ; \underline{E} = E e^{j\psi_e}$ |

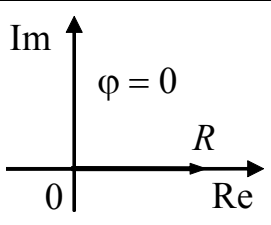
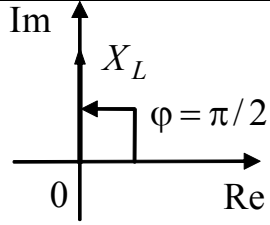
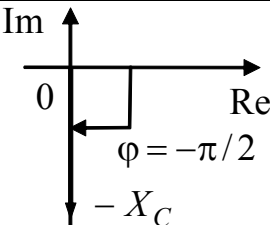
Таблиця 3.10 – Опори в колах синусоїдного струму

| Опір | Позначення | Розрахункові співвідношення |
|--------------------------|-----------------------------|---|
| Активний | R | $R = \underline{U}_{mR} / \underline{I}_{mR} = U_{mR} / I_{mR} = U_R / I_R$ |
| Індуктивний | X_L | $X_L = \omega L = U_{mL} / I_{mL} = U_L / I_L$ |
| Ємнісний | X_C | $X_C = 1/\omega C = U_{mC} / I_{mC} = U_C / I_C$ |
| Реактивний | X | $X = X_L - X_C = \omega L - 1/\omega C$ $ X = U_{mp} / I_{mp} = U_p / I_p$ |
| Комплексний | \underline{Z} | $\underline{Z} = R + j(\omega L - 1/\omega C) = R + j(X_L - X_C) = R + jX = Z e^{j\varphi} = \underline{U}_m / \underline{I}_m = \underline{U} / \underline{I}$ |
| Повний | Z | $Z = \underline{Z} = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} = \sqrt{R^2 + X^2} = U_m / I_m = U / I$ |
| Аргумент \underline{Z} | $\varphi = \psi_u - \psi_i$ | $\varphi = \arctg[(\omega L - 1/\omega C) / R] = \arctg[(X_L - X_C) / R] = \arctg(X / R)$ |

Таблиця 3.11 – Провідності в колах синусоїдного струму

| Провідність | Позначення | Розрахункові формули |
|--------------------------|-----------------|---|
| Активна | G | $G = \underline{I}_{mR} / \underline{U}_{mR} = I_{mR} / U_{mR} = \underline{I}_R / \underline{U}_R = I_R / U_R$ |
| Індуктивна | B_L | $B_L = 1/\omega L = \underline{I}_{mL} / \underline{U}_{mL}$ |
| Ємнісна | B_C | $B_C = \omega C = \underline{I}_{mC} / \underline{U}_{mC}$ |
| Реактивна | B | $B = B_L - B_C = 1/\omega L - \omega C; \quad B = I_{mp} / U_{mp}$ |
| Комплексна | \underline{Y} | $\underline{Y} = G - jB = Ye^{-j\varphi} = \underline{I}_m / \underline{U}_m = \underline{I} / \underline{U}$ |
| Повна | Y | $Y = \underline{Y} = \sqrt{G^2 + B^2} = I_m / U_m = I / U$ |
| Аргумент \underline{Y} | $(-\varphi)$ | $-\varphi = -\arctg(B/G) = \psi_i - \psi_u$ |

Таблиця 3.12 – Елементи R, L, C в колах синусоїдного струму

| Елемент | R | L | C |
|--|--|---|---|
| Комплексний опір $\underline{Z} = Ze^{j\varphi}$ | R | $j\omega L = jX_L = \omega Le^{j\frac{\pi}{2}}$ | $\frac{1}{j\omega C} = -j\frac{1}{\omega C} = -jX_C = \frac{1}{\omega C} e^{-j\pi/2}$ |
| Повний опір $Z = \underline{Z} $ | R | $X_L = \omega L$ | $X_C = 1/\omega C$ |
| Аргумент \underline{Z} $\varphi = \psi_u - \psi_i$ | 0 | $\frac{\pi}{2}$ | $-\frac{\pi}{2}$ |
| Подання $\underline{Z} = Ze^{j\varphi}$ на комплексній площині |  |  |  |
| Комплексна провідність $\underline{Y} = Ye^{-j\varphi}$ | G | $\frac{1}{j\omega L} = -j\frac{1}{\omega L} = -jB_L = \frac{1}{\omega L} e^{-j\frac{\pi}{2}}$ | $j\omega C = jB_C = \omega Ce^{j\frac{\pi}{2}}$ |
| Повна провідність $Y = \underline{Y} $ | G | $B_L = 1/\omega L$ | $B_C = \omega C$ |
| Миттєва потужність | $p_R(t) = RI^2[1 + \cos 2(\omega t + \psi_i)] = GU^2[1 + \cos 2(\omega t + \psi_i)]$ | $p_L(t) = -X_L I^2 \sin 2(\omega t + \psi_i) = -B_L U^2 \sin 2(\omega t + \psi_i)$ | $p_C(t) = X_C I^2 \sin 2(\omega t + \psi_i) = B_C U^2 \sin 2(\omega t + \psi_i)$ |

Продолжение табл. 3.12

| | | | |
|--|---------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| Активна P_A і реактивна P_Q потужності | $P_A = RI^2 = GU^2$ | $P_{Q_L} = X_L I^2 = B_L U^2$ | $P_{Q_C} = X_C I^2 = B_C U^2$ |
| Векторна діаграма | | | |

Таблиця 3.13 – Розрахункові співвідношення для еквівалентних перетворень послідовного і паралельного кіл

| Складові Z або Y | Перехід від послідовного кола до паралельного | Перехід від паралельного кола до послідовного |
|----------------------|--|--|
| Активні | $G_{\parallel} = \frac{R_{\equiv}}{R_{\equiv}^2 + X_{\equiv}^2} = \frac{R_{\equiv}}{Z_{\equiv}^2}$ | $R_{\equiv} = \frac{G_{\parallel}}{G_{\parallel}^2 + B_{\parallel}^2} = \frac{G_{\parallel}}{Y_{\parallel}^2}$ |
| Реактивні | $B_{\parallel} = \frac{X_{\equiv}}{R_{\equiv}^2 + X_{\equiv}^2} = \frac{X_{\equiv}}{Z_{\equiv}^2}$ | $X_{\equiv} = \frac{B_{\parallel}}{G_{\parallel}^2 + B_{\parallel}^2} = \frac{B_{\parallel}}{Y_{\parallel}^2}$ |

Таблиця 3.14 – Співвідношення для розрахунку параметрів елементів еквівалентних схем конденсатора і котушки самоіндукції

| Реальний елемент і його основна схема заміщення | Параметри еквівалентних активних опорів і провідностей | Параметри еквівалентних реактивних елементів |
|---|---|--|
| Конденсатор | $R_{\equiv} = \frac{G_{\parallel}}{G_{\parallel}^2 + (\omega C_{\parallel})^2}$ | $C_{\equiv} = \frac{G_{\parallel}^2 + (\omega C_{\parallel})^2}{\omega^2 C_{\parallel}}$ |
| Котушка самоіндукції | $G_{\parallel} = \frac{R_{\equiv}}{R_{\equiv}^2 + (\omega L_{\equiv})^2}$ | $L_{\parallel} = \frac{R_{\equiv}^2 + (\omega L_{\equiv})^2}{\omega^2 L_{\equiv}}$ |

Таблиця 3.15 – Потужності пасивних ділянок кіл синусоїдного струму

| Потужність | Позначення | Одиниці вимірювання (найменування/позначення) | Розрахункові співвідношення |
|-----------------------|-------------------|---|--|
| Повна | P_S | вольт-ампер/ВА | $P_S = UI = ZI^2 = YU^2 = \sqrt{P_A^2 + P_Q^2}$ |
| Активна | P_A | ват/Вт | $P_A = UI \cos \varphi = RI^2 = GU^2$ |
| Реактивна | P_Q | вольт-ампер реактивний/ВАр | $P_Q = UI \sin \varphi = XI^2 = BU^2$ |
| Комплексна | \underline{P}_S | вольт-ампер/ВА | $\underline{P}_S = \underline{U}\underline{I}^* = \underline{Z}I^2 = \underline{Y}^*U^2 = P_A + jP_Q = P_S e^{j\varphi}$ |
| Коефіцієнт потужності | $\cos \varphi$ | – | $\varphi = \psi_u - \psi_i = \arctg(P_Q / P_A)$ |

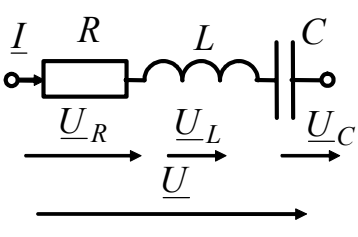
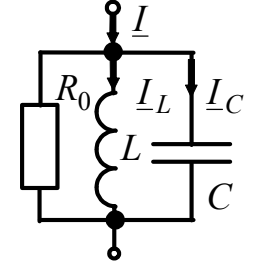
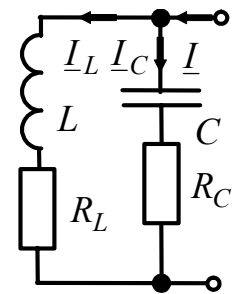
Таблиця 3.16 – Показники потужності ідеальних синусоїдних джерел

| Потужність | Розрахункові співвідношення | |
|---------------------------------------|--|---|
| | джерело напруги (ЕРС) | джерело струму |
| Миттєва, $p(t)$ | $e(t)i(t)$ | $u(t)i_{дж}(t)$ |
| Повна, P_S | $P_S = EI$ | $P_S = UI_{дж}$ |
| Активна, P_A | $P_A = EI \cos \varphi$ | $P_A = UI_{дж} \cos \varphi$ |
| Реактивна, P_Q | $P_Q = EI \sin \varphi$ | $P_Q = UI_{дж} \sin \varphi$ |
| Комплексна, \underline{P}_S | $\underline{P}_S = \underline{E}\underline{I}^* = P_A + jP_Q = P_S e^{j\varphi}$ | $\underline{P}_S = \underline{U}\underline{I}_{дж}^* = P_A + jP_Q = P_S e^{j\varphi}$ |
| Коефіцієнт потужності, $\cos \varphi$ | $\varphi_E = \psi_e - \psi_i = \arctg \frac{P_Q}{P_A}$ | $\varphi_I = \psi_u - \psi_i = \arctg \frac{P_Q}{P_A}$ |

Таблиця 3.17 – Вхідні і передатні функції кіл

| Назва | Позначення | Спосіб визначення | Розмірність |
|---------------------------------|-------------------------------|--|--------------|
| Вхідний опір | $\underline{Z}_{вх}(\omega)$ | $\underline{U}_{вх} / \underline{I}_{вх}$ | Ом |
| Вхідна провідність | $\underline{Y}_{вх}(\omega)$ | $\underline{I}_{вх} / \underline{U}_{вх}$ | См |
| Передатний опір | $\underline{Z}_{пер}(\omega)$ | $\underline{U}_{вих} / \underline{I}_{вх}$ | Ом |
| Передатна провідність | $\underline{Y}_{пер}(\omega)$ | $\underline{I}_{вих} / \underline{U}_{вх}$ | См |
| Коефіцієнт передачі за напругою | $\underline{H}_U(\omega)$ | $\underline{U}_{вих} / \underline{U}_{вх}$ | Безрозмірний |
| Коефіцієнт передачі за струмом | $\underline{H}_I(\omega)$ | $\underline{I}_{вих} / \underline{I}_{вх}$ | Безрозмірний |

Таблиця 3.18 – Параметри одиночних резонансних контурів

| Параметри | Позначення | Вид і схеми контурів | | |
|------------------------|-------------------|---|--|---|
| | | Послідовний | Паралельний | |
| | |  |  |  |
| Резонансні частоти | $\omega_{рез}$ | $1/\sqrt{LC}$ | | $\approx 1/\sqrt{LC}, Q \gg 1$ |
| | $f_{рез}$ | $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ | | $\approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, Q \gg 1$ |
| Резонансні опори | Z_{erez} | R | R_0 | $\approx \rho^2 / (R_L + R_C)$ |
| Характеристичний опір | ρ | $\omega_{рез}L = 1/\omega_{рез}C = \sqrt{L/C}$ | | |
| Добротність | Q | $\rho/R = \omega_{рез}L/R =$ $= 1/\omega_{рез}CR = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$ | $R_0/\rho = \frac{R_0}{\sqrt{L/C}}$ | $\rho/(R_L + R_C) =$ $= \frac{\sqrt{L/C}}{R_L + R_C}$ |
| | | $2\pi \frac{W_{Lmax}}{W_{Rрез}} = \omega_{рез} \frac{W_p}{P_R}$ (W_p – максимальна енергія в L і C ; $W_{Rрез}$ – енергія втрат в R за період; P_R – потужність в R) | | |
| Загасання | d | $1/Q$ | | |
| Вид резонансу | $U_{Cрез}$ | Резонанс напруг $U_{Lрез} = U_{Cрез} = QE$ | Резонанс струмів $I_{Lрез} = I_{Cрез} = QI$ | |
| Абсолютна розстройка | $\Delta\omega$ | $\omega - \omega_{рез}$ | | |
| | Δf | $f - f_{рез}$ | | |
| Узагальнена розстройка | ξ | $\frac{\omega L - 1/\omega C}{R} = \frac{X}{R} \approx 2Q\Delta\omega/\omega_{рез} = 2Q\Delta f/f_{рез}$ | | |
| Смуга пропускання | $2\Delta f_{\Pi}$ | $2\Delta f_{\Pi} = f_{рез}/Q = f_{рез}d$ | | |

Таблиця 3.19 – Нормовані АЧХ послідовного контуру

| $Y_{норм}(\omega)$ | $H_{U_Cнорм}(\omega)$ | $H_{U_Lнорм}(\omega)$ |
|--|---|--|
| $\frac{Y(\omega)}{1/R} = \frac{1}{\sqrt{1+(X/R)^2}}$ | $\frac{H_{U_C}(\omega)}{1/(\omega_{рез}RC)} = \frac{\omega_{рез}/\omega}{\sqrt{1+(X/R)^2}}$ | $\frac{H_{U_L}(\omega)}{\omega_{рез}L/R} = \frac{\omega/\omega_{рез}}{\sqrt{1+(X/R)^2}}$ |

Таблиця 3.20 – КПФ, АЧХ і ФЧХ послідовного контуру

| Відгук | $\underline{H}(\omega_{\text{рез}}), H(\omega_{\text{рез}})$ | АЧХ | ФЧХ |
|-------------------|--|---|---|
| \underline{I} | $\underline{Y}(\omega_{\text{рез}}) =$ $= Y(\omega_{\text{рез}}) = 1/R$ | $Y_{\text{вх}}(\omega) = \frac{I}{E} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ | $\varphi_Y(\omega) = \psi_I - \psi_E =$ $= \varphi_{U_R}(\omega) = \psi_{U_R} - \psi_E =$ $= -\arctg \frac{X}{R}$ |
| \underline{U}_R | $\underline{H}_{U_R}(\omega_{\text{рез}}) =$ $= H_{U_R}(\omega_{\text{рез}}) = 1$ | $H_{U_R}(\omega) = \frac{U_R}{E} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ | |
| \underline{U}_C | $\underline{H}_{U_C}(\omega_{\text{рез}}) = -jQ$ $H_{U_C}(\omega_{\text{рез}}) = Q$ | $H_{U_C}(\omega) = \frac{U_C}{E} = \frac{1/\omega C}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ | $\varphi_{U_C}(\omega) = \psi_{U_C} - \psi_E =$ $= -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{X}{R}$ |
| \underline{U}_L | $\underline{H}_{U_L}(\omega_{\text{рез}}) = jQ$ $H_{U_L}(\omega_{\text{рез}}) = Q$ | $H_{U_L}(\omega) = \frac{U_L}{E} = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ | $\varphi_{U_L}(\omega) = \psi_{U_L} - \psi_E =$ $= \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{X}{R}$ |

Таблиця 3.21 – Вирази для АЧХ і ФЧХ паралельного контуру;
значення $\underline{H}(\omega)$ і $H(\omega)$ для резонансної частоти

| Відгук | $\underline{H}(\omega_{\text{рез}}), H(\omega_{\text{рез}})$ | АЧХ | ФЧХ |
|-------------------|--|---|---|
| \underline{I}_L | $\underline{H}_{I_L}(\omega_{\text{рез}}) = -jQ$ $H_{I_L}(\omega_{\text{рез}}) = Q$ | $H_{I_L}(\omega) = \frac{I_L}{I_{\text{дж}}} = \frac{\rho^2 / \omega L}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ $H_{I_L \text{ норм}}(\omega) = \frac{H_{I_L}(\omega)}{H_{I_L}(\omega_{\text{рез}})} =$ $= \frac{\omega_{\text{рез}} / \omega}{\sqrt{1 + (X/R)^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}$ | $\varphi_{I_L}(\omega) = \psi_{I_L} - \psi_{I_{\text{дж}}} =$ $= -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{X}{R} =$ $= -\frac{\pi}{2} - \arctg \xi$ |
| \underline{I}_C | $\underline{H}_{I_C}(\omega_{\text{рез}}) = jQ$ $H_{I_C}(\omega_{\text{рез}}) = Q$ | $H_{I_C}(\omega) = \frac{I_C}{I_{\text{дж}}} = \frac{\rho^2 \omega C}{\sqrt{R^2 + X^2}}$ $H_{I_C \text{ норм}}(\omega) = \frac{H_{I_C}(\omega)}{H_{I_C}(\omega_{\text{рез}})} =$ $= \frac{\omega / \omega_{\text{рез}}}{\sqrt{1 + (X/R)^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}$ | $\varphi_{I_C}(\omega) = \psi_{I_C} - \psi_{I_{\text{дж}}} =$ $= \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{X}{R} =$ $= \frac{\pi}{2} - \arctg \xi$ |

Таблиця 3.22 – Дуальні КПФ, АЧХ і ФЧХ одиночних контурів

| | | | | | | |
|--------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| Послідовний контур | $\underline{H}_{U_C}(\omega)$ | $\underline{H}_{U_C}(\omega)$ | $\underline{H}_{U_C}(\omega)$ | $\underline{H}_{U_C}(\omega)$ | $\underline{H}_{U_C}(\omega)$ | $\underline{H}_{U_C}(\omega)$ |
| Паралельний контур | $\underline{H}_{I_L}(\omega)$ | $\underline{H}_{I_L}(\omega)$ | $\underline{H}_{I_L}(\omega)$ | $\underline{H}_{I_L}(\omega)$ | $\underline{H}_{I_L}(\omega)$ | $\underline{H}_{I_L}(\omega)$ |

Таблиця 3.23 – Співвідношення для розрахунку параметрів двополюсних схем заміщення двох індуктивно зв'язаних резонансних контурів (рис.2.14)

| Найменування і позначення елементів | Розрахункові співвідношення |
|--|---|
| Комплексний опір першого контуру, \underline{Z}_1 | $R_1 + jX_1 = R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)$ |
| Комплексний опір другого контуру, \underline{Z}_2 | $R_2 + jX_2 = R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)$ |
| Комплексний опір, що вноситься з другого контуру в перший, $\underline{Z}_{1ВН}$ | $R_{1ВН} + jX_{1ВН}$ |
| Активний опір, що вноситься з другого контуру в перший, $R_{1ВН}$ | $\frac{(\omega M)^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} = \frac{X_{3В}^2 R_2}{Z_2^2}$ |
| Реактивний опір, що вноситься з другого контуру в перший, $X_{1ВН}$ | $-\frac{(\omega M)^2 X_2}{R_2^2 + X_2^2} = -\frac{X_{3В}^2 X_2}{Z_2^2}$ |
| Комплексний опір, що вноситься з першого контуру у другий, $\underline{Z}_{2ВН}$ | $R_{2ВН} + jX_{2ВН}$ |
| Активний опір, що вноситься з першого контуру у другий, $R_{2ВН}$ | $\frac{(\omega M)^2 R_1}{R_1^2 + X_1^2} = \frac{X_{3В}^2 R_1}{Z_1^2}$ |
| Реактивний опір, що вноситься з першого контуру у другий, $X_{2ВН}$ | $-\frac{(\omega M)^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2} = -\frac{X_{3В}^2 X_1}{Z_1^2}$ |
| Комплексний опір зв'язку, $\underline{Z}_{3В}$ | $j\omega M = jX_{3В}$ |

Таблиця 3.24 – Вирази для АЧХ індуктивно зв'язаних контурів

| АЧХ | Неідентичні контури | Ідентичні контури |
|--------------|--|---|
| $Y_{ВХ}$ | $\frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{1 + \xi_2^2}{(1 - \xi_1 \xi_2 + A^2)^2 + (\xi_1 + \xi_2)^2}}$ | $\frac{1}{R} \sqrt{\frac{1 + \xi^2}{(1 - \xi^2 + A^2)^2 + 4\xi^2}}$ |
| $Y_{пер}$ | $\frac{A}{\sqrt{R_1 R_2 [(1 - \xi_1 \xi_2 + A^2)^2 + (\xi_1 + \xi_2)^2]}}$ | $\frac{A}{R \sqrt{(1 - \xi^2 + A^2)^2 + 4\xi^2}}$ |
| $H_{U_{C2}}$ | $\frac{\sqrt{R_2}}{\sqrt{R_1}} \frac{A Q_2}{\sqrt{(1 - \xi_1 \xi_2 + A^2)^2 + (\xi_1 + \xi_2)^2}}$ | $\frac{A Q}{\sqrt{(1 - \xi^2 + A^2)^2 + 4\xi^2}}$ |

Таблиця 3.25 – Основні співвідношення для розрахунку резонансних режимів в індуктивно зв'язаних резонансних контурах

| Резонанси | Умови | Режим першого і другого контурів |
|------------------|---|--|
| Перший частинний | $X_1 = -X_{1ВН}$ | $\underline{I}_1 = \frac{E}{R_1 + R_{1ВН}}; \underline{I}_2 = \frac{Ej\omega M}{(R_1 + R_{1ВН})Z_2}; R_{1ВН} = \frac{(\omega M)^2 R_2}{Z_2^2}$ |
| Перший складний | $X_1 = -X_{1ВН}$ $R_1 = R_{1ВН}$ $M = \frac{Z_2}{\omega} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$ | $\underline{I}_1 = \frac{E}{2R_1}; \underline{I}_2 = \frac{jZ_2 E}{2Z_2 \sqrt{R_1 R_2}}; I_{2_{м.м}} = \frac{E}{2\sqrt{R_1 R_2}}$ |
| Другий частинний | $X_2 = -X_{2ВН}$ | $\underline{I}_1 = \frac{EZ_2}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2}; \underline{I}_2 = \frac{Ej\omega M}{Z_1(R_2 + R_{2ВН})}; R_{2ВН} = \frac{(\omega M)^2 R_1}{Z_1^2}$ |
| Другий складний | $X_2 = -X_{2ВН}$ $R_2 = R_{2ВН}$ $M = \frac{Z_1}{\omega} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$ | $\underline{I}_1 = \frac{EZ_2}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2}; \underline{I}_{2_{м.м}} = \frac{jZ_1 E}{2Z_1 \sqrt{R_1 R_2}}; I_{2_{м.м}} = \frac{E}{2\sqrt{R_1 R_2}}$ |
| Індивідуальні | $X_1 = 0; X_2 = 0$ | $\underline{I}_1 = \frac{E}{R_1 + R_{1ВН}}; \underline{I}_2 = \frac{Ej\omega_{рез} M}{(R_1 + R_{1ВН})R_2}; R_{1ВН} = \frac{(\omega_{рез} M)^2}{R_2}$ |
| Повний | $X_1 = 0; X_2 = 0$ $R_1 = R_{1ВН}; R_2 = R_{2ВН}$ $M_{опт} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\omega_{рез}}$ | $\underline{I}_1 = \frac{E}{2R_1}; \underline{I}_{2_{м.м}} = \frac{jE}{2\sqrt{R_1 R_2}}; I_{2_{м.м}} = \frac{E}{2\sqrt{R_1 R_2}}$ |

Таблиця 3.26 – Вирази для ФЧХ індуктивно зв'язаних контурів

| ФЧХ | Неідентичні контури | Ідентичні контури |
|-----------------|--|---|
| φ_{I1} | $\arctg \xi_2 - \arctg \frac{\xi_1 + \xi_2}{1 - \xi_1 \xi_2 + A^2}$ | $\arctg \xi - \arctg \frac{2\xi}{1 - \xi^2 + A^2}$ |
| φ_{I2} | $\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\xi_1 + \xi_2}{1 - \xi_1 \xi_2 + A^2}$ | $\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2\xi}{1 - \xi^2 + A^2}$ |
| φ_{UC2} | $-\arctg \frac{\xi_1 + \xi_2}{1 - \xi_1 \xi_2 + A^2}$ | $-\arctg \frac{2\xi}{1 - \xi^2 + A^2}$ |

Таблиця 3.27 – Формули зв'язку між коефіцієнтами систем рівнянь чотириполосника

| | | | | | | | | | | | | |
|-----|---|--|-------------------------------------|--------------------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Z | \underline{Z}_{11} | \underline{Z}_{12} | $\frac{Y_{22}}{ Y }$ | $-\frac{Y_{12}}{ Y }$ | $\frac{ H }{H_{22}}$ | $\frac{H_{12}}{H_{22}}$ | $\frac{1}{D_{11}}$ | $-\frac{D_{12}}{D_{11}}$ | $\frac{A_{11}}{A_{21}}$ | $-\frac{ A }{A_{21}}$ | $\frac{B_{22}}{B_{21}}$ | $\frac{1}{B_{21}}$ |
| | \underline{Z}_{21} | \underline{Z}_{22} | $\frac{Y_{21}}{ Y }$ | $\frac{Y_{11}}{ Y }$ | $\frac{H_{21}}{H_{22}}$ | $\frac{1}{H_{22}}$ | $\frac{D_{21}}{D_{11}}$ | $\frac{ D }{D_{11}}$ | $\frac{1}{A_{21}}$ | $-\frac{A_{22}}{A_{21}}$ | $\frac{ B }{B_{21}}$ | $\frac{B_{11}}{B_{21}}$ |
| Y | $\frac{\underline{Z}_{22}}{ Z }$ | $-\frac{\underline{Z}_{12}}{ Z }$ | \underline{Y}_{11} | \underline{Y}_{12} | $\frac{1}{H_{11}}$ | $-\frac{H_{12}}{H_{11}}$ | $\frac{ D }{D_{22}}$ | $\frac{D_{12}}{D_{22}}$ | $\frac{A_{22}}{A_{12}}$ | $-\frac{ A }{A_{12}}$ | $\frac{B_{11}}{B_{12}}$ | $\frac{1}{B_{12}}$ |
| | $\frac{\underline{Z}_{21}}{ Z }$ | $\frac{\underline{Z}_{11}}{ Z }$ | \underline{Y}_{21} | \underline{Y}_{22} | $\frac{H_{21}}{H_{11}}$ | $\frac{ H }{H_{11}}$ | $\frac{D_{21}}{D_{22}}$ | $\frac{1}{D_{22}}$ | $\frac{1}{A_{12}}$ | $-\frac{A_{11}}{A_{12}}$ | $\frac{ B }{B_{12}}$ | $\frac{B_{22}}{B_{12}}$ |
| H | $\frac{ Z }{\underline{Z}_{22}}$ | $\frac{\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{22}}$ | $\frac{1}{\underline{Y}_{11}}$ | $-\frac{Y_{12}}{\underline{Y}_{11}}$ | \underline{H}_{11} | \underline{H}_{12} | $\frac{D_{22}}{ D }$ | $-\frac{D_{12}}{ D }$ | $\frac{A_{12}}{A_{22}}$ | $\frac{ A }{A_{22}}$ | $\frac{B_{12}}{B_{11}}$ | $\frac{1}{B_{11}}$ |
| | $\frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22}}$ | $\frac{1}{\underline{Z}_{22}}$ | $\frac{Y_{21}}{\underline{Y}_{11}}$ | $\frac{ Y }{\underline{Y}_{11}}$ | \underline{H}_{21} | \underline{H}_{22} | $\frac{D_{21}}{ D }$ | $\frac{D_{11}}{ D }$ | $\frac{1}{A_{22}}$ | $-\frac{A_{21}}{A_{22}}$ | $\frac{ B }{B_{11}}$ | $\frac{B_{21}}{B_{11}}$ |
| D | $\frac{1}{\underline{Z}_{11}}$ | $-\frac{\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{11}}$ | $\frac{ Y }{\underline{Y}_{22}}$ | $\frac{Y_{12}}{\underline{Y}_{22}}$ | $\frac{H_{22}}{ H }$ | $-\frac{H_{12}}{ H }$ | \underline{D}_{11} | \underline{D}_{12} | $\frac{A_{21}}{A_{11}}$ | $\frac{ A }{A_{11}}$ | $\frac{B_{21}}{B_{22}}$ | $\frac{1}{B_{22}}$ |
| | $\frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{11}}$ | $\frac{ Z }{\underline{Z}_{11}}$ | $\frac{Y_{21}}{\underline{Y}_{22}}$ | $\frac{1}{\underline{Y}_{22}}$ | $\frac{H_{21}}{ H }$ | $\frac{H_{11}}{ H }$ | \underline{D}_{21} | \underline{D}_{22} | $\frac{1}{A_{11}}$ | $-\frac{A_{12}}{A_{11}}$ | $\frac{ B }{B_{22}}$ | $\frac{B_{12}}{B_{22}}$ |
| A | $\frac{\underline{Z}_{11}}{\underline{Z}_{21}}$ | $-\frac{ Z }{\underline{Z}_{21}}$ | $\frac{Y_{22}}{\underline{Y}_{21}}$ | $\frac{1}{\underline{Y}_{21}}$ | $\frac{ H }{H_{21}}$ | $\frac{H_{11}}{H_{21}}$ | $\frac{1}{D_{21}}$ | $-\frac{D_{22}}{D_{21}}$ | \underline{A}_{11} | \underline{A}_{12} | $\frac{B_{22}}{ B }$ | $-\frac{B_{12}}{ B }$ |
| | $\frac{1}{\underline{Z}_{21}}$ | $-\frac{ Z }{\underline{Z}_{21}}$ | $\frac{ Y }{\underline{Y}_{21}}$ | $\frac{Y_{11}}{\underline{Y}_{21}}$ | $\frac{H_{22}}{H_{21}}$ | $\frac{1}{H_{21}}$ | $\frac{D_{11}}{D_{21}}$ | $-\frac{ D }{D_{21}}$ | \underline{A}_{21} | \underline{A}_{22} | $\frac{B_{21}}{ B }$ | $\frac{B_{11}}{ B }$ |
| B | $\frac{\underline{Z}_{22}}{\underline{Z}_{12}}$ | $-\frac{ Z }{\underline{Z}_{12}}$ | $\frac{Y_{11}}{\underline{Y}_{12}}$ | $\frac{1}{\underline{Y}_{12}}$ | $\frac{1}{H_{12}}$ | $-\frac{H_{11}}{H_{12}}$ | $\frac{ D }{D_{12}}$ | $\frac{D_{22}}{D_{12}}$ | $\frac{A_{22}}{ A }$ | $-\frac{A_{12}}{ A }$ | \underline{B}_{11} | \underline{B}_{12} |
| | $\frac{1}{\underline{Z}_{12}}$ | $-\frac{\underline{Z}_{11}}{\underline{Z}_{12}}$ | $\frac{ Y }{\underline{Y}_{12}}$ | $\frac{Y_{22}}{\underline{Y}_{12}}$ | $\frac{H_{22}}{H_{12}}$ | $-\frac{ H }{H_{12}}$ | $\frac{D_{11}}{D_{12}}$ | $\frac{1}{D_{12}}$ | $\frac{A_{21}}{ A }$ | $\frac{A_{11}}{ A }$ | \underline{B}_{21} | \underline{B}_{22} |

Таблиця 3.28 – Формули зв'язку між визначниками рівнянь чотириполосника

| | | | | | | |
|-------|--|--|---|---|--|--|
| $ Z $ | $ Z $ | $\frac{1}{ Y }$ | $\frac{\underline{H}_{11}}{\underline{H}_{22}}$ | $\frac{\underline{D}_{22}}{\underline{D}_{11}}$ | $-\frac{\underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21}}$ | $-\frac{\underline{B}_{12}}{\underline{B}_{21}}$ |
| $ Y $ | $\frac{1}{ Z }$ | $ Y $ | $\frac{\underline{H}_{22}}{\underline{H}_{11}}$ | $\frac{\underline{D}_{11}}{\underline{D}_{22}}$ | $-\frac{\underline{A}_{21}}{\underline{A}_{12}}$ | $-\frac{\underline{B}_{21}}{\underline{B}_{12}}$ |
| $ H $ | $\frac{\underline{Z}_{11}}{\underline{Z}_{22}}$ | $\frac{\underline{Y}_{22}}{\underline{Y}_{11}}$ | $ H $ | $\frac{1}{ D }$ | $-\frac{\underline{A}_{11}}{\underline{A}_{22}}$ | $-\frac{\underline{B}_{22}}{\underline{B}_{11}}$ |
| $ D $ | $\frac{\underline{Z}_{22}}{\underline{Z}_{11}}$ | $\frac{\underline{Y}_{11}}{\underline{Y}_{22}}$ | $\frac{1}{ H }$ | $ D $ | $-\frac{\underline{A}_{22}}{\underline{A}_{11}}$ | $-\frac{\underline{B}_{11}}{\underline{B}_{22}}$ |
| $ A $ | $-\frac{\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{21}}$ | $-\frac{\underline{Y}_{12}}{\underline{Y}_{21}}$ | $\frac{\underline{H}_{12}}{\underline{H}_{21}}$ | $\frac{\underline{D}_{12}}{\underline{D}_{21}}$ | $ A $ | $\frac{1}{ B }$ |
| $ B $ | $-\frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{12}}$ | $-\frac{\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{12}}$ | $\frac{\underline{H}_{21}}{\underline{H}_{12}}$ | $\frac{\underline{D}_{21}}{\underline{D}_{12}}$ | $\frac{1}{ A }$ | $ B $ |

Таблиця 3.29 – Параметри нелінійних елементів

| Схеми | Дія x | Від-гук y | p | p_d |
|---|---------|-------------|---|---|
|  | u | i | Статична провідність $G = \frac{i}{u} = \frac{1}{R}$ | Динамічна провідність (крутість) $G_d = S = \frac{di}{du} = \frac{1}{R_d}$ |
|  | u | q | Статична ємність $C = \frac{q}{u}$ | Динамічна ємність $C_d = \frac{dq}{du}$ |
|  | i | Ψ | Статична індуктивність $L = \frac{\Psi}{i}$ | Динамічна індуктивність $L_d = \frac{d\Psi}{di}$ |

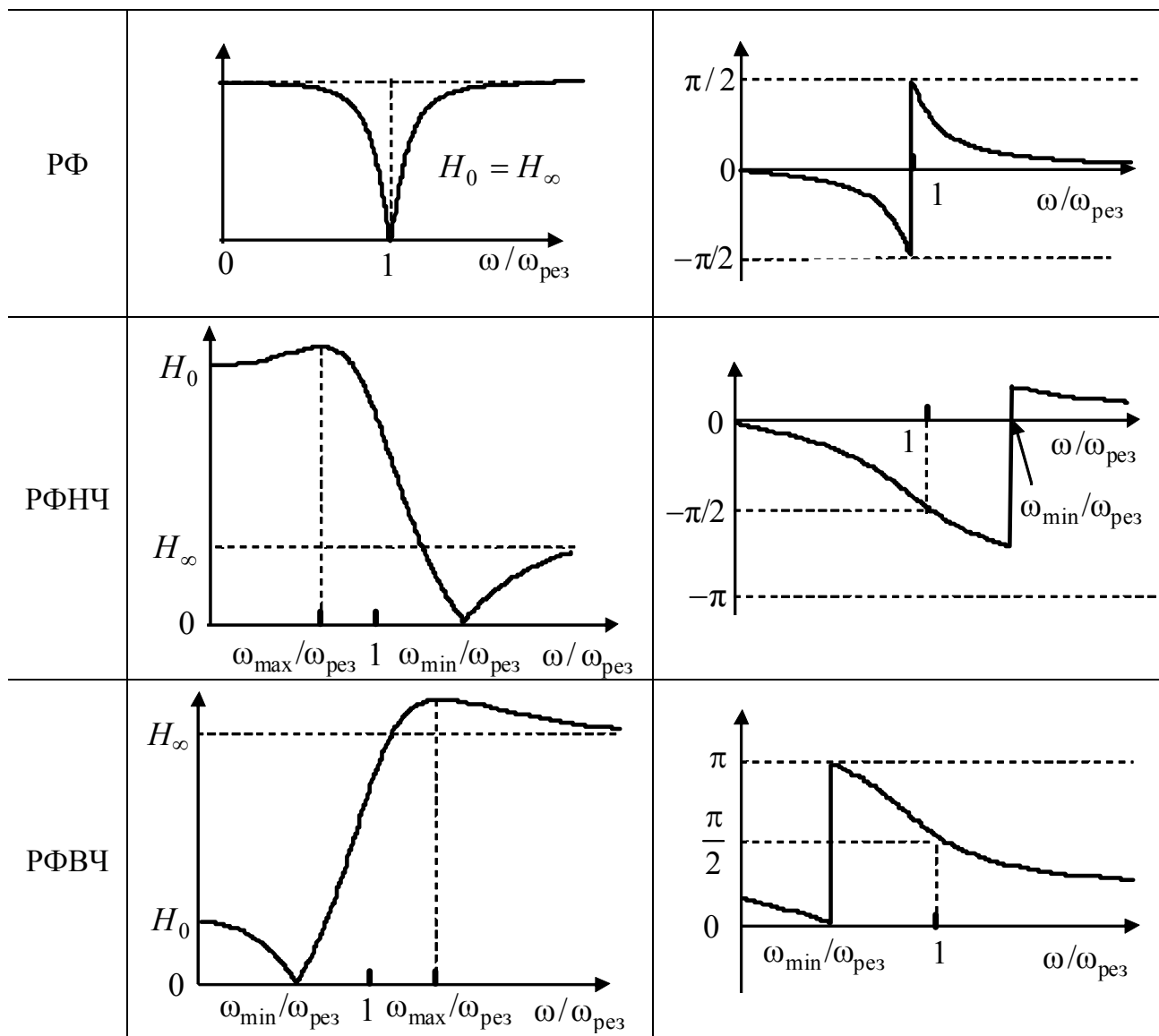
Таблиця 3.30 – Частотні характеристики фільтрів другого порядку

| Фільтр | АЧХ | ФЧХ | ω_{\max} |
|--------|--|---|--|
| ФНЧ | $\frac{a_0}{\sqrt{B^2(\omega) + b_1^2 \omega^2}}$ | $\begin{cases} -\arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega < \omega_{\text{рез}}; \\ \arctg \frac{b_1 \omega}{ B(\omega) } - \pi, & \omega > \omega_{\text{рез}}. \end{cases}$ | $\omega_{\text{рез}} \sqrt{1 - 0,5d^2}$ |
| ФВЧ | $\frac{a_2 \omega^2}{\sqrt{B^2(\omega) + b_1^2 \omega^2}}$ | $\begin{cases} \pi - \arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega < \omega_{\text{рез}}; \\ \arctg \frac{b_1 \omega}{ B(\omega) }, & \omega > \omega_{\text{рез}}. \end{cases}$ | $\frac{\omega_{\text{рез}}}{\sqrt{1 - 0,5d^2}}$ |
| СФ | $\frac{a_1 \omega}{\sqrt{B^2(\omega) + b_1^2 \omega^2}}$ | $\begin{cases} \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega < \omega_{\text{рез}}; \\ -\frac{\pi}{2} + \arctg \frac{b_1 \omega}{ B(\omega) }, & \omega > \omega_{\text{рез}}. \end{cases}$ | $\omega_{\text{рез}}$ |
| РФ | | $\begin{cases} -\arctg[b_1 \omega / B(\omega)], & \omega \leq \omega_{\text{рез}}; \\ \arctg[b_1 \omega / B(\omega)], & \omega > \omega_{\text{рез}}. \end{cases}$ | |
| РФНЧ | $\frac{ a_0 - a_2 \omega^2 }{\sqrt{B^2(\omega) + b_1^2 \omega^2}}$ | $\begin{cases} -\arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega \leq \omega_{\text{рез}}; \\ -\pi + \arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega_{\text{рез}} < \omega \leq \omega_{\text{мин}}; \\ \arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega > \omega_{\text{мин}} = \sqrt{a_0 / a_2}. \end{cases}$ | $\omega_{\text{рез}} \sqrt{\frac{1 - 0,5d^2 - 1/m}{1 - (1 - 0,5d^2)/m}}$ |
| РФВЧ | | $\begin{cases} -\arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega \leq \omega_{\text{мин}} = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}; \\ \pi + \arctg \frac{b_1 \omega}{B(\omega)}, & \omega_{\text{мин}} < \omega \leq \omega_{\text{рез}}; \\ \arctg[b_1 \omega / B(\omega)], & \omega > \omega_{\text{рез}}. \end{cases}$ | |

Примітка. $B(\omega) = b_0 - b_2 \omega^2$; $\omega_{\text{рез}} = \sqrt{b_0 / b_2}$; $m = H_0 / H_\infty$; $d = \frac{1}{Q} = \frac{b_1}{\sqrt{b_0 b_2}}$

Таблиця 3.31 – Графіки АЧХ і ФЧХ фільтрів другого порядку

| Фільтр | АЧХ, $H(\omega)$ | ФЧХ, $\varphi(\omega)$ |
|--------|------------------|------------------------|
| ФНЧ | | |
| ФВЧ | | |
| СФ | | |



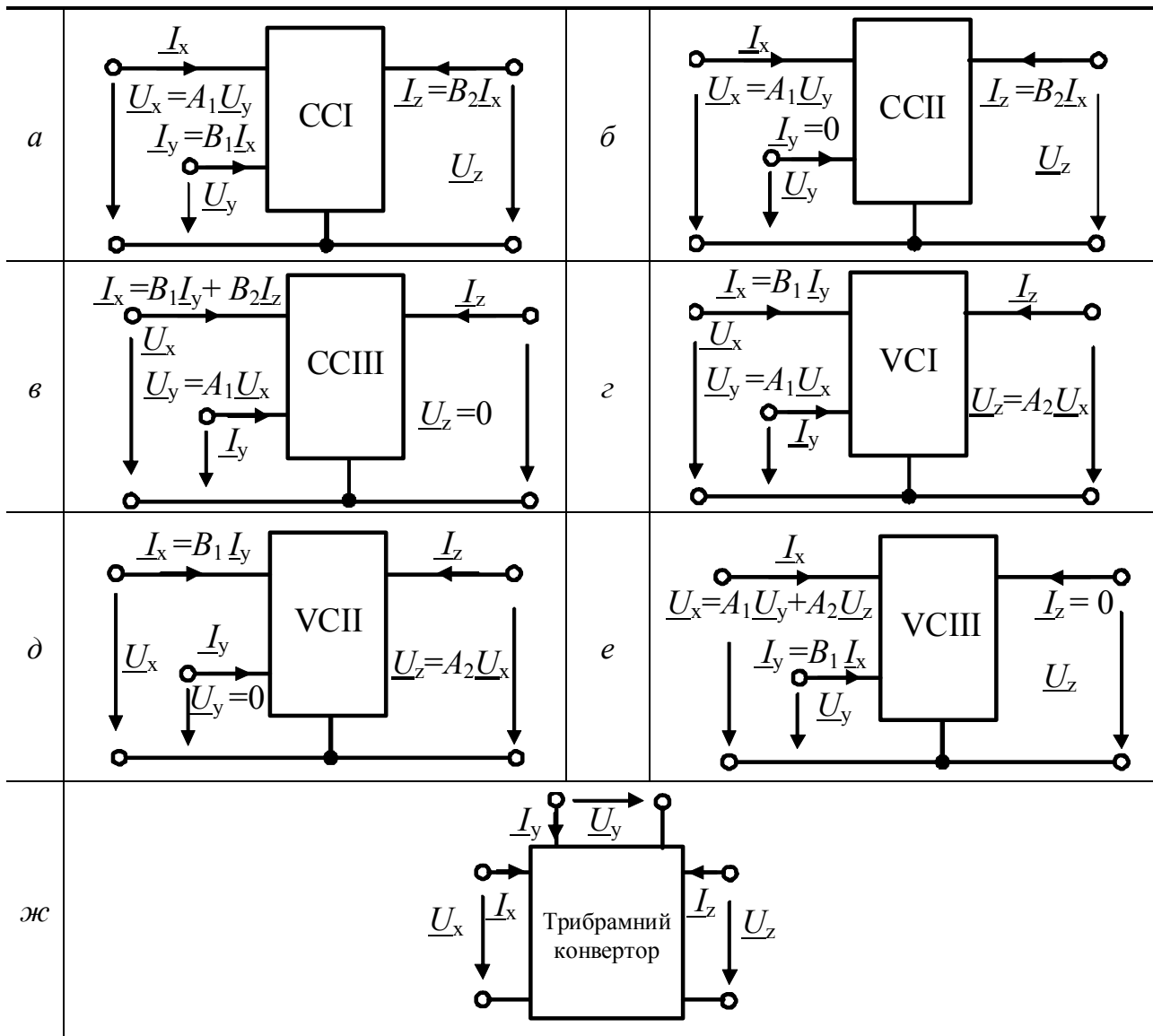
Таблиця 3.32 – Коефіцієнти розкладання косинусоїдного імпульсу (коефіцієнти Берга)

| θ | α_0 | α_1 | α_2 | α_3 | θ | α_0 | α_1 | α_2 | α_3 |
|----------|------------|------------|------------|------------|----------|------------|------------|------------|------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 90 | 0,319 | 0,500 | 0,212 | 0 |
| 10 | 0,036 | 0,073 | 0,073 | 0,071 | 100 | 0,350 | 0,520 | 0,172 | -0,030 |
| 20 | 0,074 | 0,146 | 0,141 | 0,132 | 110 | 0,379 | 0,531 | 0,131 | -0,045 |
| 30 | 0,111 | 0,215 | 0,198 | 0,172 | 120 | 0,406 | 0,536 | 0,092 | -0,046 |
| 40 | 0,147 | 0,280 | 0,241 | 0,185 | 130 | 0,431 | 0,534 | 0,058 | -0,037 |
| 50 | 0,183 | 0,339 | 0,267 | 0,171 | 140 | 0,453 | 0,528 | 0,032 | -0,024 |
| 60 | 0,218 | 0,391 | 0,276 | 0,138 | 150 | 0,472 | 0,520 | 0,014 | -0,012 |
| 70 | 0,253 | 0,436 | 0,267 | 0,091 | 160 | 0,487 | 0,510 | 0,004 | -0,004 |
| 80 | 0,286 | 0,472 | 0,245 | 0,043 | 170 | 0,496 | 0,502 | 0,001 | -0,001 |
| | | | | | 180 | 0,500 | 0,500 | 0 | 0 |

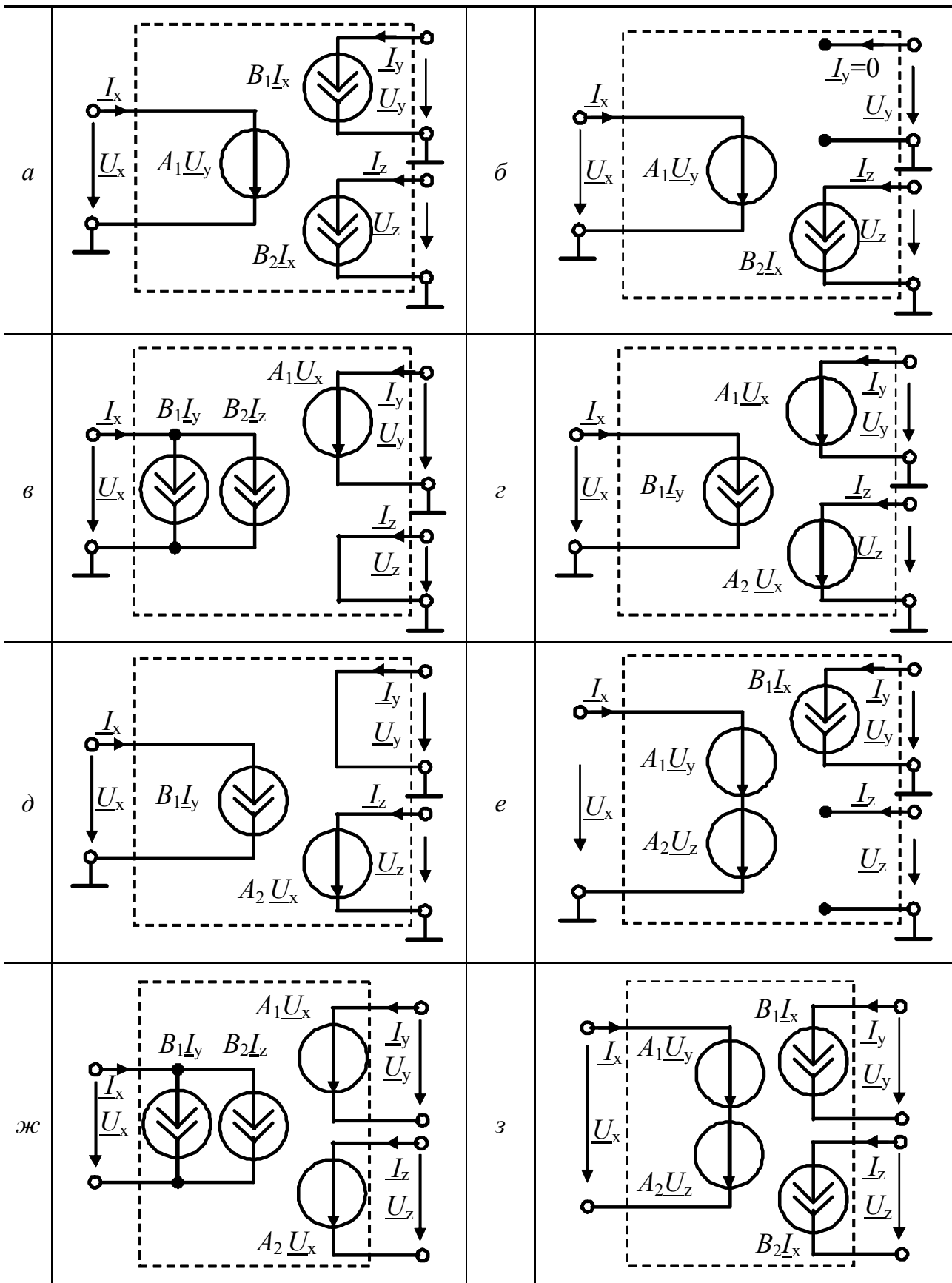
Таблиця 3.33 – Типи конвеєрів

| Конвеєр | | Тип | | Параметр | | | | Позначення табл. 3.34 | Схема табл. 3.35 |
|------------|-------|--------------------|---------|----------|-------|-------|-------|--------------------------|---------------------|
| | | | | A_1 | A_2 | B_1 | B_2 | | |
| Струмовий | CCI | Із підсумовуванням | напруги | A_1 | 0 | B_1 | B_2 | a | a |
| | CCII | | напруги | A_1 | 0 | 0 | B_2 | b | b |
| | CCIII | | струму | A_1 | 0 | B_1 | B_2 | v | v |
| Напруговий | VCI | Із підсумовуванням | струму | A_1 | A_2 | B_1 | 0 | z | z |
| | VCII | | струму | 0 | A_2 | B_1 | 0 | d | d |
| | VCIII | | напруги | A_1 | A_2 | B_1 | 0 | e | e |

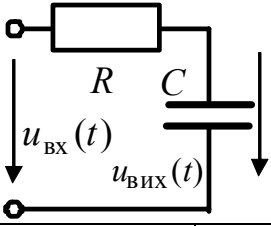
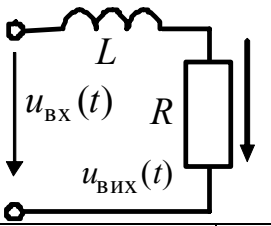
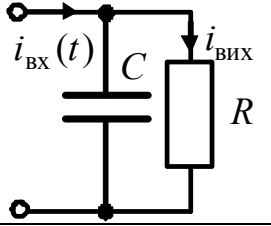
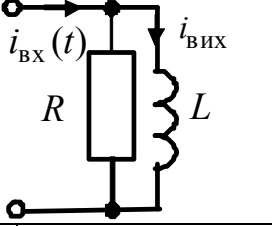
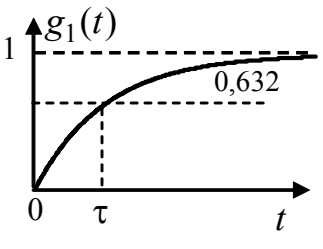
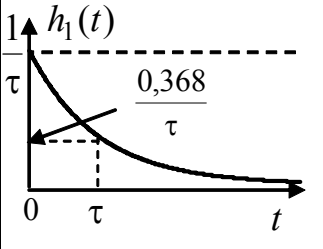
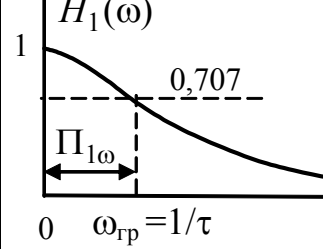
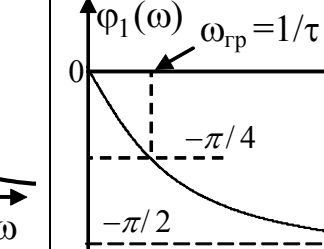
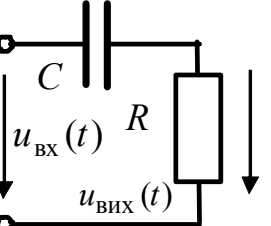
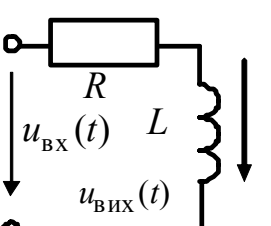
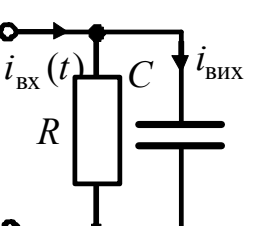
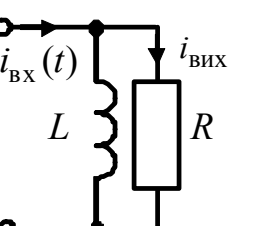
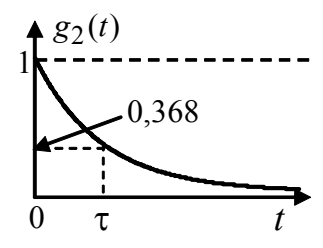
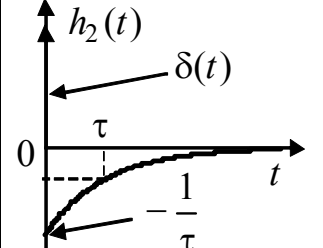
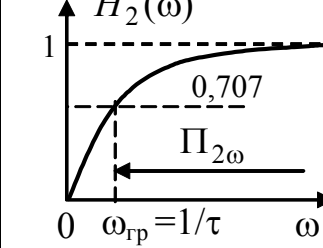
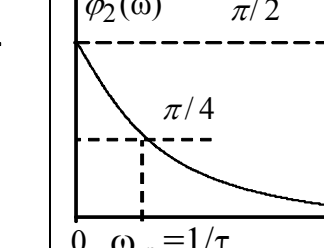
Таблиця 3.34 – Умовні позначення конверторів (ж) та конвеєрів (a–e)



Таблиця 3.35 – Еквівалентні схеми конвєсерів (а–е) та конвєрторів (ж–з)



Таблиця 3.36 – Схеми, часові та частотні характеристики типових $R, L; R, C$ кіл

| 1 група (схеми і характеристики) | | | |
|---|---|--|---|
|  |  |  |  |
| $g_1(t)$ | $h_1(t)$ | АЧХ, $H_1(\omega)$ | ФЧХ, $\varphi_1(\omega)$ |
| $(1 - e^{-t/\tau}) \cdot 1(t)$ | $\frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} \cdot 1(t)$ | $\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$ | $-\arctg \omega\tau$ |
|  |  |  |  |
| 2 група (схеми і характеристики) | | | |
|  |  |  |  |
| $g_2(t)$ | $h_2(t)$ | АЧХ, $H_2(\omega)$ | ФЧХ, $\varphi_2(\omega)$ |
| $e^{-t/\tau} \cdot 1(t)$ | $-\frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} \cdot 1(t) + \delta(t)$ | $\frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$ | $\pi/2 - \arctg \omega\tau$ |
|  |  |  |  |

Таблиця 3.37 – Часові характеристики аперіодичних кіл R, L, C

| Характеристика | Аперіодичний режим ($Q < 0,5$) | Критичний режим ($p_1 = p_2 = -\delta; Q = 0,5$) |
|----------------|---|---|
| $g_1(t)$ | $\left[\frac{1}{p_1 - p_2} (p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}) + 1 \right] \cdot 1(t)$ | $\left[1 - (1 + \delta t) e^{-\delta t} \right] \cdot 1(t)$ |
| $h_1(t)$ | $\frac{1}{LC(p_1 - p_2)} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) \cdot 1(t)$ | $\delta^2 t e^{-\delta t} \cdot 1(t)$ |
| $g_2(t)$ | $\frac{2\delta}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) \cdot 1(t)$ | $2\delta t e^{-\delta t} \cdot 1(t)$ |
| $h_2(t)$ | $\frac{2\delta}{p_1 - p_2} (p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}) \cdot 1(t)$ | $2\delta(1 - \delta t) e^{-\delta t} \cdot 1(t)$ |
| $g_3(t)$ | $\frac{1}{p_1 - p_2} (p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}) \cdot 1(t)$ | $e^{-\delta t} (1 - \delta t) \cdot 1(t)$ |
| $h_3(t)$ | $\frac{1}{p_1 - p_2} (p_1^2 e^{p_1 t} - p_2^2 e^{p_2 t}) \cdot 1(t) + \delta(t)$ | $e^{-\delta t} (\delta^2 t - 2\delta) \cdot 1(t) + \delta(t)$ |

Таблиця 3.38 – Часові характеристики коливальних кіл R, L, C

| Характеристика | Коливальний режим ($Q > 0,5$) | Приблизні вирази для $Q \gg 1$ ($\omega_{\text{вл}} \approx \omega_{\text{рез}} \gg \delta; \psi = 0$) |
|----------------|--|--|
| $g_1(t)$ | $\left[1 - \frac{\omega_{\text{рез}}}{\omega_{\text{вл}}} e^{-\delta t} \cos(\omega_{\text{вл}} t - \psi) \right] \cdot 1(t)$ | $\left[1 - e^{-\delta t} \cos \omega_{\text{рез}} t \right] \cdot 1(t)$ |
| $h_1(t)$ | $\frac{\omega_{\text{рез}}^2}{\omega_{\text{вл}}} e^{-\delta t} \sin \omega_{\text{вл}} t \cdot 1(t)$ | $\omega_{\text{рез}} e^{-\delta t} \sin \omega_{\text{рез}} t \cdot 1(t)$ |
| $g_2(t)$ | $\frac{2\delta}{\omega_{\text{вл}}} e^{-\delta t} \sin \omega_{\text{вл}} t \cdot 1(t)$ | $\frac{1}{Q} e^{-\delta t} \sin \omega_{\text{рез}} t \cdot 1(t)$ |
| $h_2(t)$ | $\frac{2\delta \omega_{\text{рез}}}{\omega_{\text{вл}}} e^{-\delta t} \cos(\omega_{\text{вл}} t + \psi) \cdot 1(t)$ | $\frac{\omega_{\text{рез}}}{Q} e^{-\delta t} \cos \omega_{\text{рез}} t \cdot 1(t)$ |
| $g_3(t)$ | $\frac{\omega_{\text{рез}}}{\omega_{\text{вл}}} e^{-\delta t} \cos(\omega_{\text{вл}} t + \psi) \cdot 1(t)$ | $e^{-\delta t} \cos \omega_{\text{рез}} t \cdot 1(t)$ |
| $h_3(t)$ | $-\frac{\omega_{\text{рез}}^2}{\omega_{\text{вл}}} e^{-\delta t} \sin(\omega_{\text{вл}} t + \psi) \cdot 1(t) + \delta(t)$ | $-\omega_{\text{рез}} e^{-\delta t} \sin \omega_{\text{рез}} t \cdot 1(t) + \delta(t)$ |

Таблиця 3.39 – Відповідності зображень і оригіналів

| № | $F(p) = \mathcal{L}[f(t)]$ | $f(t)$ |
|----|---|--|
| 1 | 1 | $\delta(t)$ |
| 2 | $1/p$ | $1(t)$ |
| 3 | $1/p^2$ | t |
| 4 | $\frac{1}{p^n}$ | $\frac{t^{n-1}}{(n-1)!} \quad (n = 1, 2, \dots)$ |
| 5 | $\frac{A}{p \pm \alpha}$ | $Ae^{\mp \alpha t}$ |
| 6 | $\frac{A}{p(p + \alpha)}$ | $\frac{A}{\alpha}(1 - e^{-\alpha t})$ |
| 7 | $\frac{A}{(p + \alpha)^2}$ | $Ate^{-\alpha t}$ |
| 8 | $(p + \alpha)/(p + \beta)$ | $\delta(t) + (\alpha - \beta)e^{-\beta t}$ |
| 9 | $\frac{A}{(p + \alpha)(p + \beta)}$ | $\frac{A}{\beta - \alpha}(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$ |
| 10 | $\frac{Ap}{(p + \alpha)(p + \beta)}$ | $\frac{A}{\alpha - \beta}(\alpha e^{-\alpha t} - \beta e^{-\beta t})$ |
| 11 | $A \frac{p \cos \psi - \omega \sin \psi}{p^2 + \omega^2}$ | $A \cos(\omega t + \psi)$ |
| 12 | $A \frac{p \sin \psi + \omega \cos \psi}{p^2 + \omega^2}$ | $A \sin(\omega t + \psi)$ |
| 13 | $\frac{A(p + \delta) \cos \psi - A\omega \sin \psi}{(p + \delta)^2 + \omega^2}$ | $Ae^{-\delta t} \cos(\omega t + \psi)$ |
| 14 | $\frac{A(p + \delta) \sin \psi + A\omega \cos \psi}{(p + \delta)^2 + \omega^2}$ | $Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \psi)$ |
| 15 | $\frac{A}{p[(p + \delta)^2 + \omega^2]}$ | $\frac{A}{\delta^2 + \omega^2} \left[1 - \frac{\sqrt{\delta^2 + \omega^2}}{\omega} e^{-\delta t} \cos(\omega t - \arctg \frac{\delta}{\omega}) \right]$ |
| 16 | $\frac{p + \delta}{(p + \delta)^2 + \omega^2}$ | $e^{-\delta t} \cos \omega t$ |
| 17 | $\frac{\omega}{(p + \delta)^2 + \omega^2}$ | $e^{-\delta t} \sin \omega t$ |

Таблиця 3.40 – Властивості перетворення Лапласа

| № | Теорема | Математичне формулювання |
|---|--|--|
| 1 | Лінійності | $\mathcal{L}[\sum_{k=1}^n A_k f_k(t)] = \sum_{k=1}^n A_k \mathcal{L}[f_k(t)]$ |
| 2 | Диференціювання | $\mathcal{L}[f'(t)] = p\mathcal{L}[f(t)] - f(+0);$ $\mathcal{L}[f^{(n)}(t)] = p^n \mathcal{L}[f(t)] - \sum_{k=1}^n p^{n-k} f^{(k-1)}(+0)$ |
| 3 | Інтегрування | $\mathcal{L}[\int_0^{\infty} f(t)dt] = \frac{\mathcal{L}[f(t)]}{p}$ |
| 4 | Затримки | $\mathcal{L}[f(t-t_0)] = \mathcal{L}[f(t)] e^{-pt_0}$ |
| 5 | Згортки | $\mathcal{L}[f(t)] \cdot \mathcal{L}[\phi(t)] = \int_0^t f(\tau)\phi(t-\tau)d\tau$ |
| 6 | Граничні співвідношення, якщо існує $\lim_{t \rightarrow \infty} f(t)$ | $\lim_{p \rightarrow \infty} p\mathcal{L}[f(t)] = \lim_{t \rightarrow +0} f(t)$ $\lim_{p \rightarrow +0} p\mathcal{L}[f(t)] = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t)$ |

Таблиця 3.41 – Операторні опори і провідності

| Елемент кола | Операторний опір | Операторна провідність |
|--------------|------------------|------------------------|
| R | R | $G = 1/R$ |
| L | $Z_L(p) = pL$ | $Y_L(p) = 1/pL$ |
| C | $Z_C(p) = 1/pC$ | $Y_C(p) = pC$ |

Таблиця 3.42 – Еквівалентне подання реактивних елементів

| Елемент | $t = +0$ | | $t \rightarrow \infty$ | |
|---------|-------------------------|---------------------------|------------------------|-------------------|
| | Нульові початкові умови | Ненульові початкові умови | Постійний струм | Синусоїдний струм |
| L | х.х. | $i_L(-0)$ | к.з. | $j\omega L$ |
| C | к.з. | $u_C(-0)$ | х.х. | $1/j\omega C$ |

Таблиця 3.43– Первинні параметри типових ліній передачі¹

| Лінія | L_1 , Гн/м | C_1 , Ф/м | R_1 , Ом/м | G_1 , См/м |
|--|--|--|---|---------------------------------------|
| Симетрична двопровідна повітряна (рис. 2.9, а) | $\frac{\mu\mu_0}{\pi} \ln \frac{D-d}{d} = 4 \cdot 10^{-7} \mu \ln \frac{D-d}{d}$ | $\frac{\pi\epsilon_0}{\ln[(D-d)/d]} = \frac{10^{-9}}{36 \ln[(D-d)/d]}$ | $\frac{1}{\pi d} \sqrt{\frac{\mu\mu_0\omega}{2\sigma}}$ | 0 |
| Коаксіальний кабель (рис. 2.9, б) | $\frac{\mu\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D}{d} = 2 \cdot 10^{-7} \mu \ln \frac{D}{d}$ | $\frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\ln(D/d)} = \frac{10^{-9} \epsilon}{18 \ln(D/d)}$ | $\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu\mu_0\omega}{2\sigma}} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right)$ | $\omega C_1 \operatorname{tg} \delta$ |
| Стрічкова (рис. 2.9, в) | $\frac{\mu\mu_0 h}{d}$ | $\frac{\epsilon\epsilon_0 d}{h}$ | $\frac{1}{d} \sqrt{\frac{2\mu\mu_0\omega}{\sigma}}$ | $\omega C_1 \operatorname{tg} \delta$ |

Таблиця 3.44 – Параметри діелектриків і металів

| Матеріал | ϵ | $\operatorname{tg} \delta$ для $f = 1000$ МГц | Метал | Питома об'ємна провідність σ , См/м | Відносна магнітна проникність μ |
|-----------------|------------|---|--------|--|-------------------------------------|
| Поліетилен | 2,25 | $2 \cdot 10^{-4}$ | Срібло | $6,17 \cdot 10^7$ | 1,016 |
| Полістирол | 2,56 | $2 \cdot 10^{-4}$ | Мідь | $5,81 \cdot 10^7$ | 1,017 |
| Фторопласт | 2,08 | $2,5 \cdot 10^{-4}$ | Золото | $4,13 \cdot 10^7$ | 1,013 |
| Плавлений кварц | 3,85 | $3 \cdot 10^{-5}$ | Цинк | $1,69 \cdot 10^7$ | 1,011 |
| Окис алюмінію | 9,6 | $4 \cdot 10^{-5}$ | Латунь | $1,55 \cdot 10^7$ | 1,011 |
| Плексиглас | 3,4 | $2 \cdot 10^{-3}$ | | | |

¹ Формули стосуються діелектриків без магнітних властивостей. У табл. 3.43, 3.44 використано такі позначення: $\epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi$ Ф/м – електрична стала вакууму; ϵ – відносна діелектрична проникність ізоляції; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнітна стала вакууму; μ – відносна магнітна проникність металу; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс кута втрат ізоляції; ω , рад/с – робоча кутова частота; σ , См/м – питома об'ємна провідність металу.

Таблиця 3.45 – Етапи аналізу ДЛ при відліку координати від навантаги

| Етап виведення і тип виразу | Формула |
|---|--|
| Складання диференціальних рівнянь | $\frac{d^2 \underline{U}_m(y)}{dx^2} - \underline{\gamma}^2 \underline{U}_m(y) = 0; \quad \frac{d^2 \underline{I}_m(y)}{dx^2} - \underline{\gamma}^2 \underline{I}_m(y) = 0$ |
| Характеристичне рівняння | $p^2 - \underline{\gamma}^2 = 0; \quad p_{1,2} = \pm \underline{\gamma} = \pm \alpha \pm j\beta$ |
| Загальний розв'язок для напруги | $\underline{U}_m(y) = \underline{A}_1 e^{\underline{\gamma}y} + \underline{A}_2 e^{-\underline{\gamma}y} =$ $= \underline{A}_1 e^{\alpha y + j(\beta y + \psi_{A1})} + \underline{A}_2 e^{-\alpha y - j(\beta y - \psi_{A2})} = \underline{U}_{m\text{пад}}(y) + \underline{U}_{m\text{від}}(y)$ |
| Миттєві значення падаючої та відбитої хвиль напруги у довільному перерізі лінії | $u_{\text{пад}}(t, y) = \text{Re}[\underline{U}_{m\text{пад}}(y) e^{j\omega t}] = \underline{A}_1 e^{\alpha y} \cos(\omega t + \beta y + \psi_{A1}) =$ $= \underline{A}_1 e^{\alpha y} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{2\pi}{\lambda}y + \psi_{A1}\right) = \underline{A}_1 e^{\alpha y} \cos[\omega(t + y/v) + \psi_{A1}];$ $u_{\text{від}}(t, y) = \text{Re}[\underline{U}_{m\text{від}}(y) e^{j\omega t}] = \underline{A}_2 e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \beta y + \psi_{A2}) =$ $= \underline{A}_2 e^{-\alpha y} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t - \frac{2\pi}{\lambda}y + \psi_{A2}\right) = \underline{A}_2 e^{-\alpha y} \cos[\omega(t - y/v) + \psi_{A2}]$ |
| Складання та розв'язання рівнянь для визначення сталіх інтегрування | $\begin{cases} \underline{U}_m(0) = \underline{U}_{m2} = \underline{A}_1 + \underline{A}_2; \\ \left. \frac{d\underline{U}_m(y)}{dy} \right _{y=0} = \underline{Z}_1 \underline{I}_m(0) = \underline{Z}_1 \underline{I}_{m2} = \underline{\gamma} \underline{A}_1 - \underline{\gamma} \underline{A}_2; \end{cases}$ $\underline{A}_1 = \frac{\underline{U}_{m2} + \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2}}{2}; \quad \underline{A}_2 = \frac{\underline{U}_{m2} - \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2}}{2}$ |
| Вираз для комплексної амплітуди напруги | $\underline{U}_m(y) = \frac{\underline{U}_{m2} + \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2}}{2} e^{\underline{\gamma}y} + \frac{\underline{U}_{m2} - \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2}}{2} e^{-\underline{\gamma}y} =$ $= \underline{U}_{m\text{пад}}(y) + \underline{U}_{m\text{від}}(y)$ |
| Розв'язок для комплексної амплітуди струму | $\underline{I}_m(y) = \frac{1}{\underline{Z}_1} \frac{d\underline{U}_m(y)}{dy} = \frac{\underline{U}_{m2} + \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2}}{2 \underline{Z}_{\text{XB}}} e^{\underline{\gamma}y} - \frac{\underline{U}_{m2} - \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2}}{2 \underline{Z}_{\text{XB}}} e^{-\underline{\gamma}y} =$ $= \underline{U}_{m\text{пад}}(y) / \underline{Z}_{\text{XB}} - \underline{U}_{m\text{від}}(y) / \underline{Z}_{\text{XB}} = \underline{I}_{m\text{пад}}(y) + \underline{I}_{m\text{від}}(y)$ |
| Запис рівнянь у гіперболічних функціях | $\underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m2} \text{ch} \underline{\gamma}y + \underline{Z}_{\text{XB}} \underline{I}_{m2} \text{sh} \underline{\gamma}y;$ $\underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} \text{ch} \underline{\gamma}y + (\underline{U}_{m2} / \underline{Z}_{\text{XB}}) \text{sh} \underline{\gamma}y$ |

Таблиця 3.46 – Вторинні параметри типових ліній без втрат

| Лінія | v , м/с | $R_{\text{ХВ}}$, Ом |
|--|---|--|
| Симетрична дво- провідна повітряна лінія (рис. 2.9, а) | $\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 = c$ | $\frac{1}{\pi} \ln \frac{D-d}{d} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \ln \frac{D-d}{d}$ |
| Коаксіальний кабель (рис. 2.9, б) | $\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon \epsilon_0}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$ | $\frac{1}{2\pi} \ln \frac{D}{d} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon \epsilon_0}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}$ |
| Стрічкова лінія (рис. 2.9, в) | $\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon \epsilon_0}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$ | $\frac{h}{d} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon \epsilon_0}} = \frac{120\pi h}{\sqrt{\epsilon} d}$ |

Таблиця 3.47 – Основні співвідношення для аналізу ліній без втрат при синусоїдній дії (відлік координати x від входу лінії)

| Комплексні амплітуди напруги і струму |
|--|
| $\underline{U}_m(x) = \underline{U}_{m\text{пад}}(x) + \underline{U}_{m\text{від}}(x) = \underline{A}_1 e^{-j\beta x} + \underline{A}_2 e^{j\beta x};$ |
| $\underline{I}_m(x) = \underline{I}_{m\text{пад}}(x) + \underline{I}_{m\text{від}}(x) = (\underline{A}_1 / R_{\text{ХВ}}) e^{-j\beta x} - (\underline{A}_2 / R_{\text{ХВ}}) e^{j\beta x};$ |
| $\underline{A}_1 = A_1 e^{j\psi_{A1}} = \frac{\underline{U}_{m1} + R_{\text{ХВ}} \underline{I}_{m1}}{2}; \quad \underline{A}_2 = A_2 e^{j\psi_{A2}} = \frac{\underline{U}_{m1} - R_{\text{ХВ}} \underline{I}_{m1}}{2}$ |
| $\underline{U}_m(x) = \underline{U}_{m1} \cos \beta x - j \underline{I}_{m1} R_{\text{ХВ}} \sin \beta x;$ |
| $\underline{I}_m(x) = \underline{I}_{m1} \cos \beta x - j (\underline{U}_{m1} / R_{\text{ХВ}}) \sin \beta x$ |
| Миттєві значення падаючих і відбитих хвиль напруги і струму у довільному перерізі |
| $u_{\text{пад}}(t, x) = A_1 \cos(\omega t - \beta x + \psi_{A1}) = A_1 \cos[\omega(t - x/v) + \psi_{A1}];$ |
| $i_{\text{пад}}(t, x) = (A_1 / R_{\text{ХВ}}) \cos[\omega(t - x/v) + \psi_{A1}]$ |
| $u_{\text{від}}(t, x) = A_2 \cos(\omega t + \beta x + \psi_{A2}) = A_2 \cos[\omega(t + x/v) + \psi_{A2}];$ |
| $i_{\text{від}}(t, x) = -(A_2 / R_{\text{ХВ}}) \cos[\omega(t + x/v) + \psi_{A2}]$ |
| Комплексний опір лінії |
| $\underline{Z}(x) = R_{\text{ХВ}} \frac{\underline{Z}_{\text{ВХ}} \cos \beta x - j R_{\text{ХВ}} \sin \beta x}{R_{\text{ХВ}} \cos \beta x - j \underline{Z}_{\text{ВХ}} \sin \beta x} = R_{\text{ХВ}} \frac{\underline{Z}_{\text{ВХ}} - j R_{\text{ХВ}} \text{tg} \beta x}{R_{\text{ХВ}} - j \underline{Z}_{\text{ВХ}} \text{tg} \beta x}$ |
| Коефіцієнт відбиття |
| $\underline{\rho}(x) = \frac{\underline{U}_{m\text{від}}(x)}{\underline{U}_{m\text{пад}}(x)} = -\frac{\underline{I}_{m\text{від}}(x)}{\underline{I}_{m\text{пад}}(x)} = \frac{\underline{Z}_{\text{ВХ}} - R_{\text{ХВ}}}{\underline{Z}_{\text{ВХ}} + R_{\text{ХВ}}} e^{j2\beta x}$ |
| Активна і реактивна потужності |
| $P_A(x) = R_{\text{ХВ}} I_{\text{пад}}^2 [1 - \rho^2(0)] = P_{A\text{пад}} - P_{A\text{від}}; \quad P_Q(x) = 2 R_{\text{ХВ}} I_{\text{пад}}^2 \rho(0) \sin \varphi_\rho(x)$ |

Таблиця 3.48 – Вторинні параметри лінії при синусоїдній дії

| Параметр | Позначення і формула | Одиниця вимірювання | |
|---------------------------------|---|------------------------------|------------|
| | | Назва | Позначення |
| Первинна комплексний опір | $\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1$ | ом на метр | Ом/м |
| Первинна комплексна провідність | $\underline{Y}_1 = G_1 + j\omega C_1$ | сименс на метр | См/м |
| Коефіцієнт поширення | $\underline{\gamma} = \sqrt{\underline{Z}_1 \underline{Y}_1} = \alpha + j\beta$ | метр у мінус першому степені | 1/м |
| Коефіцієнт ослаблення | $\alpha = \text{Re}(\underline{\gamma})$ | непер на метр | Нп/м |
| Коефіцієнт фази | $\beta = \text{Im}(\underline{\gamma})$ | радіан на метр | рад/м |
| Довжина хвилі | $\lambda = 2\pi/\beta$ | метр | м |
| Фазова швидкість | $v = \omega/\beta$ | метр за секунду | м/с |
| Хвильовий опір | $\underline{Z}_{\text{ХВ}} = \sqrt{\underline{Z}_1 / \underline{Y}_1} = R_{\text{ХВ}} + jX_{\text{ХВ}}$ | ом | Ом |

Таблиця 3.49 – Основні співвідношення для аналізу ліній без втрат при синусоїдній дії (відлік координати у від навантаги)

| Комплексні амплітуди напруги і струму | |
|--|--|
| $\underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m\text{пад}}(y) + \underline{U}_{m\text{від}}(y) = \underline{A}_1 e^{j\beta y} + \underline{A}_2 e^{-j\beta y};$ | |
| $\underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m\text{пад}}(y) + \underline{I}_{m\text{від}}(y) = (\underline{A}_1 / R_{\text{ХВ}}) e^{j\beta y} - (\underline{A}_2 / R_{\text{ХВ}}) e^{-j\beta y};$ | |
| $\underline{A}_1 = A_1 e^{j\psi_{A1}} = \frac{\underline{U}_{m2} + R_{\text{ХВ}} \underline{I}_{m2}}{2}; \quad \underline{A}_2 = A_2 e^{j\psi_{A2}} = \frac{\underline{U}_{m2} - R_{\text{ХВ}} \underline{I}_{m2}}{2}$ | |
| $\underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m2} \cos\beta y + j \underline{I}_{m2} R_{\text{ХВ}} \sin\beta y; \quad \underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} \cos\beta y + j(\underline{U}_{m2} / R_{\text{ХВ}}) \sin\beta y$ | |
| Миттєві значення падаючих і відбитих хвиль напруги і струму у довільному перерізі | |
| $u_{\text{пад}}(t, y) = A_1 \cos(\omega t + \beta y + \psi_{A1}) = A_1 \cos[\omega(t + y/v) + \psi_{A1}];$ | |
| $i_{\text{пад}}(t, y) = (A_1 / R_{\text{ХВ}}) \cos[\omega(t + y/v) + \psi_{A1}]$ | |
| $u_{\text{від}}(t, y) = A_2 \cos(\omega t - \beta y + \psi_{A2}) = A_2 \cos[\omega(t - y/v) + \psi_{A2}];$ | |
| $i_{\text{від}}(t, y) = -(A_2 / R_{\text{ХВ}}) \cos[\omega(t - y/v) + \psi_{A2}]$ | |
| Комплексний опір лінії | |
| $\underline{Z}(y) = R_{\text{ХВ}} \frac{\underline{Z}_H \cos\beta y + jR_{\text{ХВ}} \sin\beta y}{R_{\text{ХВ}} \cos\beta y + j\underline{Z}_H \sin\beta y} = R_{\text{ХВ}} \frac{\underline{Z}_H + jR_{\text{ХВ}} \text{tg}\beta y}{R_{\text{ХВ}} + j\underline{Z}_H \text{tg}\beta y}$ | |
| Коефіцієнт відбиття | |
| $\underline{\rho}(y) = \frac{\underline{U}_{m\text{від}}(y)}{\underline{U}_{m\text{пад}}(y)} = -\frac{\underline{I}_{m\text{від}}(y)}{\underline{I}_{m\text{пад}}(y)} = \frac{\underline{Z}_H - R_{\text{ХВ}}}{\underline{Z}_H + R_{\text{ХВ}}} e^{-j2\beta y}$ | |
| Активна і реактивна потужності | |
| $P_A(y) = R_{\text{ХВ}} I_{\text{пад}}^2 [1 - \rho^2(0)] = P_{A\text{пад}} - P_{A\text{від}}; \quad P_Q(y) = 2R_{\text{ХВ}} I_{\text{пад}}^2 \rho(y) \sin \varphi_\rho(y)$ | |

Таблиця 3.50 – Параметри ідеальних ліній і ДЛМВ

| Параметр | Ідеальна ДЛ | ДЛМВ |
|-----------------------|-------------------------------|---|
| Хвильовий опір | $R_{XB} = \sqrt{L_1/C_1}$ | $Z_{XB} \approx R_{XB}[1 + j0,5(G_1/\omega C_1 - R_1/\omega L_1)];$ $Z_{XB} \approx R_{XB}(1 - j0,5R_1/\omega L_1)$, якщо $G_1 = 0$ |
| Коефіцієнт ослаблення | $\alpha = 0$ | $\alpha \approx 0,5(R_1/R_{XB} + G_1R_{XB});$ $\alpha \approx 0,5R_1/R_{XB}$, якщо $G_1 = 0$ |
| Коефіцієнт фази | $\beta = \omega\sqrt{L_1C_1}$ | $\beta \approx \omega\sqrt{L_1C_1}$ |
| Довжина хвилі | $\lambda = T/\sqrt{L_1C_1}$ | $\lambda \approx T/\sqrt{L_1C_1}$ |
| Фазова швидкість | $v = 1/\sqrt{L_1C_1}$ | $v \approx 1/\sqrt{L_1C_1}$ |

Таблиця 3.51 – Співвідношення для ідеальної лінії, яку навантажено на ємність

| Параметри | Співвідношення |
|---|---|
| Довжина розімкненої лінії, яка еквівалентна ємності C_2 | $l_{x,x} = \frac{1}{\beta} \operatorname{arccctg} \frac{1}{\omega C_2 R_{XB}} = \frac{1}{\beta} \operatorname{arccctg} \frac{X_{C2}}{R_{XB}}$ |
| Амплітуди | $U_m(y) = \frac{U_{m2}}{\cos \beta l_{x,x}} \cos[\beta(y + l_{x,x})] ;$ $I_m(y) = \frac{U_{m2}}{R_{XB} \cos \beta l_{x,x}} \sin[\beta(y + l_{x,x})] $ |
| Початкові фази | $\Psi_u(y) = \Psi_{u2} + \begin{cases} 0, \text{ якщо } \cos[\beta(y + l_{x,x})] > 0; \\ \pi, \text{ якщо } \cos[\beta(y + l_{x,x})] < 0; \end{cases}$ $\Psi_i(y) = \Psi_{u2} + \pi/2 + \begin{cases} 0, \text{ якщо } \sin[\beta(y + l_{x,x})] > 0; \\ \pi, \text{ якщо } \sin[\beta(y + l_{x,x})] < 0 \end{cases}$ |
| Комплексний опір | $Z(y) = -jR_{XB} \operatorname{ctg}[\beta(y + l_{x,x})]$ |
| Реактивний опір | $X(y) = -R_{XB} \operatorname{ctg}[\beta(y + l_{x,x})]$ |
| Комплексний коефіцієнт відбиття | $\underline{\rho}(y) = e^{-j2\beta(y + l_{x,x})}$ |
| Реактивна потужність | $P_Q(y) = -0,5 \frac{U_2^2}{R_{XB} \cos \beta l_{x,x}} \sin[2\beta(y + l_{x,x})]$ |

Таблиця 3.52 – Співвідношення для режиму стійних та змішаних хвиль

| Параметри | Співвідношення |
|--|---|
| Ідеальна замкнена лінія ($Z_2 = 0$) | |
| Комплексні амплітуди | $\underline{U}_m(y) = j\underline{I}_{m2}R_{XB} \sin \beta y$; $\underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} \cos \beta y$ |
| Миттєві значення | $u(t, y) = R_{XB} I_{m2} \cos \beta y \cos(\omega t + \pi/2 + \psi_{i2})$; $i(t, y) = I_{m2} \cos \beta y \sin(\omega t + \psi_{i2})$ |
| Амплітуди | $U_m(y) = I_{m2} R_{XB} \sin \beta y $; $I_m(y) = I_{m2} \cos \beta y $ |
| Початкові фази | $\psi_u(y) = \psi_{i2} + \pi/2 + \begin{cases} 0, \text{ якщо } \sin \beta y > 0; \\ \pi, \text{ якщо } \sin \beta y < 0; \end{cases}$ $\psi_i(y) = \psi_{i2} + \begin{cases} 0, \text{ якщо } \cos \beta y > 0; \\ \pi, \text{ якщо } \cos \beta y < 0 \end{cases}$ |
| Комплексний опір | $\underline{Z}(y) = jR_{XB} \operatorname{tg} \beta y$ |
| Реактивний опір | $X(y) = R_{XB} \operatorname{tg} \beta y$ |
| Комплексний коефіцієнт відбиття | $\underline{\rho}(y) = -e^{-j2\beta y}$; $\rho(0) = 1$; $\varphi_\rho(y) = \pi - 2\beta y$ |
| Активна і реактивна потужності | $P_A = 0$; $P_Q(y) = 0,5 R_{XB} I_2^2 \sin(2\beta y)$ |
| Ідеальна лінія, навантажена на активний опір $Z_2 = R_2 \neq Z_{XB}$ | |
| Комплексні амплітуди | $\underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m2} [\cos \beta y + j(1/R'_H) \sin \beta y]$; $\underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} (\cos \beta y + jR'_H \sin \beta y)$ $R'_H = R_H/R_{XB} \neq 1$ |
| Амплітуди | $U_m(y) = U_{m2} \sqrt{\cos^2 \beta y + (1/R'_H)^2 \sin^2 \beta y}$ $I_m(y) = I_{m2} \sqrt{\cos^2 \beta y + (R'_H)^2 \sin^2 \beta y}$ |
| Початкові фази | $\psi_u(y) = \psi_{u2} + \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{tg} \beta y}{R'_H}$; $\psi_i(y) = \psi_{i2} + \operatorname{arctg} (R'_H \operatorname{tg} \beta y)$ |
| Комплексний опір | $\underline{Z}'(y) = R'(y) + jX'(y) = Z'(y)e^{j\varphi(y)} = \frac{R'_H + j \operatorname{tg} \beta y}{1 + jR'_H \operatorname{tg} \beta y}$ |
| Комплексний коефіцієнт відбиття | $\underline{\rho}(y) = \frac{R_H - R_{XB}}{R_H + R_{XB}} e^{-j2\beta y} = \rho(y)e^{j\varphi_\rho(y)}$; $\rho(y) = \rho(0) = \frac{ R_H - R_{XB} }{R_H + R_{XB}}$; $\varphi_\rho(y) = -2\beta y + \begin{cases} 0, R_H > R_{XB} \\ \pi, R_H < R_{XB} \end{cases}$ |
| Активна і реактивна потужності | $P_A = U_1 I_1 \cos \varphi_1 = R_H I_2^2$; $P_Q(y) = \frac{ R_H^2 - R_{XB}^2 }{2R_{XB}} I_2^2 \sin \varphi_\rho(y)$ |

Таблиця 3.53 – Співвідношення для ідеальної лінії,
яку навантажено на індуктивність

| Параметри | Співвідношення |
|---|---|
| Довжина замкненої лінії, яка еквівалентна індуктивності L_2 | $l_{к.3} = \frac{1}{\beta} \operatorname{arctg} \frac{\omega L_2}{R_{XB}} = \frac{1}{\beta} \operatorname{arctg} \frac{X_{L2}}{R_{XB}}$ |
| Амплітуди | $U_m(y) = \frac{I_{m2} R_{XB}}{\cos \beta l_{к.3}} \sin[\beta(y + l_{к.3})] ;$ $I_m(y) = \frac{I_{m2}}{\cos \beta l_{к.3}} \cos[\beta(y + l_{к.3})] $ |
| Початкові фази | $\psi_u(y) = \psi_{i2} + \pi/2 + \begin{cases} 0, \text{ якщо } \sin[\beta(y + l_{к3})] > 0; \\ \pi, \text{ якщо } \sin[\beta(y + l_{к3})] < 0; \end{cases}$ $\psi_i(y) = \psi_{i2} + \begin{cases} 0, \text{ якщо } \cos[\beta(y + l_{к3})] > 0; \\ \pi, \text{ якщо } \cos[\beta(y + l_{к3})] < 0 \end{cases}$ |
| Комплексний опір | $\underline{Z}(y) = jR_{XB} \operatorname{tg}[\beta(y + l_{к.3})]$ |
| Реактивний опір | $X(y) = R_{XB} \operatorname{tg}[\beta(y + l_{к.3})]$ |
| Комплексний коефіцієнт відбиття | $\underline{\rho}(y) = -e^{-j2\beta(y+l_{к3})}; \varphi_\rho(y) = \pi - \beta(y + l_{к3})$ |
| Реактивна потужність | $P_Q(y) = 0,5 \frac{R_{XB} I_2^2}{\cos \beta l_{к3}} \sin[2\beta(y + l_{к3})]$ |

Таблиця 3.54 – Комплексні функції довгих ліній

| КФ | Ідеальна ДЛ | Реальна ДЛ ($\alpha = \operatorname{const}$) |
|--|--|--|
| $\underline{H}_U(\omega) = \underline{U}_{m2} / \underline{U}_{m1}$ | $\frac{\underline{Z}'_H}{\underline{Z}'_H \cos \omega \tau_3 + j \sin \omega \tau_3}$ | $\frac{\underline{Z}'_H}{\underline{Z}'_H \operatorname{ch}(\alpha l + j \omega \tau_3) + \operatorname{sh}(\alpha l + j \omega \tau_3)}$ |
| $\underline{H}_I(\omega) = \underline{I}_{m2} / \underline{I}_{m1}$ | $\frac{1}{\cos \omega \tau_3 + j \underline{Z}'_H \sin \omega \tau_3}$ | $\frac{1}{\operatorname{ch}(\alpha l + j \omega \tau_3) + \underline{Z}'_H \operatorname{sh}(\alpha l + j \omega \tau_3)}$ |
| $\underline{Z}_{BX}(\omega) = \underline{U}_{m1} / \underline{I}_{m1}$ | $R_{XB} \frac{\underline{Z}'_H + j \operatorname{tg} \omega \tau_3}{1 + j \underline{Z}'_H \operatorname{tg} \omega \tau_3}$ | $\underline{Z}_{XB} \frac{\underline{Z}'_H + \operatorname{th}(\alpha l + j \omega \tau_3)}{1 + \underline{Z}'_H \operatorname{th}(\alpha l + j \omega \tau_3)}$ |
| $\underline{Y}_{BX}(\omega) = \underline{I}_{m1} / \underline{U}_{m1}$ | $G_{XB} \frac{\underline{Y}'_H + j \operatorname{tg} \omega \tau_3}{1 + j \underline{Y}'_H \operatorname{tg} \omega \tau_3}$ | $\underline{Y}_{XB} \frac{\underline{Y}'_H + \operatorname{th}(\alpha l + j \omega \tau_3)}{1 + \underline{Y}'_H \operatorname{th}(\alpha l + j \omega \tau_3)}$ |

Таблиця 3.55 – Співвідношення для режиму змішаних хвиль в ідеальній лінії при комплексній навантазі

| Параметри | Співвідношення |
|--|---|
| Довжина еквівалентного відрізка лінії з активною навантагою | $l_R = \frac{1}{\beta} \operatorname{arctg} \left\{ -\frac{(Z'_H)^2 - 1}{2X'_H} \pm \sqrt{\frac{[(Z'_H)^2 - 1]^2}{4(X'_H)^2} + 1} \right\}$ |
| Опір відрізка лінії, еквівалентної комплексній навантазі $\underline{Z}'_H = \underline{Z}_H / R_{XB} = R'_H + jX'_H$ | $R'_{He} = \frac{R'_H (1 + \operatorname{tg}^2 \beta l_R)}{1 - 2X'_H \operatorname{tg} \beta l_R + (Z'_H)^2 \operatorname{tg}^2 \beta l_R}$ |
| Комплексні амплітуди напруги і струму на виході відрізка еквівалентної лінії | $\underline{U}_{mHe} = \frac{\underline{U}_{m2}}{\cos \beta l_R - j(1/R'_{He}) \sin \beta l_R};$ $\underline{I}_{mHe} = \frac{\underline{I}_{m2}}{\cos \beta l_R - jR'_{He} \sin \beta l_R}$ |
| Комплексні амплітуди ($y_e = y + l_R$) | $\underline{U}_m(y) = \underline{U}_{mHe} [\cos \beta y_e + j(1/R'_{He}) \sin \beta y_e];$ $\underline{I}_m(y) = \underline{I}_{mHe} (\cos \beta y_e + jR'_{He} \sin \beta y_e)$ |
| Амплітуди | $U_m(y) = U_{mHe} \sqrt{\cos^2 \beta y_e + (1/R'_{He})^2 \sin^2 \beta y_e};$ $I_m(y) = I_{mHe} \sqrt{\cos^2 \beta y_e + R'_{He}{}^2 \sin^2 \beta y_e}$ |
| Початкові фази | $\psi_u(y) = \psi_{uHe} + \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{tg} \beta y_e}{R'_{He}};$ $\psi_i(y) = \psi_{iHe} + \operatorname{arctg} (R'_{He} \operatorname{tg} \beta y_e)$ |
| Нормований комплексний опір | $\underline{Z}'(y) = \frac{R'_{He} + j \operatorname{tg} \beta y_e}{1 + jR'_{He} \operatorname{tg} \beta y_e}$ |
| Модуль і аргумент комплексного коефіцієнта відбиття | $\rho(y) = \left \frac{R_{He} - R_{XB}}{R_{He} + R_{XB}} \right ; \varphi_\rho(y) = -2\beta y_e + \begin{cases} 0, & R_{He} > R_{XB} \\ \pi, & R_{He} < R_{XB} \end{cases}$ |

Таблиця 3.56 – Комплексні функції, АЧХ і ФЧХ узгоджених ДЛ

| КФ, ЧХ | Ідеальна ДЛ | Реальна лінія ($\alpha = \operatorname{const}$) |
|---|---|--|
| $\underline{H}_U(\omega) = \underline{H}_I(\omega)$ | $\frac{1}{\cos \omega \tau_3 + j \sin \omega \tau_3} = e^{-j\omega \tau_3}$ | $\frac{1}{\operatorname{ch}(\alpha l + j\omega \tau_3) + \operatorname{sh}(\alpha l + j\omega \tau_3)} = e^{-(\alpha l + j\omega \tau_3)}$ |
| АЧХ, $H_U(\omega) = H_I(\omega)$ | 1 | $e^{-\alpha l}$ |
| ФЧХ, $\varphi_U(\omega) = \varphi_I(\omega)$ | | $-\omega \tau_3$ |
| $\underline{Z}_{BX}(\omega)$ | R_{XB} | \underline{Z}_{XB} |
| $\underline{Y}_{BX}(\omega)$ | G_{XB} | \underline{Y}_{XB} |

Таблиця 3.57 – Коефіцієнти поліномів Баттерворта ($b_0 = 1; b_n = 1$)

| n | b_1 | b_2 | b_3 | b_4 | b_5 | b_6 | b_7 | b_8 | b_9 |
|-----|-----------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|-----------|
| 2 | 1,4142136 | | | | | | | | |
| 3 | 2,0000000 | 2,0000000 | | | | | | | |
| 4 | 2,6131259 | 3,4142136 | 2,6131259 | | | | | | |
| 5 | 3,2360680 | 5,2360680 | 5,2360680 | 3,2360680 | | | | | |
| 6 | 3,8637033 | 7,4641016 | 9,1416202 | 7,4641016 | 3,8637033 | | | | |
| 7 | 4,4939592 | 10,0978347 | 14,5917939 | 14,5917939 | 10,0978347 | 4,4939592 | | | |
| 8 | 5,1258309 | 13,1370712 | 21,8461510 | 25,6883559 | 21,8461510 | 13,1370712 | 5,1258309 | | |
| 9 | 5,7587705 | 16,5817187 | 31,1634375 | 41,9863857 | 41,9863857 | 31,1634375 | 16,5817187 | 5,7587705 | |
| 10 | 6,3924532 | 20,4317291 | 42,8020611 | 64,8823963 | 74,2334292 | 64,8823963 | 42,8020611 | 20,4317291 | 6,3924532 |

Таблиця 3.58 – Поліноми Чебишова

| n | $T_n(\Omega)$ |
|-----|---|
| 1 | Ω |
| 2 | $2\Omega^2 - 1$ |
| 3 | $4\Omega^3 - 3\Omega$ |
| 4 | $8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1$ |
| 5 | $16\Omega^5 - 20\Omega^3 + 5\Omega$ |
| 6 | $32\Omega^6 - 48\Omega^4 + 18\Omega^2 - 1$ |
| 7 | $64\Omega^7 - 112\Omega^5 + 56\Omega^3 - 7\Omega$ |
| 8 | $128\Omega^8 - 256\Omega^6 + 160\Omega^4 - 32\Omega^2 + 1$ |
| 9 | $256\Omega^9 - 576\Omega^7 + 432\Omega^5 - 120\Omega^3 + 9\Omega$ |
| 10 | $512\Omega^{10} - 1280\Omega^8 + 1120\Omega^6 - 400\Omega^4 + 50\Omega^2 - 1$ |

4 ВИДАТНІ ВЧЕНІ-ТВОРЦІ ТЕОРІЇ КІЛ

1. Ампер Андре Марі, A. M. Ampere (1775–1836) – французький фізик і математик, член Паризької і Петербурзької Академій наук, один із засновників сучасної електродинаміки. Його ім'ям, крім одиниці електричного струму, названо гіпотезу, правило, закон, прилад для вимірювання сили струму. Він вперше вжив такі поняття, як «електричний струм», «електричне коло», встановив напрям струму в замкненому колі. Написав узагальнюючу працю «Теорія електродинамічних явищ, отримана виключно із досліду». Дослідження Ампера стосуються також математики, хімії, філософії, психології, лінгвістики, зоології. Одиниця із назвою «ампер» вперше була введена в 1881 р.

2. Баттерворт Стівен, S. Butterworth – англійський інженер, уперше описав максимально плоску частотну характеристику фільтра у статті «On the Theory of Filter Amplifiers» (1930).

3. Белл, A. G. Bell (1847–1922) – американський інженер та винахідник. У 1876 р. отримав у США патент на винайдений ним телефон, а у 1877 р. – додатковий патент на його вдосконалення. Оприлюднив роботи з відтворення і запису звуку. З 1897 р. – директор Смітсоніанського інституту в Бостоні.

4. Берг Аксель Іванович (1893–1979) – російський вчений у галузі радіоелектроніки та кібернетики, академік (1946), інженер-адмірал (1955), Герой Соціалістичної Праці (1963). Основні праці присвячені розробці теорій і методів проектування та розрахунку приймально-передавальних пристроїв, стабілізації частоти генераторів, питанням радіопеленгування і радіолокації. Автор багатьох підручників з радіотехніки.

5. Бернуллі Даніїл, Bernoulli (1700–1782) – видатний математик і фізик, представник відомої династії швейцарських вчених. Працював у Петербурзькій АН (1725–1733). Йому належать важливі праці з алгебри, теорії ймовірностей, численню нескінченно малих, теорії рядів, теорії диференціальних рівнянь. Уперше увів до теорії помилок нормальний розподіл і поняття випадкових і систематичних похибок. В області математичної фізики розв'язав (1755) за допомогою тригонометричних рядів диференціальне рівняння коливання струни та вивів основне рівняння гідро- і газової динаміки (монографія «Гідродинаміка», 1738).

6. Браун Карл Фердинанд, Braun (1850–1918) – професор фізики Страсбурзького університету. В 1897 р. створив електронно-променеву трубку. В 1898 р. винайшов коливальний контур з малим загасанням. Виготовив кристалічний детектор для перших радіоприймачів, винайшов декілька типів антен і запропонував багато технічних удосконалень, які сприяли розвитку радіозв'язку. В 1909 р. Гіль'єрмо Марконі та Фердинанду Брауну присуджено Нобелівську премію з фізики за створення безпроводового телеграфу. (Роботи російського фізика О.С. Попова, який в 1895 р. оприлюднив, але не запатентував результати своїх досліджень щодо можливості передачі повідомлень за допомогою електромагнітних хвиль, не потрапили у поле зору Нобелівського комітету).

7. Ващенко-Захарченко Михайло Єгорович (1825–1912) – український математик. Народився у Полтавській області, навчався у Київському університеті, потім у Парижі. Монографія «Символічне числення та його застосування до інтегрування лінійних диференціальних рівнянь» (1862) була однією з перших робіт з операційного числення. Надрукував низку посібників з математики (елементарна геометрія, короткий курс теорії визначників, аналітична геометрія та алгебраїчний аналіз).

8. Вебер Вільгельм Едуард, W. E. Weber (1804–1891) – німецький фізик. Розробив абсолютну систему електричних і магнітних одиниць. Відкрив закон взаємодії рухомих зарядів. Експериментально визначив швидкість світла. Досліджував хвильові процеси і акустику. Одиницю під назвою «вебер» вперше введено у міжнародну практику в 1935 р. (в Україні – у 1948 р.).

9. Вольперт Аміль Рафаїлович (1908–1988) – відомий радянський радіоспеціаліст, доктор технічних наук, професор. Працював у провідних радіотехнічних наукових установах НДІ-9 (Ленінград), ЯРТІ (Москва). Напрями досліджень – антенно-фідерні пристрої та фазова радіолокація. Один з авторів кругових діаграм (Производственно-технический бюллетень НКЭП. 1940. №2).

10. Вольта Олександр, A. Volta (1745–1827) – італійський вчений. Встановив зв'язок між кількістю електрики, ємністю і напругою. Створив перший генератор електричного струму – «вольтів стовп», який приніс йому всесвітню славу. Наполеон надав йому титул графа і сенатора Італійського королівства. Поняття «напруга» визначав як «зусилля, яке виробляє кожна точка наелектризованого тіла, щоб позбавитися від наявної у ній електрики і передати її іншим тілам. Цьому зусиллю відповідають, взагалі кажучи, явища притягання, відштовхування та ін. і, зокрема, міра розходження пелюстків електрометра». Одиницю із назвою «вольт» вперше введено у 1881 р.

11. Гаусс Карл Фрідріх, Gauss (1777–1855) німецький математик, астроном, фізик і геодезист. Народився у Брауншвейзі. Вчився у Геттінгенському університеті. Захистив докторську дисертацію (1799), яка містила перше доведення основної теореми алгебри. З 1807 р. – директор Геттінгенської астрономічної обсерваторії. Праці Гаусса вплинули на розвиток вищої алгебри, теорії чисел, диференціальної геометрії, теорії тяжіння, класичної теорії електрики і магнетизма, геодезії, теоретичної астрономії.

В галузі астрономії розрахував орбіту малої планети Церери, займався теорією збурень та теорією руху небесних тіл. Складаючи карту Ганноверського королівства (1820–1830), створив вищу геодезію, винайшов геодезичний прилад – геліотроп. Оприлюднив метод найменших квадратів (1821–1823). Спільно з Г. Вебером створив абсолютну систему електромагнітних одиниць (1832). Побудував перший у Німеччині електромагнітний телеграф (1833), створив загальну теорію магнетизму, заклав основи теорії потенціалу тощо.

12. Гельмгольц Герман Людвіг Фердинанд, Herman Von Helmholtz (1821–1894) – німецький вчений, працював в області фізики, математики, фізіології та психології. Дав першу математичну трактовку закону збереження енергії. Вперше застосував принцип найменшої дії до теплових,

електромагнітних та оптичних явищ. Обґрунтував особливості вихрового руху рідини, який покладено до основи гідро- та аеродинаміки. В математиці досліджував геометричні аксіоми і ріманів простір. Увів у математичну фізику рівняння, назване його ім'ям. В області фізіології вивчав нервову і м'язову системи, органи зору та слуху. Для цього сконструював декілька оригінальних вимірювальних приладів.

13. Генрі Джозеф, J. Henry (1797 – 1878) – американський фізик. Незалежно від Фарадея виявив явище електромагнітної індукції та коливальний характер розряду конденсатора. Проводив роботи також в галузі метеорології. Створив електромагніти з великою під'ємною силою.

14. Герц Генріх Рудольф, Heinrich Hertz (1857–1894) – німецький фізик, один із засновників сучасної електродинаміки. Експериментально довів існування електромагнітних хвиль і досліджував їх властивості. Результати викладені в роботах «Основні рівняння електродинаміки тіл, що покояться» (1890) і «Основні рівняння електродинаміки рухомих тіл» (1890). Ім'ям Герца, крім одиниці вимірювання частоти, названі вібратор і резонатор, за допомогою яких він експериментально довів існування електромагнітних хвиль і досліджував їх властивості. Одиниця під назвою «герц» уперше запропонована в 1928 р., а як міжнародна – прийнята в 1933 р.

15. Гурвіц Адольф, Hurwitz (1859–1919) – німецький математик. Професор політехнічного інституту в Цюриху. Основні праці належать до математичного аналізу, теорії функцій, алгебри та теорії чисел. У теорії функцій комплексної змінної відомі теореми Гурвіца. Широко застосовується його критерій від'ємності дійсних частин коренів алгебраїчних рівнянь. Зробив внесок у геометрію. Російською перекладено його працю «Теорія аналітичних та еліптичних функцій» (1933).

16. Даламбер Жан Лерон, D'Alembert (1717–1783) – французький математик і філософ, член Паризької і Петербурзької АН. Вперше довів основну теорему алгебри (лема Даламбера). Сформулював загальні правила складання диференціальних рівнянь руху будь-яких матеріальних систем, зводячи задачі динаміки до статички (принцип Даламбера). Застосував цей принцип до гідродинаміки. Розв'язав диференціальне рівняння, яке описує коливання струни. Розглядав час як четвертий вимір. Деякі праці, присвячені філософії, астрономії, естетиці та музиці, опубліковані в «Енциклопедії наук, мистецтв і ремесел», яку Даламбер готував разом з Д. Дідро (1751–1757).

17. Джоуль Джеймс Прескотт, J. P. Joule (1818–1889) – англійський підприємець, власник пивовареного заводу в м. Манчестері. Захоплювався електричними дослідженнями та конструюванням електричних приладів. Працював також у галузі теплотехніки. У статті «Про тепловий ефект електромагнетизму та величину роботи теплоти» обґрунтував, що кількість теплоти, яка виділяється у провіднику, пропорційна квадрату сили струму (закон Джоуля-Ленца). Одиницю «джоуль» вперше введено у 1889 р.

18. Дірак Поль Адрієн Моріс, Dirac (1902–1984) – англійський фізик, член Лондонської королівської спілки. Очолював кафедру в Кембріджському

університеті, яку у свій час займав І. Ньютон. Один із засновників квантової механіки. Сформулював закони статичної механіки системи електронів. Побудував релятивістську теорію руху електронів, застосував у квантовій механіці теорію відносності. Лауреат Нобелівської премії (1933) спільно з Шредингером за створення нових, плідних варіантів квантової теорії. Увів у математичну фізику названі його ім'ям: функцію $\delta(t)$, рівняння (Дірака-Лоренца), матриці.

19. Діріхле Петер Густав Лежен, Dirichlet (1805–1859) – німецький математик, учень Фур'є. Основні роботи належать до теорії чисел, математичного аналізу (сформулював поняття умов збіжності рядів), механіки, математичної фізики. Сформулював умови, за яких періодична функція може бути розкладена в тригонометричний ряд, – для функції на інтервалі T припустима кінцева кількість розривів першого роду і кінцева кількість максимумів і мінімумів.

20. Доливо-Добровольський Михайло Йосипович (1862–1919) – російський електротехнік. Збагатив електротехніку низкою видатних відкриттів і винаходів, розробив усі пристрої (генератори, двигуни, трансформатори, лінії передачі) для трифазних систем. Створив оригінальні електровимірювальні прилади. Зробив внесок у становлення електротехнічної освіти.

21. Ед. Нортон, E. L. Norton (18..– 19..) – інженер, а згодом начальник відділу телефонної лабораторії Бела (США); у 1926 р. запропонував нове формулювання теореми про еквівалентне джерело, замінивши джерело напруги джерелом струму.

22. Ейлер Леонард, Euler (1707–1783) – видатний швейцарський математик, фізик, механік і астроном; академік Петербурзької та Паризької АН. У галузі математики вперше використав поняття функції комплексної змінної, зробив значний внесок у теорію чисел, диференціальну геометрію, теорію спеціальних функцій, варіаційне числення, теорію імовірностей, топологію. Працював в області навігації, суднобудування, оптики, опору матеріалів; розраховував політ аеростата.

23. Золотарьов Єгор Іванович (1847–1878) – російський математик, ад'юнкт Петербурзької АН. Закінчив Петербурзький ун-т (1867). Працював приват-доцентом (1868), магістром математики, професором (1876). Займався дослідженням питання про мінімуми додатних квадратичних форм при цілих значеннях змінних. У докторській дисертації (1874) виклав теорію подільності цілих алгебраїчних чисел. Розв'язав кілька окремих проблем з теорії найкращого наближення функцій.

24. Кауер Вільгельм, W. Sauer (1900–1945) – німецький вчений, математик. Працював в області математики, математичної фізики, електротехніки, синтезу електричних кіл.

25. Кеннелі Артур Едвін, Kennely (1871–1945) – американський електротехнік. Учень Едісона. Викладав курс електротехніки в Гарвардському університеті. Керував науковими дослідженнями у галузі електротехніки в Массачусетському технологічному інституті. Одночасно з Хевісайдом запро-

понував гіпотезу про відбиття радіохвиль від шарів атмосфери (іоносфери), які проводять електрику.

26. Кірхгоф Густав Роберт, K. G. Kirchhoff (1824–1887) – німецький фізик, член Берлінської Академії наук. У 1847 р. встановив закономірності розподілу струмів у розгалужених колах. Запровадив поняття електричного потенціалу і абсолютно чорного тіла. Займався проблемами механіки та технікою спектрального аналізу в хімії. Сформулював основний закон теплового випромінювання. Його чотиритомна праця «Лекції з математичної фізики» відіграла суттєву роль у розвитку теоретичної фізики.

27. Коваленков Валентин Іванович (1884–1960) – радянський учений в галузі електрозв'язку, член-кореспондент АН СРСР, генерал-майор. Закінчив Петербурзький електротехнічний інститут (1909) і Петербурзький університет (1911). Головні праці стосуються провідних ліній зв'язку, магнітних кіл і телефонної передачі. Автор кількох винаходів в області електрозв'язку і звукового кіно.

28. Коші Огюстен Луї, Cauchy (1789–1857) – французький математик, член Паризької АН (1816) і Петербурзької АН (1831). Автор більше 800 праць з арифметики і теорії чисел; алгебри, математичного аналізу, диференціальних рівнянь, тригонометрії, теоретичної та небесної механіки, математичної фізики, теорії пружності, оптики тощо. Коші належать терміни «модуль» комплексного числа, «спряжені» комплексні числа та ін.

29. Краруп Карл, С. Е. Kraepel – данський інженер, запропонував спосіб збільшення дальності передачі по кабелях зв'язку, штучно збільшуючи їхню індуктивність (1902).

30. Кулон Шарль Огюстен, Ch. Coulomb (1736–1806) – французький військовий інженер, член Паризької Академії наук. Сконструював чутливий прилад – крутильні ваги, за допомогою яких досліджував ефекти електричних і магнітних взаємодій. Запропонував методи вимірювання кількості електрики та магнетизму (магнітних мас). Після робіт Кулона стало можливим створення математичної теорії електричних і магнітних явищ. Одиницю із назвою «кулон» вперше було введено у 1881 р.

31. Лаплас П'єр Сімон, Laplace (1749–1827) – французький математик, фізик і астроном, член Паризької, Петербурзької та інших АН. Автор багатьох фундаментальних робіт з математики, експериментальної і математичної фізики та небесної механіки. Розвинув теорію диференціальних рівнянь, теорію ймовірностей, теорію помилок. Займався питаннями теплопровідності, електродинаміки. Запропонував новий метод обчислення орбіт небесних тіл, розробив теорію руху супутників Юпітера, визначив величину стиснення Землі біля полюсів тощо.

32. Ленц Емілій Християнович (1804–1865) – російський фізик, академік. Один з творців вчення про електрику і теоретичних основ електротехніки. Одним з перших прийняв закон Ома, розглядав закони розподілу струму в розгалужених провідниках (у цих роботах був попередником Кірхгофа). Встановив правило, яке визначало напрям індукованих струмів

(правило Ленца). Експериментально обґрунтував закон теплової дії струму (закон Джоуля-Ленца).

33. Ліссажу Жюль Антуан, J. A. Lissajous (1822–1880) – французький фізик, член-кореспондент Паризької АН. Розробив оптичний метод дослідження підсумовування коливань за допомогою фігур, пізніше названих його ім'ям.

34. Маклорен Колін, Maclaurin (1698–1746) – шотландський математик, професор, член Лондонської королівської спілки (1719), учень Ньютона. Працював у Шотландії (Абердін, Единбург), Франції. Лауреат премії Паризької АН за роботи з фізики (1740) разом з Д. Бернуллі, Л. Ейлером. В області аналізу встановив інтегральну ознаку збіжності числових рядів і формулу їх підсумовування. Кілька його теорем увійшли до сучасної теорії плоских кривих та проєктивної геометрії. Першим оприлюднив працю про розкладання функцій у степеневі ряди.

35. Мандельштам Леонід Ісаакович (1879–1944) – фізик, дійсний член АН СРСР; народився в Одесі. Вчився, а потім працював у Страсбурзі з К.Ф. Брауном до 1918 р. Приймав участь у дослідженнях і розробках радіопристроїв у фірмі «Сименс и Гальске». Основні праці належать до радіофізики, теорії коливань і оптики.

36. Меллін Роберт Хільмар (1854–1933) – фінський математик. Професор, а згодом директор Політехнічної школи у Гельсинкі. Основні праці присвячені диференціальним та інтегральним рівнянням. Інтегральне перетворення Мелліна широко застосовують у математичній фізиці та теорії функцій.

37. Непер, J. Napier (1550–1617) – шотландський математик. Виклав властивості логарифмів, увів таблиці логарифмів і правила користування.

38. Ом Георг Симон, G. S. Ohm (1787–1854) – німецький фізик. Експериментально відкрив і теоретично обґрунтував закон, який встановлює кількісний зв'язок між напругою і струмом в опорі. Цей закон носить його ім'я. Результати теоретичних та експериментальних досліджень Ома викладено в основній праці «Гальванічне коло, розроблене математично» (1827). Виконав низку робіт з акустики. Одиницю із назвою «омада» (потім замінено на «ом») вперше введено у 1881 р.

39. Пупін Михаїле (1858–1935) – американський фізик і електротехнік. Серб за походженням. Емігрував у США (1874), де закінчив Колумбійський університет (1883). Навчався у Кембриджському і Берлінському університетах (1885–89). З 1889 р. професор теоретичної фізики заснованого ним електротехнічного факультету Колумбійського університету, декан цього факультету (1891–1931). Розрахував і дослідами підтвердив можливість збільшення дальності телеграфного та телефонного зв'язку по кабельних лініях. Йому належать також дослідження з фізики рентгенівських променів і розробка методів їх застосування.

40. Ріман Георг Фрідріх Бернгард, Riemann (1826–1866) – німецький математик. Створив і застосував для розв'язання фізичних задач нові методи інтегрування диференціальних рівнянь з частинними похідними. Його ім'ям названі: теорема про алгебраїчні функції (теорема Рімана-Роха), матриця у теорії абелевих функцій, метод розв'язання гіперболічних рівнянь, функції Рімана та

ін. Увів так звані Ріманові поверхні, важливі при дослідженнях аналітичних функцій. Його роботи відіграли значну роль у розвитку теорії функцій комплексної змінної та аналітичної теорії чисел.

41. Сименс Ернст Вернер, E. W. Siemens (1816–1892) – німецький винахідник і підприємець. Засновник та власник великих електротехнічних концернів «Сименс і Гальске», «Сименс і Шуккерт» та ін. Працював у галузях гальванопластики, телеграфії, силової електротехніки (освітлення, трамвай, електростанції тощо.). Здійснив вимірювання діелектричної сталої багатьох речовин. Створив ртутний еталон опору. Ініціював створення центрального германського метрологічного закладу. Одиницю із назвою «сименс» вперше введено у 1936 р. До цього одиниця мала назву «ом в мінус першому степені»; пропонувався також варіант назви «мо», який підкреслював обернену пропорційність до одиниці «ом».

42. Сміт, Philip H. Smith (1905–1987) – американський інженер-електрик, член технічної ради телефонної лабораторії Бела, автор винаходів у галузі антенної техніки, створив діаграму, названу його ім'ям (1939), за допомогою якої визначають комплексний опір кола.

43. Соболев Сергій Львович (1908–1989) – видатний російський математик, академік. Народився у Петербурзі. З 1957 р. – директор інституту математики Сибірського відділення АН СРСР. Основні праці належать до динаміки твердого тіла і математичної фізики. Вперше (1936) строго визначив узагальнені функції, за допомогою яких розглянув деякі крайові задачі для рівнянь з частинними похідними. Зробив внесок у розвиток обчислювальної математики та впровадження електронно-обчислювальної техніки.

44. Татарінов Володимир Васильович (1878–1941) – відомий радянський радіотехнік. Закінчив Московський університет (1904). Працював у Нижегородській і Центральній лєнінградській радіолабораторіях. Основні праці присвячені розвитку зв'язку на коротких хвилях (принцип застосування хвиль різної довжини для роботи вдень і вночі; нова система спрямованих антен; способи узгодження антен; розрахунок комплексних опорів складних антен; розроблення антен метрових і дециметрових хвиль).

45. Тевенен, M. L. Thevenin (1857–1926) – французький телеграфний інженер. У 1883 р. відкрив теорему про еквівалентне джерело напруги. Однак відомо (*Harold Hallikainen. Thevenin's Theorem. Radio World – December 13, 1995*), що вперше аналогічну теорему в 1853 р. сформулював німецький вчений Герман Гельмгольц.

46. Тейлор Брук, Taylor (1685–1731) – англійський математик і філософ, член Лондонської королівської спілки та її вчений секретар. Досліджував властивості функцій. В 1712 р. здобув, а в 1715 р. опублікував загальну формулу розвинення функцій у степеневий ряд. Тейлор започаткував математичне вивчення задачі про коливання струни, працював над теорією кінцевих різниць.

47. Тесла Нікола, Tesla (1856–1943) – сербський винахідник в області електротехніки та радіотехніки. Незалежно від Ферраріса відкрив явище магнітного поля, що обертається. Запатентував низку конструкцій електричних

машин, лічильників, частотомірів та ін. Приймав участь у створенні Ніагарської гідроелектростанції. Розробив високочастотні трансформатор (1891) і генератори. Досліджував можливості безпроводної передачі електроенергії. Його ім'ям у системі СІ названа одиниця магнітної індукції, густини магнітного потоку і магнітної поляризації *тесла* (Тл), а також одиниця магнітного векторного потенціалу поляризації *тесла-метр* (Тл·м).

48. Томсон Уільям, Thomson (1824–1907) – англійський фізик. Більше 50 років керував кафедрою теоретичної фізики університету в Глазго. За наукові заслуги отримав титул лорда Кельвіна за назвою річки в цьому місті. Зробив внесок в термодинаміку, теорію електричних коливань, математичну фізику. Зробив низку винаходів і удосконалень в телеграфії та вимірювальній техніці. Запропонував термодинамічну температурну шкалу, одиниця виміру в якій отримала назву – кельвін (К).

49. Уатт Джеймс, J. Watt (1736–1819) – англійський винахідник. Автор кількох винаходів і теоретичних праць в галузі теплотехніки. Творець досконалого парового двигуна. Одиницю із назвою «ват» вперше введено у 1889 р.

50. Уїтстон Чарлз, Wheatstone (1802–1875) – англійський фізик, член Лондонського королівського товариства. Займався дослідженнями у галузі акустики та електрики. Розробив і запатентував один з перших телеграфних апаратів. Сконструював ряд приладів, у тому числі так званий «місток Уїтстона».

51. Фарадей Майкл, M. Faraday (1791–1867) – видатний англійський фізик. Відкрив закон електромагнітної індукції. Вперше висловив думку про дискретність електрики та про елементарний заряд. Проводив дослідження діелектриків. Відкрив явище магнітного обертання площини поляризації електромагнітних хвиль, яке отримало назву ефекта Фарадея. Відкрив діамагнетизм і парамагнетизм. Запровадив метод відображення магнітного поля за допомогою силових ліній. Фарадей займався вивченням хімічної дії струму: сформулював закон електролізу; запровадив низку нових, тепер загальноуживаних термінів (анод, катод, електроліт, іони та ін.). Результати досліджень Фарадея в галузі електрики були опубліковані у трьох томах під назвою «Експериментальні дослідження з електрики». Одиницю під назвою «фарада» вперше введено у 1881 р.

52. Ферраріс Галілео, Ferraris (1847–1897) – італійський фізик і електротехнік. Основні роботи присвячені теорії і практичному застосуванню змінних струмів. У 1884-1887 рр. одним з перших виконав дослідження трансформаторів. Відкрив явище магнітного поля, що обертається, і на цій основі створив модель асинхронного двигуна. Працював також в області оптики і теорії тепла.

53. Фур'є Жан Батіст Жозеф, Fourier (1768–1830) – французький математик, член Паризької АН, почесний член Петербурзької АН. Основний об'єкт досліджень – математична фізика. Основні роботи – «Аналітична теорія тепла» (1822) і «Аналіз означених рівнянь» (1831). Розробив метод розділення

змінних, заснований на поданні функцій тригонометричними рядами (рядами Фур'є).

54. Хевісайд Олівер, Oliver Heaviside (1850–1925) – англійський інженер і фізик, член Лондонської королівської спілки. Основні праці, що належать до теорії електрики та електротехніки, опубліковані у тритомній монографії «Електромагнітна теорія» (1893–1912). У 1902 р. одночасно з А. Е. Кеннелі вказав на існування іонізованого шару атмосфери (іоносфери), який відбиває електромагнітні хвилі. Припустив, що цей шар спільно з поверхнею Землі дозволяє електромагнітним хвилям огинати земну кулю. Подальші фундаментальні дослідження іоносфери виконав Е. Еплтон (Нобелівська премія з фізики, 1947). Хевісайд є одним з творців операторного методу аналізу, який широко застосовується у математичній фізиці й електрорадіотехніці.

55. Чебишов Пафнутій Львович (1821–1894) – російський математик і механік, засновник петербурзької математичної школи, академік (1859), член багатьох іноземних АН. Автор понад 70 наукових праць з теорії чисел, теорії ймовірностей, теорії наближення функцій, інтегрального числення. Довів так званий постулат Бертрана, встановив асимптотичний закон розподілу простих чисел. Довів загальні форми закону великих чисел, центральну граничну теорему. Заснував новий розділ теорії функцій, складовою якого є теорія найкращих наближень функцій поліномами. Конструював машини та механізми, створив та вдосконалив понад 80 механізмів.

56. Ширман Яков Давидович (1919–2010) – відомий вчений в області радіолокації, доктор технічних наук, професор, генерал-майор. Закінчив Військово-повітряну академію ім. Можайського та ад'юнктуру (військову аспірантуру). З 1949 р. працював у Харкові (Артилерійська радіотехнічна академія ім. Говорова, Харківський ун-т повітряних сил). Зробив значний внесок у теорію і практику сучасної радіолокації (складні сигнали та методи їхньої обробки, автокомпенсатори завод тощо). Удостоєний двох Державних премій. Автор кількох підручників і монографій. Засновник наукової школи, яка виховала цілу плеяду вчених.

57. Штейнметц Чарлз Протеус, Steinmetz (1865–1923) – американський електротехнік. Як головний електрик концерну «Дженерал електрик компані» проектував більшість електричних машин і апаратів, які виробляв цей концерн. Дослідницькі роботи присвячені втратам на вихреві струми, світлотехніці, електричним розрядам, інженерній математиці (метод комплексних амплітуд).

58. Яблочков Павло Миколайович (1847–1894) – російський військовий інженер, винахідник у галузі електротехніки. Розробив і вдосконалив перше джерело світла (електрична свіча), генератори і хімічні джерела струму, трансформатор (патент – у 1876 р.). Ініціював централізоване виробництво електроенергії.

5 ПРИКЛАДИ ЗАДАЧ З РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

Приклад 5.1. Скласти у загальному вигляді систему рівнянь за законами

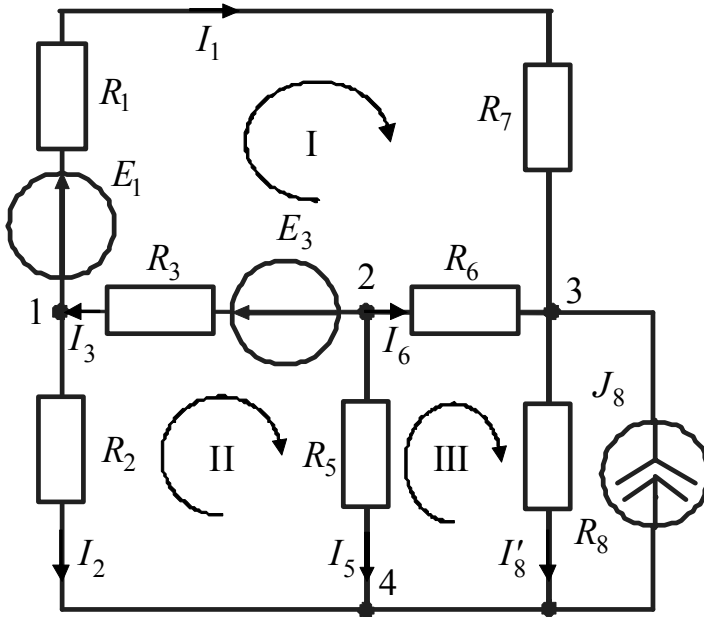


Рисунок 5.1 – Схема кола

| | |
|------------|--|
| 1-й контур | $I_1 R_1 + I_3 R_3 + I_1 R_7 - I_6 R_6 = E_1 + E_3;$ |
| 2-й контур | $-I_2 R_2 - I_3 R_3 + I_5 R_5 = -E_3;$ |
| 3-й контур | $-I_5 R_5 + I_6 R_6 + I_8' R_8 = 0.$ |

Кірхгофа для кола (рис. 5.1).

Розв'язання. Виберемо позитивні напрями струмів у вітках та обходів контурів. У колі $M = 4$ вузли та $N = 6$ віток. Визначимо кількість незалежних рівнянь за першим та другим законами Кірхгофа:

$$m = M - 1 = 4 - 1 = 3;$$

$$n = N - M + 1 = 6 - 4 + 1 = 3$$

відповідно (вітку з джерелом струму не враховуємо). Складемо систему рівнянь за законами Кірхгофа:

$$1\text{-й вузол} \quad -I_1 + I_3 - I_2 = 0;$$

$$2\text{-й вузол} \quad -I_3 - I_5 - I_6 = 0;$$

$$3\text{-й вузол} \quad I_6 + I_1 - I_8' + J_8 = 0;$$

Приклад 5.2. Для кола (рис. 5.1) скласти у загальному вигляді матриці опорів та контурних ЕРС за методом контурних струмів (МКС), а також матриці провідностей та вузлових струмів за методом вузлових напруг (МВН).

Розв'язання. Щоб застосувати метод контурних струмів, попередньо джерело струму J_8 з паралельним опором R_8 еквівалентно замінимо джерелом ЕРС $E_8 = J_8 R_8$ з послідовно увімкненим опором R_8 (рис. 5.2, а).

Складемо матриці опорів та контурних ЕРС:

$$(R) = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + R_3 + R_6 + R_7 & -R_3 & -R_6 \\ -R_3 & R_2 + R_3 + R_5 & -R_5 \\ -R_6 & -R_5 & R_5 + R_6 + R_8 \end{pmatrix};$$

$$(E) = \begin{pmatrix} E_I \\ E_{II} \\ E_{III} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_1 + E_3 \\ -E_3 \\ -E_8 \end{pmatrix}.$$

Для методу вузлових напруг еквівалентно замінимо джерела ЕРС з послідовно увімкненими опорами джерелами струму з паралельно увімкненими опорами: $J_1 = E_1 / (R_1 + R_7)$; $J_3 = E_3 / R_3$ (рис. 5.2, б).

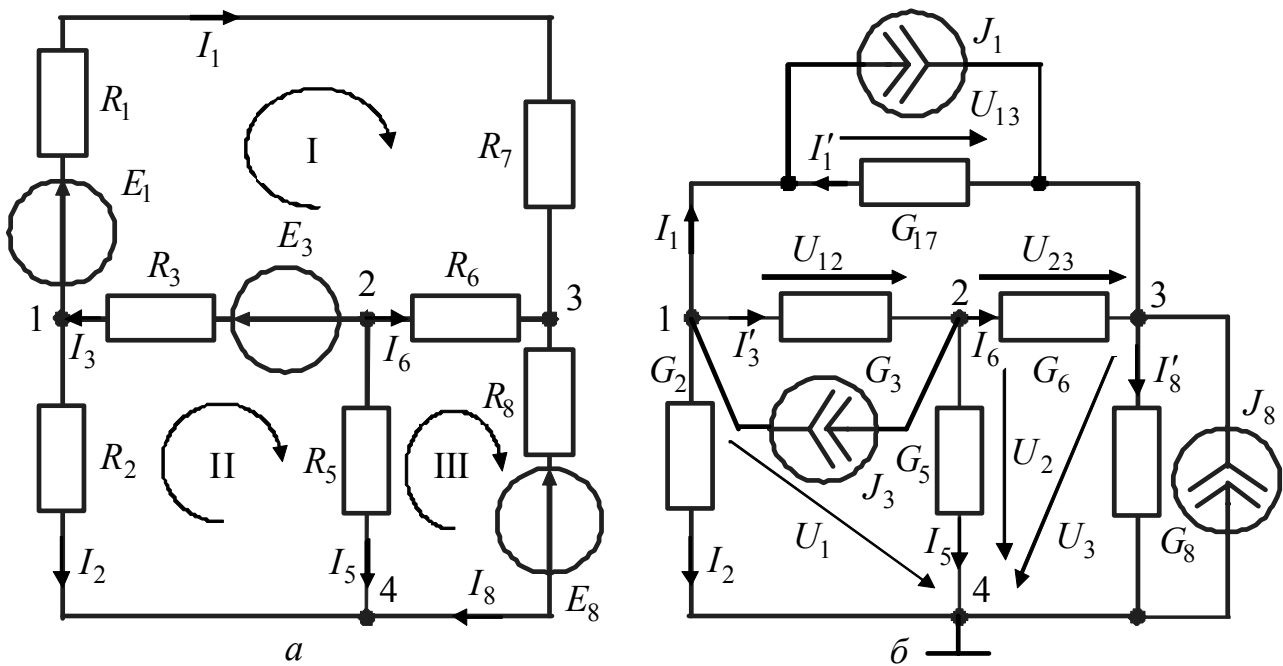


Рисунок 5.2 – Схеми кола: *a* – для МКС; *б* – для МВН

Складемо матриці провідностей та вузлових струмів:

$$(G) = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{17}+G_2+G_3 & -G_3 & -G_{17} \\ -G_3 & G_3+G_5+G_6 & -G_6 \\ -G_{17} & -G_6 & G_6+G_8+G_{17} \end{pmatrix};$$

$$(I_{вз}) = \begin{pmatrix} I_{вз1} \\ I_{вз2} \\ I_{вз3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_3 - J_1 \\ -J_3 \\ J_1 + J_8 \end{pmatrix}.$$

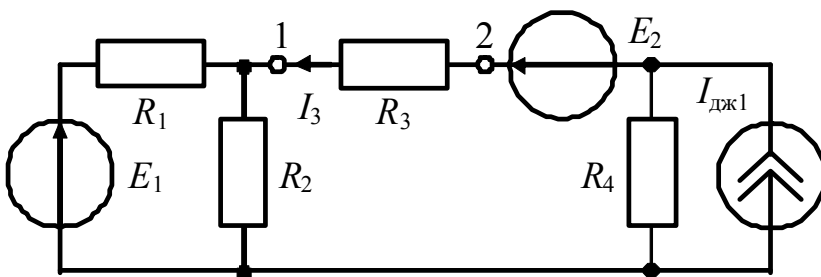


Рисунок 5.3 – До прикладу 5.3

Приклад 5.3. Параметри схеми (рис. 5.3):

$E_1 = 10$ В; $E_2 = 30$ В;
 $I_{дж1} = 4$ мА; $R_1 = R_2 =$
 $= 10$ кОм; $R_3 = R_4 =$
 $= 5$ кОм. Знайти струм I_3
за теоремою: 1) накладання; 2) Тевенена.

Розв'язання. 1. За теоремою накладання складемо три часткові схеми:

1) вважаємо $E_1 \neq 0$, $E_2 = 0$ (замкнено), $I_{дж1} = 0$ (розімкнено); знайдемо частковий струм I'_3 за схемою (рис. 5.4, *a*):

$$I'_1 = \frac{E_1}{R_1 + R_2(R_3 + R_4)/(R_2 + R_3 + R_4)} = 0,67 \text{ мА}; \quad I'_3 = I'_1 \frac{R_2}{R_2 + R_3 + R_4} = 0,33 \text{ мА};$$

- 2) $E_1 = 0, E_2 \neq 0, I_{дж1} = 0$ (рис. 5.4, б): $I_3'' = \frac{E_2}{R_3 + R_4 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} = 2 \text{ мА}$;
- 3) $E_1 = 0, E_2 = 0, I_{дж1} \neq 0$ (рис. 5.4, в): $I_3''' = I_{дж1} \frac{R_4}{R_3 + R_4 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} = 1,33 \text{ мА}$.

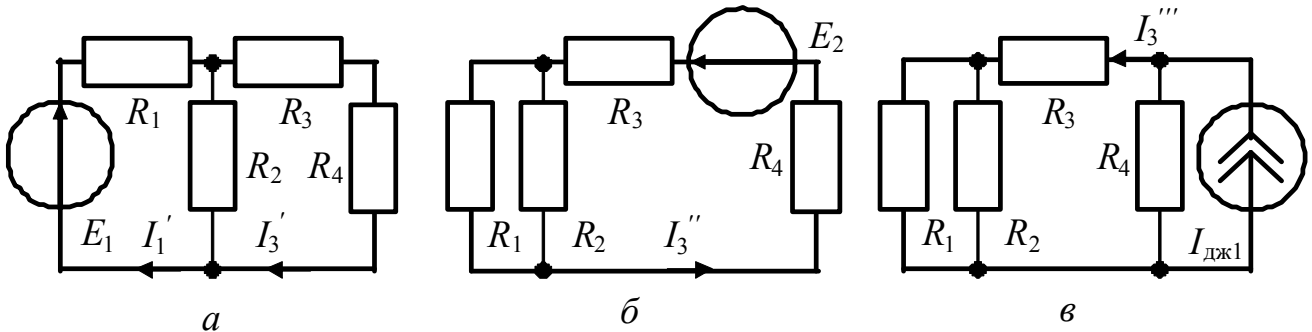


Рисунок 5.4 – Часткові схеми кола

Повний струм I_3 обчислимо як алгебраїчну суму часткових струмів: $I_3 = -I_3' + I_3'' + I_3''' = 3 \text{ мА}$. Частковий струм I_3' має знак "мінус", оскільки його напрям не збігається з обраним позитивним напрямом струму I_3 .

2. За теоремою Тевенена: 1) замінимо активний двополюсник відносно точок 1, 2 еквівалентним джерелом напруги (рис. 5.5);

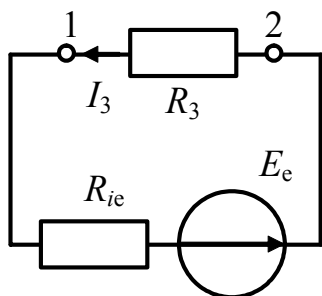


Рисунок 5.5 – До прикладу 5.3

2) визначимо значення ЕРС $E_e = U_{x.x}$ для схеми (рис. 5.6, а). Для цього запишемо рівняння за другим законом Кірхгофа: $I_2 R_2 - I_{дж1} R_4 + U_{x.x} = E_2$, звідки $U_{x.x} = E_2 - I_2 R_2 + I_{дж1} R_4$. Струм I_2 знайдемо за законом Ома $I_2 = E_1 / (R_1 + R_2) = 10 / 20 = 0,5 \text{ мА}$. Тоді $U_{x.x} = E_e = 30 - 0,5 \cdot 10 + 4 \cdot 5 = 45 \text{ В}$;

3) розрахуємо вхідний опір двополюсника (рис. 5.6, б) з боку точок 1, 2 (для переходу від активного до пасивного двополюсника ідеальні джерела ЕРС розімкнуті, а джерела струму – замкнуті): $r_{вх} = R_{ie} = R_4 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$;

4) обчислимо I_3 за законом Ома (рис.5.5): $I_3 = E_e / (R_{ie} + R_3) = 3 \text{ мА}$.

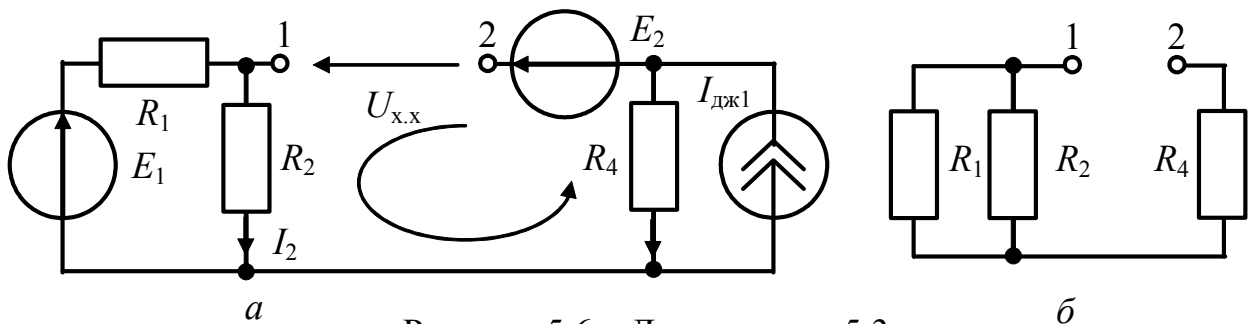


Рисунок 5.6 – До прикладу 5.3

Приклад 5.4. Параметри кола (рис. 5.7, а): $e(t) = 10\sqrt{2} \cos(\omega t + \pi/3)$ В. Знайти $i(t)$, $u_R(t)$, $u_L(t)$, якщо $R = 1$ кОм; $X_L = \omega L = 1$ кОм. Побудувати векторну діаграму.

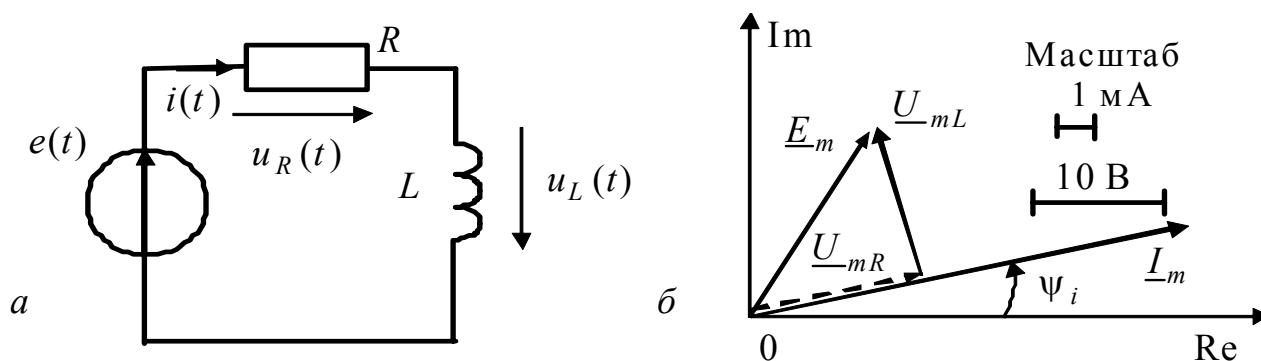


Рисунок 5.7 – До прикладу 5.4: а – схема; б – векторна діаграма

Розв'язання. Знайдемо комплексний опір кола: $\underline{Z} = R + j\omega L = 1 + j1 = \sqrt{2}e^{j\pi/4}$ кОм. За законом Ома обчислимо комплексні амплітуди струму і напруг та побудуємо векторні діаграму (рис. 5.7, б):

$$\underline{I}_m = \frac{\underline{E}_m}{\underline{Z}} = \frac{10 \cdot \sqrt{2} e^{j\pi/3}}{\sqrt{2} \cdot 10^3 e^{j\pi/4}} = 10 e^{j15^\circ} \text{ мА};$$

$$\underline{U}_{mL} = \underline{I}_m \underline{Z}_L = 10 e^{j15^\circ} \cdot 1 e^{j90^\circ} = 10 e^{j105^\circ} \text{ В}; \quad \underline{U}_{mR} = \underline{I}_m R = 10 e^{j15^\circ} \cdot 1 = 10 e^{j15^\circ} \text{ В}.$$

Миттєві значення струму і напруг становитимуть:

$$i(t) = \text{Re}\{\underline{I}_m e^{j\omega t}\} = 10 \cos(\omega t + 15^\circ) \text{ мА}; \quad u_L(t) = \text{Re}\{\underline{U}_{mL} e^{j\omega t}\} = 10 \cos(\omega t + 105^\circ) \text{ В};$$

$$u_R(t) = \text{Re}\{\underline{U}_{mR} e^{j\omega t}\} = 10 \cos(\omega t + 15^\circ) \text{ В}.$$

Приклад 5.5. Знайти комплексну передатну функцію кола (рис. 5.8, а), вважаючи вхідною дією напругу \underline{U}_1 , а відгуком – напругу \underline{U}_2 . Визначити АЧХ, ФЧХ, побудувати графік АЧХ.

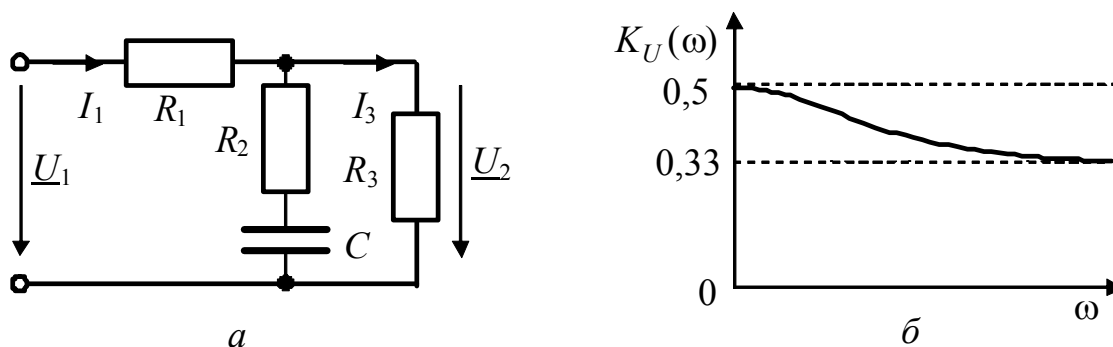


Рисунок 5.8 – До прикладу 5.5: а – схема кола; б – АЧХ

Розв'язання. Згідно з визначенням $H(j\omega) = K_U(j\omega) = \underline{U}_2 / \underline{U}_1$.

За законом Ома $\underline{U}_2 = \underline{I}_3 R_3$; $\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \underline{Z}_{\text{вх}}$. Струм \underline{I}_3 знайдемо за формулою розкиду струмів: $\underline{I}_3 = \underline{I}_1 \frac{R_2 + \underline{Z}_C}{R_2 + R_3 + \underline{Z}_C}$. Враховуючи, що вхідний опір схеми

$\underline{Z}_{\text{вх}} = R_1 + \frac{(R_2 + \underline{Z}_C)R_3}{R_2 + R_3 + \underline{Z}_C}$, запишемо вираз для $K_U(j\omega)$:

$$\begin{aligned} K_U(j\omega) &= \frac{\underline{I}_1 \frac{(R_2 + \underline{Z}_C)R_3}{R_2 + R_3 + \underline{Z}_C}}{\underline{I}_1 \left(R_1 + \frac{(R_2 + \underline{Z}_C)R_3}{R_2 + R_3 + \underline{Z}_C} \right)} = \frac{(R_2 + \underline{Z}_C)R_3}{R_1(R_2 + R_3) + R_1 \underline{Z}_C + (R_2 + \underline{Z}_C)R_3} = \\ &= \frac{R_3 + j\omega CR_2 R_3}{R_1 + R_3 + j\omega C(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)}. \end{aligned}$$

З виразу для $K_U(j\omega)$ знаходимо формули для АЧХ і ФЧХ:

$$\begin{aligned} K_U(\omega) &= \sqrt{\frac{R_3^2 + (\omega CR_2 R_3)^2}{(R_1 + R_3)^2 + [\omega C(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)]^2}}; \\ \varphi(\omega) &= \arctg(\omega CR_2) - \arctg \frac{\omega C(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)}{R_1 + R_3}. \end{aligned}$$

Графік АЧХ за умови рівності всіх опорів зображено на рис. 5.8, б.

Приклад 5.6. Визначити перехідні характеристики кола (рис. 5.9, а), вважаючи дією напругу $u_{\text{вх}}(t)$, а відгуками – струми $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$ та напругу $u_L(t)$. Записати вирази для перехідних характеристик, якщо $R_1 = R_2 = R_3 = R$, та побудувати їхні графіки для $R = 2$ кОм, $L = 30$ мкГн.

Розв'язання. Поклавши $u_{\text{вх}}(t) = 1(t)$ (рис. 5.9, а), визначимо режим кола, який характеризує шукані перехідні характеристики.

Оскільки R, L коло має перший порядок, сталу часу знайдемо у вигляді: $\tau = L / R_e$, де $R_e = R_2 + R_1 R_3 / (R_1 + R_3)$ – еквівалентний опір кола (рис. 5.9, б) відносно затискачів індуктивності при замкнених вхідних затискачах ($u_{\text{вх}} = 0$).

Перехідні характеристики знаходимо у вигляді:

$$g(t) = [g_{\text{вл}}(t) + g_{\text{вм}}] \cdot 1(t) = (Ae^{-t/\tau} + g_{\text{вм}}) \cdot 1(t),$$

де $g_{\text{вл}}(t) = Ae^{-t/\tau}$, $g_{\text{вм}}$ – відповідно вільні та вимушені складові розв'язку; A – сталі інтегрування.

Вимушені складові розв'язку знайдемо, розглядаючи усталений режим ($t \rightarrow \infty$) при постійній одиничній напрузі на вході (рис. 5.9, в): $g_{u_L \text{ в м}} = u_L(\infty) = 0$.

$$g_{i_1 \text{ в м}} = i_1(\infty) = \frac{1}{R_1 + R_2 R_3 / (R_2 + R_3)} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3};$$

$$g_{i2_{\text{BM}}} = i_2(\infty) = \frac{R_3}{[R_1 + R_2 R_3 / (R_2 + R_3)](R_2 + R_3)} = \frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3};$$

$$g_{i3_{\text{BM}}} = i_3(\infty) = \frac{R_2}{[R_1 + R_2 R_3 / (R_2 + R_3)](R_2 + R_3)} = \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}.$$

Щоб визначити початкові значення перехідних характеристик, розглянемо режим кола для $t = +0$ (рис. 5.9, з): $g_{i1}(+0) = i_1(+0) = g_{i3}(+0) = i_3(+0) = 1/(R_1 + R_3)$; $g_{i2}(+0) = i_2(+0) = 0$; $g_{u_L}(+0) = u_L(+0) = R_3/(R_1 + R_3)$.

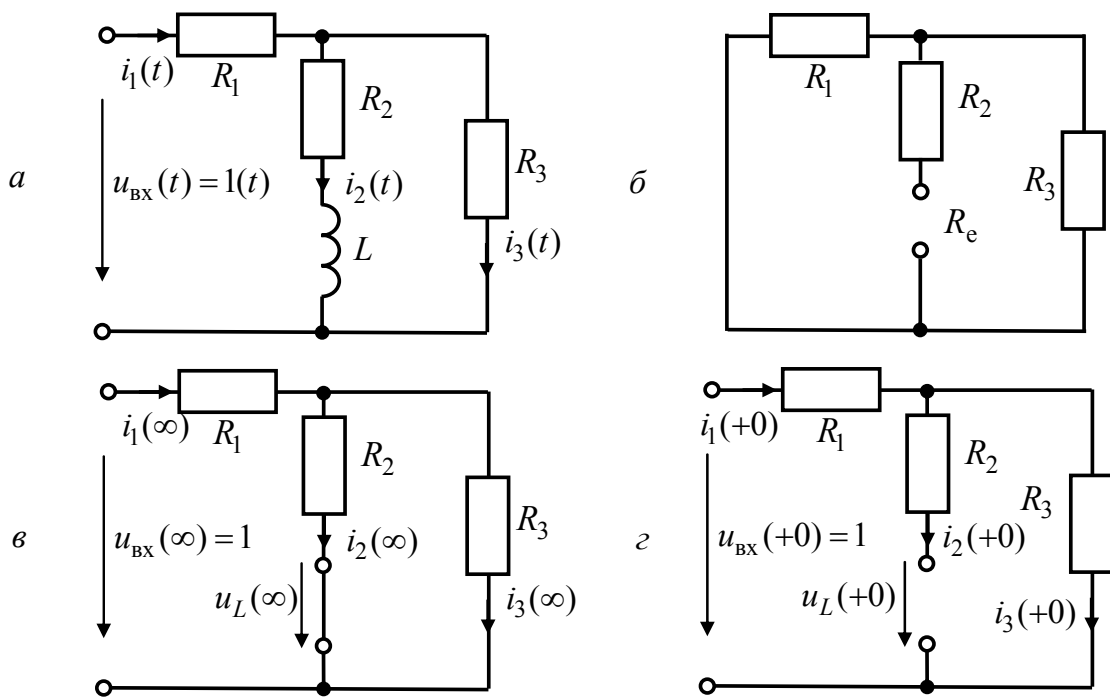


Рисунок 5.9 – До прикладу 5.6: а – схема кола; б – еквівалентна схема для визначення R_e ; в – режим кола при $t \rightarrow \infty$; з – режим кола при $t = +0$

З рівнянь $g(t) = Ae^{-t/\tau} + g_{\text{BM}}$ для $t = +0$ знаходимо сталі інтегрування:

$$A_{i1} = g_{i1}(+0) - g_{i1_{\text{BM}}} = \frac{1}{R_1 + R_3} - \frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} = -\frac{R_3^2}{(R_1 + R_3)(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)};$$

$$A_{i2} = g_{i2}(+0) - g_{i2_{\text{BM}}} = -\frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3};$$

$$A_{i3} = g_{i3}(+0) - g_{i3_{\text{BM}}} = \frac{1}{R_1 + R_3} - \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} = \frac{R_1 R_3}{(R_1 + R_3)(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)};$$

$$A_{u_L} = g_{u_L}(0+) - g_{u_L_{\text{BM}}} = R_3/(R_1 + R_3).$$

Значення вимушених складових, сталих інтегрування та кінцеві вирази для перехідних характеристик у випадку $R_1 = R_2 = R_3 = R$ і для заданих значень L, R матимуть вигляд:

$$g_{i1}(t) = [-(1/6R)e^{-\frac{t}{L/(1,5R)}} + 2/3R] \cdot 1(t) \approx (-0,833 \cdot 10^{-4} e^{-100t} + 3,33 \cdot 10^{-4}) \cdot 1(t), \text{См};$$

$$g_{i2}(t) = \frac{1}{3R} [1 - e^{-\frac{t}{L/(1,5R)}}] \cdot 1(t) \approx 1,66 \cdot 10^{-4} (1 - e^{-100t}) \cdot 1(t), \text{См};$$

$$g_{i3}(t) = [(1/6R)e^{-\frac{t}{L/(1,5R)}} + 1/3R] \cdot 1(t) \approx (0,833 \cdot 10^{-4} e^{-100t} + 1,66 \cdot 10^{-4}) \cdot 1(t), \text{См};$$

$$g_{uL}(t) = 0,5 e^{-\frac{t}{L/(1,5R)}} \cdot 1(t) = 0,5 e^{-100t} \cdot 1(t);$$

Згідно з виразами для $g(t)$ побудуємо графіки (рис. 5.10): $g_{i1}(t)$, $g_{i2}(t)$, $g_{i3}(t)$ мають розмірність провідності (См), а $g_{uL}(t)$ безрозмірна.

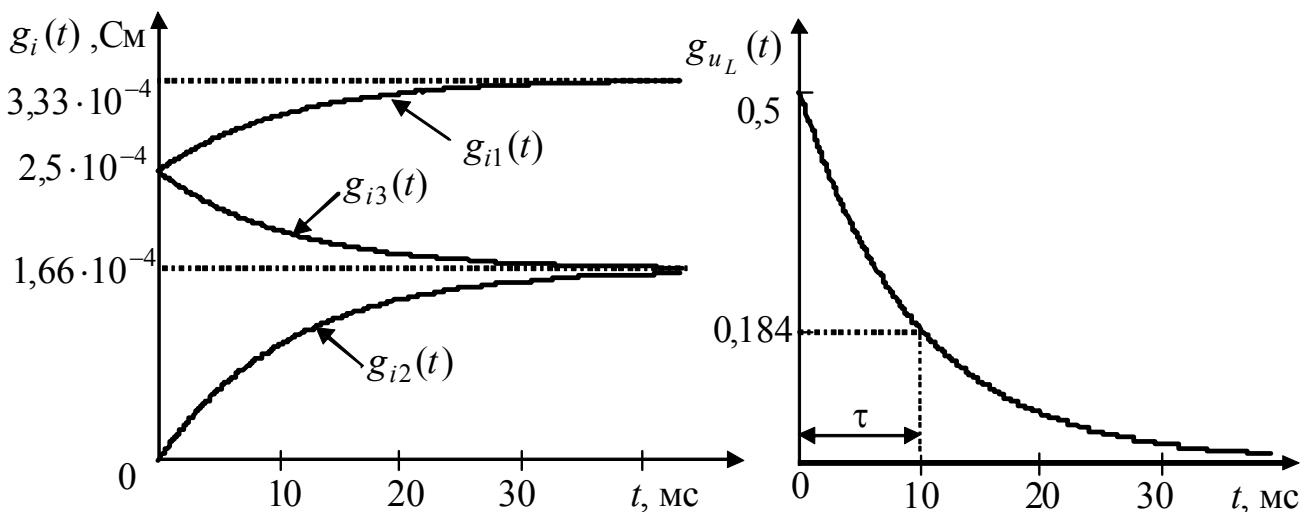


Рисунок 5.10 – Графіки перехідних характеристик у прикладі 5.7

Приклад 5.7. Визначити імпульсні характеристики кола, розглянутого у прикладі 5.6. Накреслити графіки імпульсних характеристик.

Розв'язання. Диференціюючи знайдені у прикладі 5.6 перехідні характе-

ристики $h(t) = \frac{d[g(t)]}{dt} = \frac{d[g'_{\text{анал}}(t) \cdot 1(t)]}{dt} = g'_{\text{анал}}(t) \cdot 1(t) + g_{\text{анал}}(+0) \cdot \delta(t)$, де $g_{\text{анал}}(t)$

– аналітичний вираз $h(t)$ при $t > 0$, отримуємо:

$$h_{i1}(t) = \frac{d[g_{i1}(t)]}{dt} = 0,833 \cdot 10^{-2} e^{-t/10^{-2}} \cdot 1(t) + 2,5 \cdot 10^{-4} \delta(t), \text{См/с};$$

$$h_{i2}(t) = \frac{d[g_{i2}(t)]}{dt} = 1,66 \cdot 10^{-2} e^{-t/10^{-2}} \cdot 1(t), \text{См/с};$$

$$h_{i3}(t) = \frac{d[g_{i3}(t)]}{dt} = -0,833 \cdot 10^{-2} e^{-t/10^{-2}} \cdot 1(t) + 2,5 \cdot 10^{-4} \delta(t), \text{См/с};$$

$$h_{uL}(t) = \frac{d[g_{uL}(t)]}{dt} = \frac{d[0,5 e^{-t/10^{-2}} \cdot 1(t)]}{dt} = -50 e^{-t/10^{-2}} \cdot 1(t) + 0,5 \delta(t), 1/\text{с}.$$

Зобразимо графіки імпульсних характеристик (рис. 5.11). Дельта-функція присутня на графіках $h_{i1}(t)$, $h_{i3}(t)$ і $h_{u_L}(t)$ (рис. 5.11, а, в, з). У виразі та на графіку $h_{i2}(t)$ (рис.5.11, б) дельтоподібна складова відсутня.

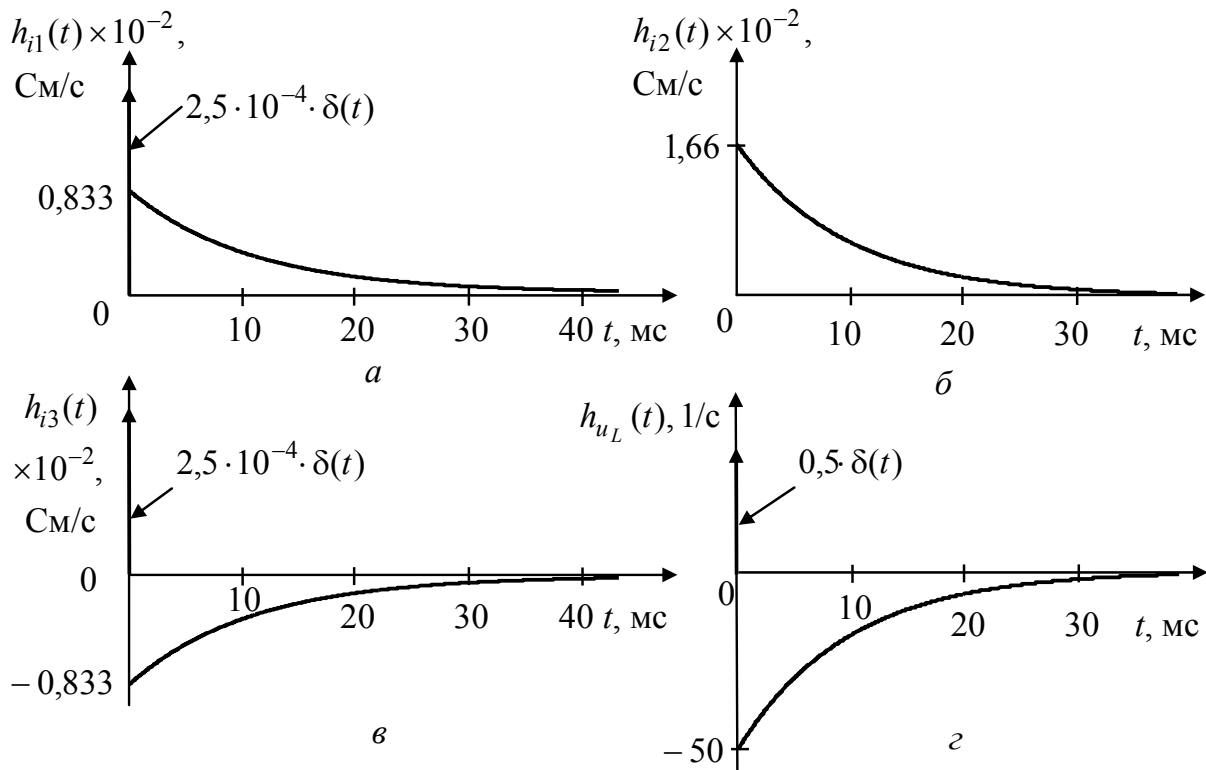


Рисунок 5.11 – Графіки імпульсних характеристик у прикладі 5.7

Приклад 5.8. На вхід кола (рис. 5.12, а) з параметрами $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $C = 1 \text{ нФ}$ подається напруга u_1 , а з виходу знімається напруга u_2 . Визначити ОПФ кола $H(p)$, перейти до КПФ $H(j\omega)$, знайти АЧХ і ФЧХ. Визначити операторним методом перехідну $g(t)$ та імпульсну $h(t)$ характеристики, а також відгук на дію u_1 ($U_0 = 1 \text{ В}$, $U_t = 4 \text{ В}$, $t_1 = 1 \text{ мкс}$), яку задано графічно (рис. 5.12, б). Порівняти граничні значення часових та частотних характеристик.

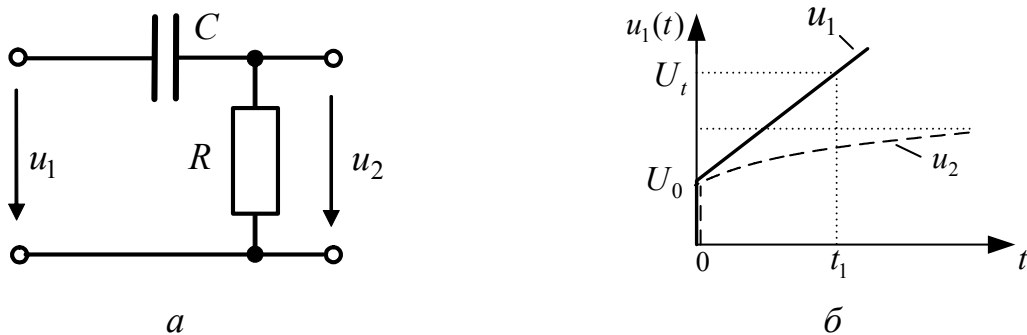


Рисунок 5.12 – До прикладу 5.8

Розв'язання. 1. Визначаємо ОПФ за формулою $H(p) = F_2(p)/F_1(p)$. Оскільки дія та відгук є напругами, функція $H(p)$ має сенс операторного коефіцієнта передачі за напругою. Елементи кола з'єднано послідовно, тому напруги $U_1(p)$ та $U_2(p)$ знаходимо через загальний струм $I(p)$ за законом Ома.

$$H(p) = K_U(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{I(p)R}{I(p)(1/pC + R)} = \frac{pCR}{1 + pCR} = \frac{p}{p + 1/CR} = \frac{p}{p + 1/\tau}.$$

2. Замінюючи $p \rightarrow j\omega$, переходимо до КПФ, знаходимо її модуль (АЧХ) та аргумент (ФЧХ):

$$K_U(j\omega) = K_U(p) \Big|_{p=j\omega} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} = |K_U(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)},$$

де

$$K_U(\omega) = \frac{\omega CR}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} = \frac{10^{-6}\omega}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot 10^{-12}}} - \text{АЧХ};$$

$$\varphi(\omega) = \pi/2 - \text{arctg}(\omega CR) - \text{ФЧХ}.$$

3. Визначаємо часові характеристики кола за формулами:

$$G(p) = \frac{H(p)}{p} = \frac{p}{(p + 1/\tau)p} = \frac{1}{p + 1/\tau} \div e^{-t/\tau} = e^{-10^6 t} = g(t).$$

Перехід від зображення перехідної характеристики $G(p)$ до її оригіналу $g(t)$ здійснюємо за таблицями: $A/(p + \alpha) \div Ae^{-\alpha t}$.

$$H(p) = \frac{p}{p + 1/\tau} = 1 - \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{p + 1/\tau}; \quad g(t) = \delta(t) - \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} = \delta(t) - 10^6 e^{-10^6 t} \text{ с}^{-1}.$$

Зазначимо, що якщо степінь чисельника функції $H(p)$ більший або дорівнює степеню знаменника, доцільно визначити цілу частину дробової функції $H(p)$, поділивши чисельник на знаменник. Тоді для запису оригіналу цілої частини можна скористатись табличним співвідношенням: $A \cdot 1(p) \div A\delta(t)$.

4. За графіком знаходимо аналітичний вираз напруги u_1 при $t \geq 0$:

$$u_1(t) = kt + U_0 = (U_t - U_0/t_1)t + U_0 = 3 \cdot 10^{-6}t + 4 \text{ В}.$$

За допомогою табличних співвідношень $A \div A/p$; $At \div A/p^2$ переходимо до зображення вхідної напруги: $U_1(p) = k/p^2 + U_0/p$.

Визначаємо відгук кола $u_2(t)$ за допомогою ОПФ:

$$U_2(p) = K_U(p) \cdot U_1(p) = \frac{p}{1 + 1/\tau} \cdot \left(\frac{k}{p^2} + \frac{U_0}{p} \right) = \frac{k}{(p + 1/\tau)p} + \frac{U_0}{p + 1/\tau}.$$

Користуючись табличними співвідношеннями $A/(p + \alpha) \div Ae^{-\alpha t}$ та $\frac{1}{p(p + \alpha)} = \frac{1}{\alpha}(1 - e^{-\alpha t})$, знаходимо оригінал відгуку:

$$u_2(t) = k\tau(1 - e^{-t/\tau}) + U_0 e^{-t/\tau} = k\tau + (U_0 - k\tau)e^{-t/\tau} = 3 - 2e^{-t/\tau} \text{ В}.$$

Графік $u_2(t)$ зображено на рис. 5.12, б.

Приклад 5.9. Знайти ОПФ кола з операційним підсилювачем (рис. 5.13).

Розв'язання. Визначимо кількість незалежних вузлів – чотири. Вхідний вузол $a = 1$, вихідний $b = 4$, інвертувальний вхід ОП $p = 3$, вихід ОП $r = 4$.

ОПФ визначимо за формулою: $H_U(p) = \frac{U_4(p)}{U_1(p)} = \frac{\Delta_{14,43}}{\Delta_{11,43}}$, яка містить

відношення алгебраїчних доповнень матриці операторних провідностей кола:

$$(Y(p)) = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{pmatrix} G_1 & -G_1 & 0 & 0 \\ -G_1 & G_1 + G_2 + G_3 + pC_1 & -G_3 & -G_2 \\ 0 & -G_3 & G_3 + pC_2 & -pC_2 \\ 0 & -G_2 & -pC_2 & G_2 + pC_2 \end{pmatrix} \end{matrix}.$$

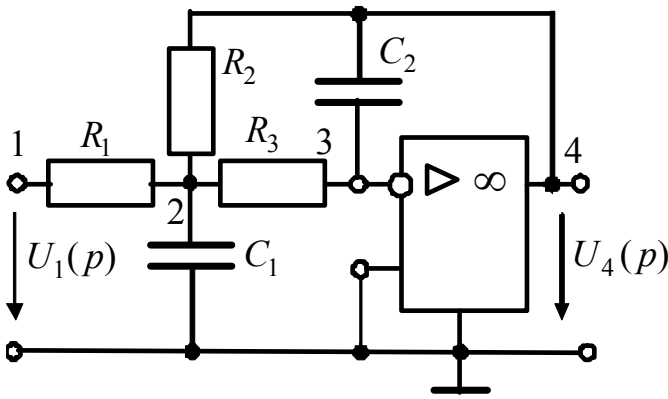


Рисунок 5.13 – Схема кола у прикладі 5.9

Визначимо чисельник ОПФ. Після викреслення рядків з номерами 1, 4 і стовпців з номерами 4, 3 залишаються рядки з номерами 2, 3 і стовпці з номерами 1, 2, котрі утворюють підматрицю $(Y)_a$:

$$(Y)_a = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} -G_1 & G_1 + G_2 + G_3 + pC_1 \\ 0 & -G_3 \end{pmatrix} \end{matrix}.$$

Отже, $\Delta_{14,43} = (-1)^{\sigma_1 + \varepsilon_1} G_1 G_3$.

Сума індексів $\sigma_1 = 1 + 4 + 4 + 3 = 12$. Обидві послідовності, які складають номери викреслених рядків (1, 4) і стовпців (4, 3), упорядковані, але перша має спадний характер, а друга – зростаючий. Виконавши одну перестановку, другу послідовність перетворюємо на спадну: (3, 4), тобто $\varepsilon_1 = 1$.

Остаточно матимемо: $\Delta_{14,43} = (-1)^{13} G_1 G_3 = -G_1 G_3$.

Знаменник ОПФ визначимо з підматриці $(Y)_b$:

$$(Y)_b = \begin{matrix} & \begin{matrix} 2 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} G_1 + G_2 + G_3 + pC_1 & -G_2 \\ -G_3 & -pC_2 \end{pmatrix} \end{matrix};$$

$$\Delta_{11,43} = (-1)^{\sigma_2 + \varepsilon_2} [(G_1 + G_2 + G_3 + pC_1)(-pC_2) - G_2 G_3].$$

Послідовність викреслених рядків: (1, 4); стовпців: (1, 3).

Враховуючи, що $\sigma_2 = 1 + 4 + 1 + 3 = 9$, $\varepsilon_2 = 0$, матимемо:

$$\Delta_{11,43} = (-1)^9 [-p^2 C_1 C_2 - pC_2 (G_1 + G_2 + G_3) - G_2 G_3] =$$

$$= p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G_1 + G_2 + G_3) + G_2 G_3;$$

$$H_U(p) = - \frac{G_1 G_3}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 (G_1 + G_2 + G_3) + G_2 G_3}.$$

Замінюючи $p \rightarrow j\omega$, переходимо до комплексної передатної функції, знаходимо її модуль (АЧХ) та аргумент (ФЧХ):

$$H_U(j\omega) = H_U(p) \Big|_{p=j\omega} = \frac{G_1 G_3}{G_2 G_3 - \omega^2 C_1 C_2 + j\omega C_2 (G_1 + G_2 + G_3)} = |K_U(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)},$$

$$\text{де } K_U(\omega) = \frac{G_1 G_3}{\sqrt{(G_2 G_3 - \omega^2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 C_2^2 (G_1 + G_2 + G_3)^2}} - \text{АЧХ};$$

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg} \frac{\omega C_2 (G_1 + G_2 + G_3)}{G_2 G_3 - \omega^2 C_1 C_2} - \text{ФЧХ}.$$

Приклад 5.10. Ідеальна ДЛ увімкнена до джерела синусоїдної напруги (рис. 5.14). Задані: частота джерела $f = 500$ МГц; хвильовий опір $Z_{\text{хв}} = 200$ Ом; $R_2 = Z_{\text{хв}}$; довжина лінії $l_0 = 1,5$ м; вхідна напруга $u_1(t) = 20 \cos(\omega t + \pi/2)$ В, відгук $i_2(t)$. Побудувати графіки розподілу вздовж лінії амплітуд U_m, I_m та початкових фаз напруги та струму ψ_u, ψ_i , а також вхідного опору. Записати вираз для відгуку.

Розв'язання. Визначимо режим роботи лінії. Оскільки опір навантаги $R_2 = Z_{\text{хв}}$, в лінії існує режим біжних хвиль. Особливості цього режиму такі: 1) у будь-якому перерізі лінії вхідний опір дорівнює хвильовому, 2) амплітуди напруги і струму вздовж лінії постійні; 3) зсув фаз між струмом та напругою відсутній; 4) фаза коливань напруги (струму) зменшується за лінійним законом.

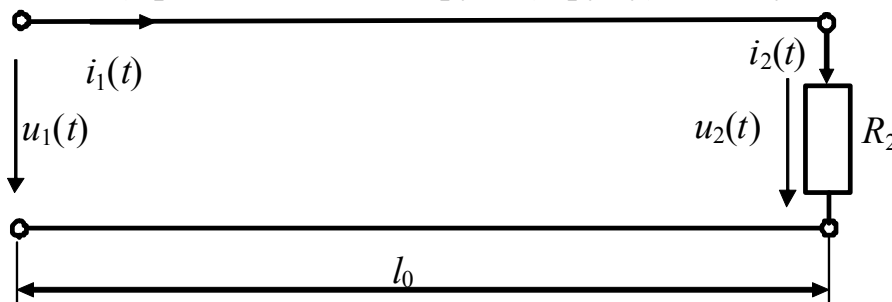


Рисунок 5.14 – Схема кола у прикладі 5.10

Враховуючи ці особливості, визначимо:

1. Амплітуди: напруги $U_m = 10$ В; струму $I_m = U_m / Z_{\text{хв}} = 20 / 200 = 0,1$ А.
2. Довжина хвилі коливань в лінії: $\lambda = 300[\text{м}] / f[\text{МГц}] = 300 / 500 = 0,6$ м.
3. Початкова фаза напруги та струму в опорі навантаги $\psi_2 = \psi_1 - \beta l_0 = \psi_1 - 2\pi l_0 / \lambda = \pi/2 - 2\pi \cdot 1,5 / 0,6 = \pi/2 - 5\pi = -4,5\pi$, або, відкидаючи цілу кількість періодів коливань, $\psi_2 = -\pi/2$.
4. Вираз для відгуку $i_2(t) = 0,1 \cos(\omega t - \pi/2)$ А

Графіки розподілу вздовж лінії амплітуд та початкових фаз напруги та струму, а також вхідного опору побудовано на рис. 5.15.

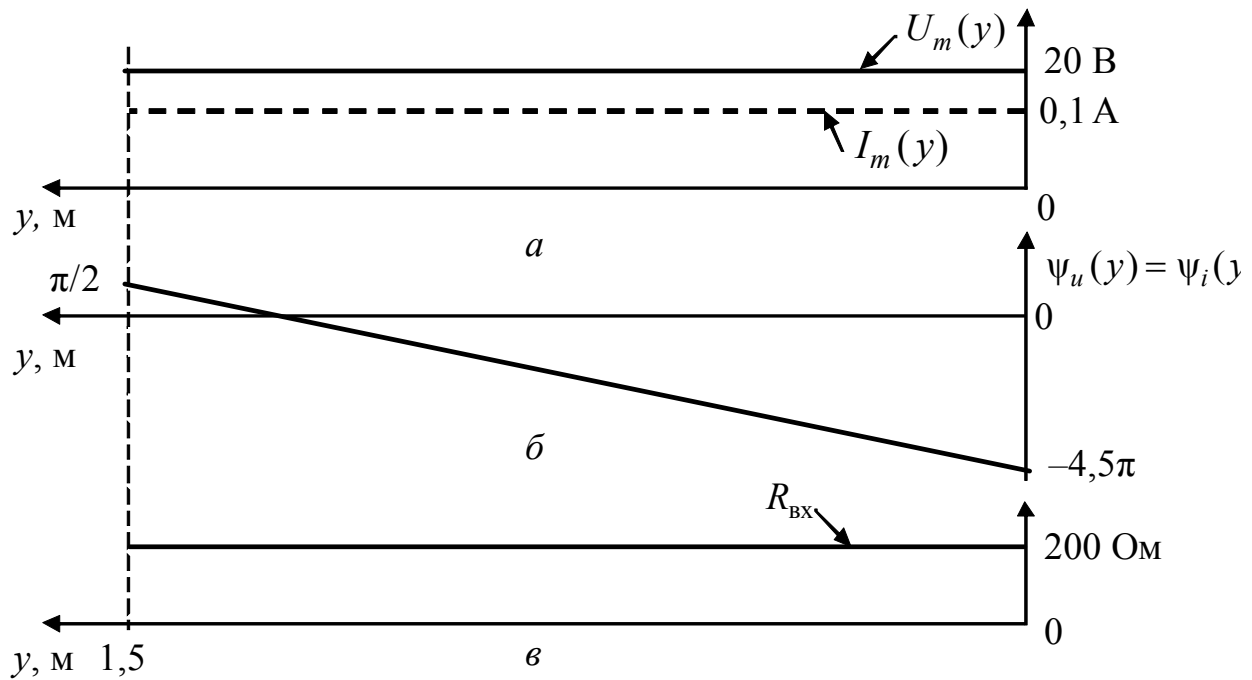


Рисунок 5.15 – Розподіли до прикладу 5.10: *a* – амплітуд напруги і струму; *б* – початкових фаз напруги і струму; *в* – вхідного опору

Приклад 5.11. Ідеальна ДЛ увімкнена до джерела синусоїдної напруги (рис. 5.16, *a*). Задані: частота джерела $f=500$ МГц; хвильовий опір $Z_{\text{хв}} = 200$ Ом; $R_2 \rightarrow \infty$; довжина лінії $l_0 = 0,5$ м; вхідна напруг $u_1(t) = 20 \cos(\omega t + \pi/2)$ В. Побудувати графіки розподілу вздовж лінії амплітуд U_m, I_m та початкових фаз ψ_u, ψ_i напруги та струму, а також вхідного опору. Записати вираз відгуку $i_1(t)$.

Розв'язання. Визначимо режим роботи лінії. Оскільки опір навантаги $R_2 \rightarrow \infty$, в лінії існує режим стійних хвиль.

Режим стійних хвиль характеризується наявністю у лінії перерізів, у яких амплітуда коливань дорівнює нулю (так звані «вузли») і в яких амплітуда максимальна («пучності»). З рівняння передачі

$$\begin{cases} \underline{U}_m(l) = \underline{U}_{m2} \cos \beta y + j Z_{\text{хв}} \underline{I}_{m2} \sin \beta y; \\ \underline{I}_m(l) = \underline{I}_{m2} \cos \beta y + j (\underline{U}_{m2} / Z_{\text{хв}}) \sin \beta y; \end{cases} \quad (5.1)$$

при $R_2 \rightarrow \infty$ і $\underline{I}_{m2} = 0$, отримуємо рівняння стійних хвиль

$$\begin{cases} \underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m2} \cos \beta y; \\ \underline{I}_m(y) = j (\underline{U}_{m2} / Z_{\text{хв}}) \sin \beta y. \end{cases} \quad (5.2)$$

Особливості режиму стійних хвиль такі:

1. Амплітуда напруги (струму) змінюється вздовж лінії за законом косинуса (синуса), тобто має місце зсув фаз $\lambda/4$ за координатою y :

$$U_m = U_{m2} |\cos \beta y|; \quad I_m = (U_{m2} / Z_{\text{хв}}) |\sin \beta y|.$$

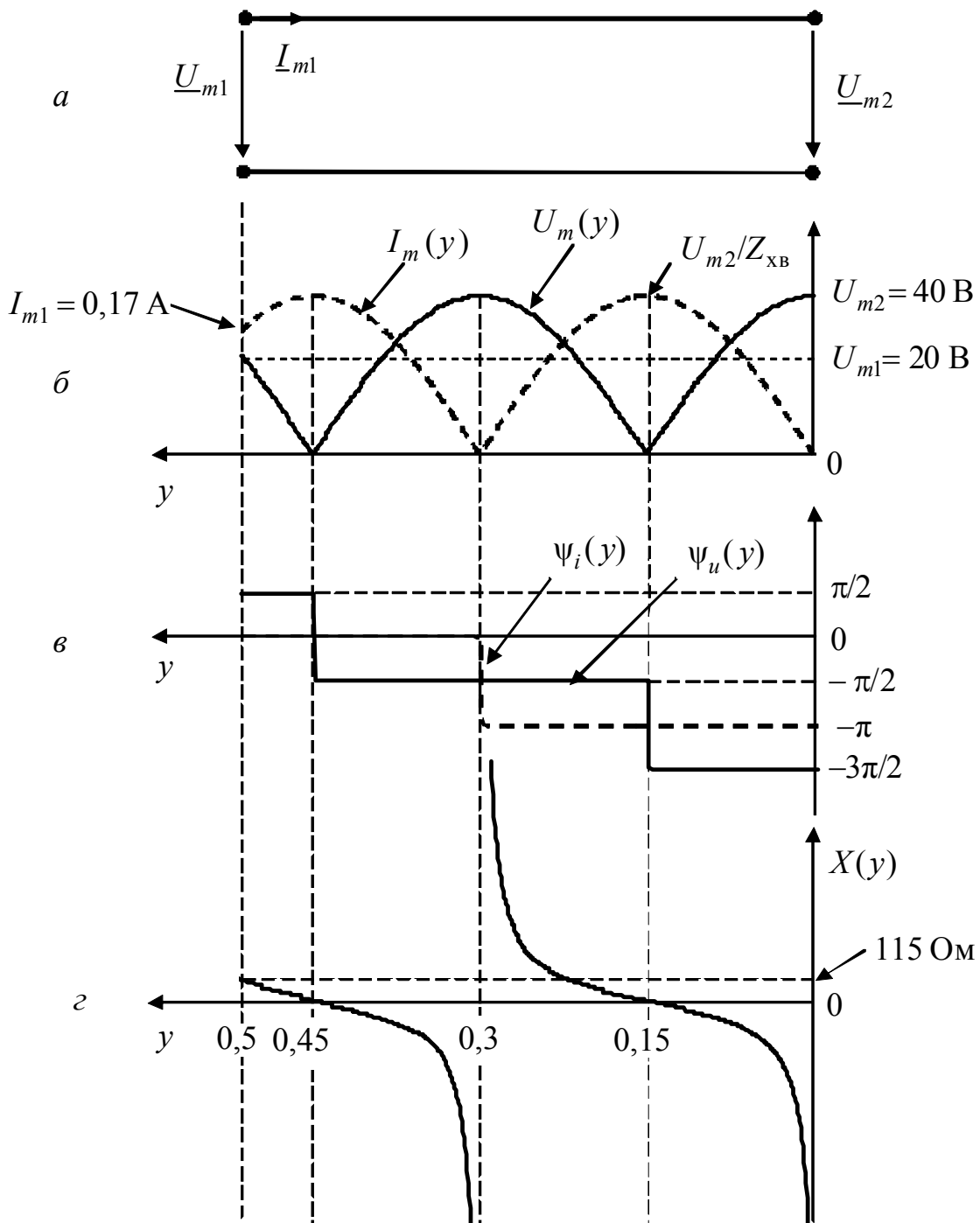


Рисунок 5.16 – Режим стійних хвиль у розімкненій ідеальній лінії:
 а – схема лінії; розподіли: б – амплітуд напруги і струму;
 в – початкових фаз напруги і струму; г – реактивного опору

2. У будь-яких точках лінії, які розташовані між двома сусідніми вузлами, фаза коливань $\psi_u(\psi_i)$ є постійною. При переході через вузол фаза коливань стрибком змінюється на кут π .

3. Різниця фаз коливань напруги та струму у будь-якому перерізі лінії дорівнює $\pm \pi/2$. Це означає, що вхідний опір лінії є реактивним:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \underline{U}_m / \underline{I}_m = -jZ_{\text{XB}} \text{ctg}\beta y.$$

З системи (5.2) визначимо амплітуду напруги на виході U_{m2} , амплітуду струму на вході I_{m1} , максимальне значення амплітуди струму $I_{\text{макс}}$ в лінії:

$$U_{m2} = \frac{U_{m1}}{|\cos \beta l_0|} = \frac{20}{|\cos(2\pi \cdot 0,5/0,6)|} = \frac{20}{|\cos 300^\circ|} = \frac{20}{0,5} = 40 \text{ В};$$

$$I_m(l_0) = I_{m1} = \frac{U_{m2}}{Z_{\text{XB}}} |\sin \beta l_0| = \frac{40}{200} \left| \sin \frac{2\pi \cdot 0,5}{0,6} \right| = 0,17 \text{ А}; \quad I_{\text{макс}} = \frac{U_{m2}}{Z_{\text{XB}}} = \frac{40}{200} = 0,2 \text{ А}.$$

Знайдемо значення вхідного опору:

$$Z_{\text{ВХ}} = jX_{\text{ВХ}} = -jZ_{\text{XB}} \text{ctg} \beta l_0 = -j200 \text{ctg} \frac{2\pi \cdot 0,5}{0,6} = j115 \text{ Ом}.$$

Враховуючи особливості режиму стійних хвиль при холостому ході та знайдені вище числові значення параметрів, побудуємо розподіли амплітуд, початкових фаз напруги та струму, а також реактивної складової вхідного опору вздовж лінії (рис. 5.16). Миттєве значення відгуку: $i_1(t) = 0,17 \cos(2\pi \cdot 5 \cdot 10^8 t) \text{ А}$.

Приклад 5.12. Ідеальна ДЛ увімкнена до джерела синусоїдної напруги (рис. 5.17, а). Задані: частота джерела $f=500 \text{ МГц}$; хвильовий опір $Z_{\text{XB}} = 200 \text{ Ом}$; $R_2 = 0$; довжина лінії $l_0 = 0,5 \text{ м}$; вхідна напруга $u_1(t) = 20 \cos(\omega t + \pi/2) \text{ В}$, відгук $i_2(t)$. Побудувати графіки розподілу вздовж лінії амплітуд U_m, I_m та початкових фаз напруги та струму, а також вхідного опору. Записати вираз для відгуку.

Розв'язання. Визначимо режим роботи лінії. Оскільки опір навантаги $R_2 = 0$, в лінії існує режим стійних хвиль. З рівняння передачі (5.1) при $R_2 = 0$ і $\underline{U}_{m2} = 0$, отримуємо рівняння стійних хвиль

$$\begin{cases} \underline{U}_m(y) = jZ_{\text{XB}} \underline{I}_{m2} \sin \beta y; \\ \underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} \cos \beta y. \end{cases} \quad (5.3)$$

В режимі короткого замикання спостерігаються ті самі особливості стійних хвиль, що у режимі холостого ходу, зокрема вхідний опір лінії є реактивним: $Z_{\text{ВХ}} = \underline{U}_m / \underline{I}_m = jZ_{\text{XB}} \text{tg} \beta y$.

З системи (5.3) визначимо амплітуду струму на виході I_{m2} , амплітуду струму на вході I_{m1} , максимальне значення амплітуди напруги $U_{\text{макс}}$ в лінії:

$$I_{m2} = \frac{U_{m1}}{Z_{\text{XB}} |\sin \beta l_0|} = \frac{20}{200 |\sin(2\pi \cdot 0,5/0,6)|} = 0,115 \text{ А};$$

$$I_{m1} = I_{m2} |\cos \beta l_0| = 0,115 |\cos(2\pi \cdot 0,5/0,6)| = 0,057 \text{ А};$$

$$U_{\text{макс}} = Z_{\text{XB}} I_{m2} = 200 \cdot 0,115 = 23 \text{ В}.$$

Знайдемо значення вхідного опору:

$$Z_{\text{ВХ}} = jX_{\text{ВХ}} = jZ_{\text{XB}} \text{tg} \beta l_0 = j200 \text{tg} \frac{2\pi \cdot 0,5}{0,6} = -j346 \text{ Ом}.$$

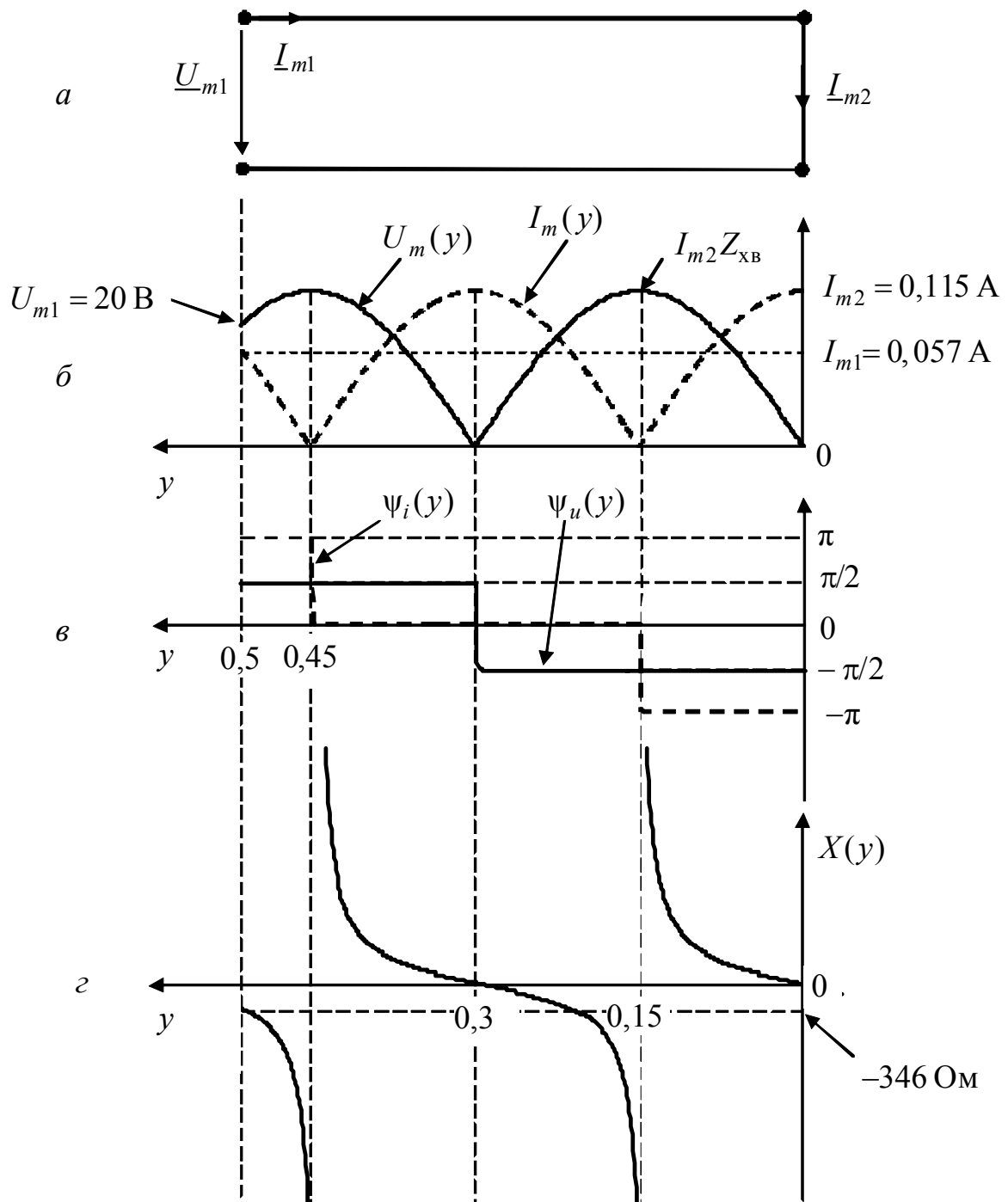


Рисунок 5.17 – Режим стійних хвиль у замкненій ідеальній лінії:
 а – схема лінії; розподіли: б – амплітуд напруги і струму;
 в – початкових фаз напруги і струму; г – реактивного опору

Враховуючи особливості режиму стійних хвиль при короткому замиканні та знайдені вище числові значення параметрів, побудуємо розподіли амплітуд, початкових фаз напруги та струму, а також реактивної складової вхідного опору вздовж лінії (рис. 5.17).

Миттєве значення відгуку становитиме: $i_2(t) = 0,115 \cos(2\pi \cdot 5 \cdot 10^8 t + \pi) \text{ A}$.

Приклад 5.13. Ідеальну ДЛ навантажено на активний опір $R_2 > Z_{\text{ХВ}}$. Відомо максимальну та мінімальну амплітуди струму: $I_{\text{max}} = 0,33 \text{ А}$; $I_{\text{min}} = 0,2 \text{ А}$, а також амплітуду напруги на відстані $\lambda/4$ від навантаги: $U_{\lambda/4} = 60 \text{ В}$. Знайти КБХ, максимальну амплітуду напруги в лінії, хвильовий опір та опір навантаги.

Розв'язання.

1. Знаходимо коефіцієнт біжної хвилі $K_{\text{бх}} = \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{max}}} = \frac{0,2}{0,33} = 0,6$.

2. Оскільки опір навантаги є активним, але не дорівнює хвильовому, в лінії встановлюється режим змішаних хвиль. Оскільки $R_2 > Z_{\text{ХВ}}$, напруга є максимальною в опорі навантаги і мінімальною на відстані $\lambda/4$ від кінця лінії. Отже, за умовою $U_{\text{min}} = U_{\lambda/4} = 60 \text{ В}$.

Тоді з формули для КБХ знаходимо $U_{\text{max}} = U_{\text{min}} / K_{\text{бх}} = 100 \text{ В}$.

3. Щоб знайти $Z_{\text{ХВ}}$, скористаємось системою $\underline{U}_m(y) = \underline{U}_{m2} \cos \beta y + j \underline{I}_{m2} R_{\text{ХВ}} \sin \beta y$; $\underline{I}_m(y) = \underline{I}_{m2} \cos \beta y + j(\underline{U}_{m2} / R_{\text{ХВ}}) \sin \beta y$ (табл. 3.49) за умови, що $y = \lambda/4$:

$$\begin{cases} \underline{U}_{\lambda/4} = j Z_{\text{ХВ}} \underline{I}_{m2} \\ \underline{I}_{\lambda/4} = j \underline{U}_{m2} / Z_{\text{ХВ}} \end{cases}, \text{ або } \begin{cases} \underline{U}_{\text{min}} = j Z_{\text{ХВ}} \underline{I}_{\text{min}} \\ \underline{I}_{\text{max}} = j \underline{U}_{\text{max}} / Z_{\text{ХВ}} \end{cases}$$

звідки $Z_{\text{ХВ}} = U_{\text{min}} / I_{\text{min}} = U_{\text{max}} / I_{\text{max}} = 300 \text{ Ом}$.

4. Опір навантаги визначаємо за законом Ома:

$$R_2 = U_{m2} / I_{m2} = U_{\text{max}} / I_{\text{min}} = 500 \text{ Ом}.$$

Обчислимо також вхідний опір лінії у точці $y = \lambda/4$. Очевидно, що він є суто активним:

$$R_{\lambda/4} = U_{\lambda/4} / I_{\lambda/4} = U_{\text{min}} / I_{\text{max}} = Z_{\text{ХВ}}^2 / R_2 = 180 \text{ Ом}.$$

6 ТИПОВІ ТЕСТОВІ ЗАВДАННЯ ТА ВІДПОВІДІ

6.1 Основні поняття, елементи та закони теорії кіл

1. Визначити поняття “електричне коло”.

Відповідь. Сукупність пристроїв і середовищ, що створюють замкнені шляхи для електричного струму.

2. Визначити поняття «електричний струм».

Відповідь. Впорядковане переміщення електричних зарядів i (чи) явище зміни електромагнітного поля в часі.

3. Визначити поняття «елемент кола».

Відповідь. Складова частина електричного кола, яка не може бути розділена на частини конструктивно без втрати властивих їй характеристик.

4. Визначити поняття «ідеальний елемент кола».

Відповідь. Абстрактне подання елемента кола, що характеризується єдиним параметром.

5. Визначити поняття «активний елемент кола».

Відповідь. Джерело енергії, що зумовлює появу в пасивних елементах струмів і напруг.

6. Як пов’язані струми і напруги у пасивних елементах кола?

Відповідь. $u_R = Ri$; $i_G = Gu$; $i_C = C \frac{du}{dt}$; $u_C = \frac{1}{C} \int idt$; $u_L = L \frac{di}{dt}$; $i = \frac{1}{L} \int u_L dt$.

7. Визначити поняття «схема кола».

Відповідь. Графічна модель кола, яка зображує його за допомогою ідеальних елементів.

8. Визначити поняття «вітка».

Відповідь. Декілька послідовно сполучених елементів, в яких проходить один і той самий струм.

9. Яке з’єднання елементів називають паралельним?

Відповідь. З’єднання елементів з однаковою напругою на них.

10. Скільки незалежних рівнянь складають на підставі першого та другого законів Кірхгофа, якщо у колі M вузлів і N віток?

Відповідь. За першим законом: $N = M - 1$; за другим: $N = N - M + 1$.

11. Які ознаки режимів короткого замикання (КЗ) та холостого ходу (ХХ)?

Відповідь. Робота кола або генератора у ненавантаженому стані: КЗ – коли вихідна напруга дорівнює нулю, а вихідні затискачі замкнені; ХХ – коли вихідний струм дорівнює нулю, а вихідні затискачі розімкнені.

12. Яке джерело називають залежним?

Відповідь. Джерело, параметри напруги і струму якого залежать від режиму роботи кола.

6.2 Аналіз кіл постійного струму

1. Визначити еквівалентний опір кола (рис. 6.1, а) відносно точок 1-2.

Відповідь. $R_e = R_1 + \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4}$.

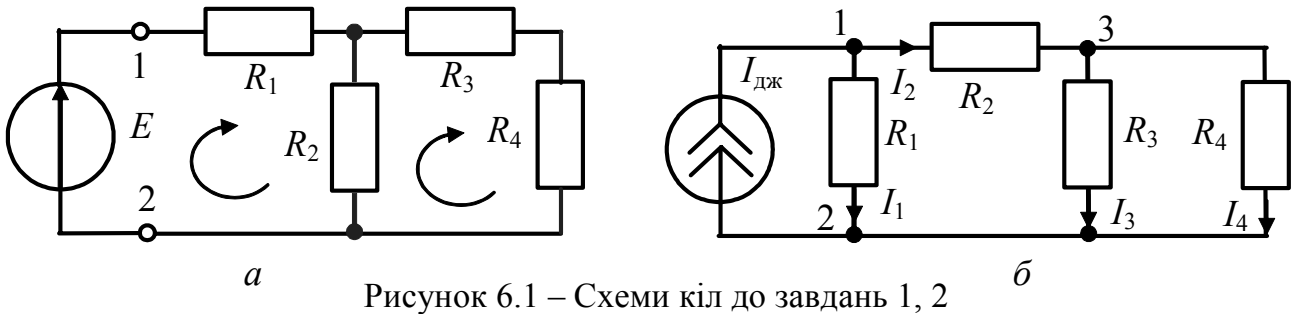


Рисунок 6.1 – Схеми кіл до завдань 1, 2

2. Визначити еквівалентний опір кола (рис. 6.1, б) відносно точок 1-2.

Відповідь. $R_e = R_1(R_2 + \frac{R_3R_4}{R_3 + R_4}) / (R_1 + R_2 + \frac{R_3R_4}{R_3 + R_4})$.

3. Визначити струм та напругу в опорі R_3 кола (рис. 6.1, а).

Відповідь. $I_3 = I_1 R_2 / (R_2 + R_3 + R_4)$; $U_{R3} = I_1 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3 + R_4}$.

4. Визначити струм та напругу в опорі R_3 кола (рис. 6.1, б).

Відповідь. $I_3 = I_{дж} \frac{R_1 R_4}{(R_1 + R_2 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4})(R_3 + R_4)}$; $U_{R3} = I_2 \frac{R_4 R_3}{R_3 + R_4}$.

5. Три однакові опори R з'єднані: а) послідовно, б) паралельно. Знайти еквівалентний опір.

Відповідь. а) $3R$; б) $R/3$.

6. Щоб визначити струм в опорі R_4 кола (рис. 6.1, а), використано теорему Тевенена. Найдіть параметри еквівалентного джерела напруги.

Відповідь. $R_{ie} = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$; $E_e = \frac{E R_2}{R_1 + R_2}$.

7. Щоб визначити струм в опорі R_4 кола (рис. 6.1, б), використано теорему Нортена. Найдіть параметри еквівалентного джерела струму.

Відповідь. $R_{ie} = \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3}$; $I_e = \frac{I_{дж} R_1}{R_1 + R_2}$.

8. Скласти матриці опорів та контурних ЕРС кола (рис. 6.1, а) згідно з МКТ. Відповідь. $\begin{pmatrix} R_1+R_2 & -R_2 \\ -R_2 & R_2+R_3+R_4 \end{pmatrix}$; $\begin{pmatrix} E \\ 0 \end{pmatrix}$.

9. Скласти матрицю провідностей та вузлових струмів кола (рис. 6.1, б) згідно з МВН, вважаючи вузол 3 базисним.

Відповідь. $\begin{pmatrix} G_1+G_2 & -G_1 \\ -G_1 & G_1+G_3+G_4 \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} I_{дж} \\ -I_{дж} \end{pmatrix}$.

10. Скласти рівняння за першим законом Кірхгофа для кола (рис. 6.1, б) для вузлів 1, 3.

Відповідь. $I_{дж} - I_1 - I_2 = 0; I_2 - I_3 - I_4 = 0$.

6.3 Аналіз кіл синусоїдного струму

1. Який вигляд має аналітичний вираз синусоїдного струму $i(t)$?

Відповідь. $i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_0)$.

2. Який період коливань струму $i(t) = 0,1 \cos(1,5\pi \cdot 10^3 t + \pi/2)$ мА?

Відповідь. $T = (4/3) \cdot 10^{-3}$ с.

3. Визначити поняття «комплексна амплітуда синусоїдного струму».

Відповідь. Комплексне число, модуль якого дорівнює амплітуді, а аргумент – початковій фазі синусоїдного струму.

4. Якою є комплексна амплітуда, що відповідає миттєвому значенню напруги $u(t) = 25 \sin(2\pi \cdot 10^5 t + \pi/4)$ В?

Відповідь. $\underline{U}_m = 25e^{j\pi/4}$ В.

5. Яке співвідношення пов'язує миттєву $p(t)$ та активну P потужності?

Відповідь. $P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$.

6. В якому елементі кола напруга за фазою випереджає струм?

Відповідь. В індуктивності.

7. Яка формула визначає комплексний опір кола (рис. 6.2, а)?

Відповідь. $\underline{Z} = R_1 + R_2 / (j\omega CR_2 + 1)$.

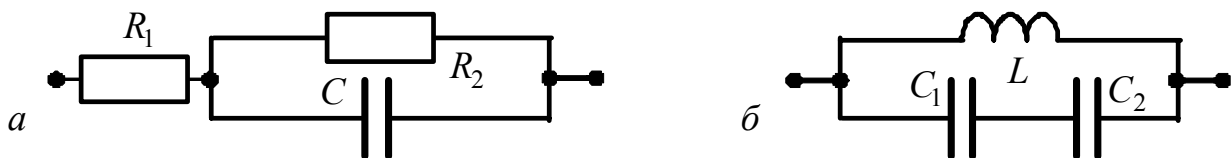


Рисунок 6.2 – Схеми кіл до завдань 7, 8

8. Яка формула визначає комплексну провідність кола (рис. 6.2, б)?

Відповідь. $\frac{1}{\omega L} - \omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

9. Якщо струм у колі дорівнює $i(t) = 0,1 \cos(10^5 \pi t + \pi/4)$ А, а напруга на затискачах $u(t) = 50 \cos(10^5 \pi t - \pi/3)$ В, яке значення має комплексний опір \underline{Z} ?

Відповідь. $500e^{-j\pi/12}$ Ом.

10. Яка формула відповідає комплексному опорі індуктивності?

Відповідь. $j\omega L$.

11. Яка векторна діаграма відповідає колу (рис. 6.3, а)?

Відповідь. Рис. 6.3, б.

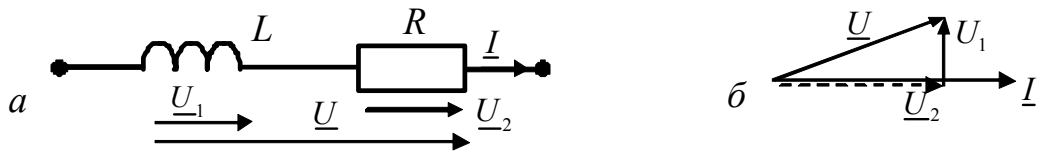


Рисунок 6.3 – Схема кола та векторна діаграма до завдання 11

12. Який вигляд має формула повного опору послідовного R, L кола?

Відповідь. $\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$.

6.4 Частотні характеристики кіл. Резонансні контури

1. Яку розмірність має модуль КПФ лінійного кола, якщо дія – струм, а відгук – напруга?

Відповідь. Ом.

2. Яка формула визначає КПФ кола (рис. 6.4, а), якщо дія – напруга \underline{U}_1 , а відгук – напруга \underline{U}_2 ?

Відповідь. $\underline{Z}_2 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)$.

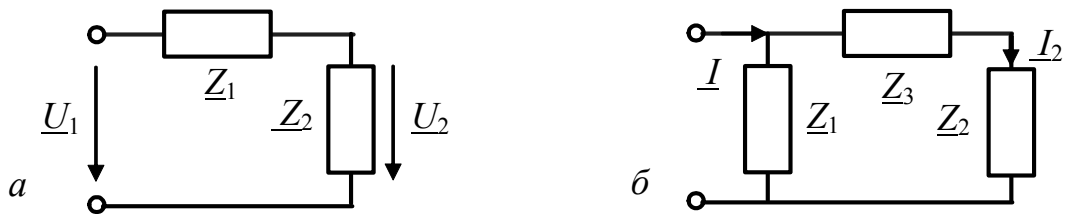


Рисунок 6.4 – Схеми кіл до визначення КПФ та ЧХ

3. Яка формула визначає КПФ кола (рис. 6.4, б), якщо дія – струм \underline{I} , а відгук – струм \underline{I}_2 ?

Відповідь. $\underline{Z}_1 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3)$.

4. КПФ кола визначають за формулою: $H(j\omega) = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$, де $\underline{Z}_2 = R$ – активний опір; \underline{Z}_1 – індуктивний опір. Який вираз визначає АЧХ кола?

Відповідь. $R / \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$.

5. КПФ кола $H(j\omega) = \frac{1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$. Який вираз визначає ФЧХ, якщо \underline{Z}_1 – активний опір, а \underline{Z}_2 – ємнісний?

Відповідь. $\arctg(1/\omega RC)$.

6. Який вид резонанса спостерігається у паралельному контурі?

Відповідь. Резонанс струмів.

7. В резонансі діюче значення напруги на ємності послідовного контуру дорівнює 100 мВ. Яку добротність має контур, якщо діюче значення вхідної ЕРС 2,5 мВ?

Відповідь. 40.

8. Яка формула визначає резонансну криву напруги на індуктивності в послідовному контурі, який увімкнено до джерела з ЕРС \underline{E} ?

Відповідь. $E\omega L / R\sqrt{1+\xi^2}$.

9. Яке значення має узагальнена розстройка послідовного контуру ξ на границях смуги пропускання, якщо її вимірюють на рівні 0,5 від резонансного значення струму?

Відповідь. $\pm\sqrt{3}$.

10. Яка формула визначає резонансну криву напруги паралельного контури, який увімкнено до джерела струму \underline{I} ?

Відповідь. $IZ_{\text{рез}} / \sqrt{1+\xi^2}$.

11. Як зміниться резонансне значення струму у послідовному резонансному контурі, якщо активний опір контуру зменшити удвічі, не змінюючи інші первинні параметри?

Відповідь. Збільшиться у два рази.

12. Як зміниться смуга пропускання послідовного резонансного контури, якщо активний опір контуру зменшити удвічі, не змінюючи інші первинні параметри?

Відповідь. Зменшиться у два рази.

6.5 Аналіз перехідних процесів

1. Обчислити сталу часу R, C кола, якщо $R = 1$ кОм, $C = 2$ мкФ.

Відповідь. 2 мс.

2. Визначити сталу часу кола (рис. 6.5, а).

Відповідь. $L(R_1 + R_2) / R_1R_2$.

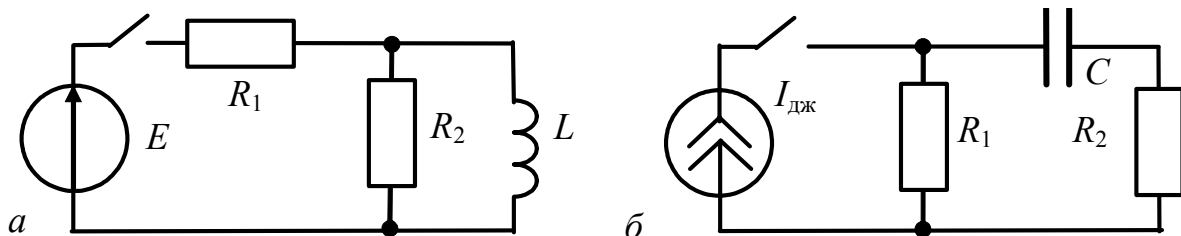


Рисунок 6.5 – Схеми кіл до аналізу перехідних процесів

3. Визначити сталу часу кола (рис. 6.5, б).

Відповідь. $(R_1 + R_2)C$.

4. Яка формула визначає струм $i_1(+0)$ в опорі R_1 (рис. 6.5, а)?

Відповідь. $E / (R_1 + R_2)$.

5. Яка формула визначає $i_1(+0)$ в опорі R_1 (рис. 6.5, б), якщо $R_1 = R_2$?

Відповідь. $I_{дж} / 2$.

6. Яка формула визначає струм $i_L(\infty)$ (рис. 6.5, а)?

Відповідь. E / R_1 .

7. Яка формула визначає напругу $u_C(\infty)$ (рис. 6.5, б) ?

Відповідь. $I_{дж} R_1$.

8. За якої умови перехідний процес у колі 2-го порядку, що складається з послідовно з'єднаних елементів R, L, C , має аперіодичний характер?

Відповідь. $R > 2\sqrt{L/C}$.

9. Визначити перехідну характеристику послідовного кола R, C , якщо дія – напруга на вході, а відгук – напруга на ємності.

Відповідь. $1 - e^{-t/RC}$.

10. Визначити перехідну характеристику послідовного кола R, L , якщо дія – напруга на вході, а відгук – напруга на індуктивності.

Відповідь. $e^{-(R/L)t}$.

11. Визначити імпульсну характеристику послідовного кола R, C , якщо дія – напруга на вході, а відгук – напруга на ємності.

Відповідь. $\frac{1}{RC} e^{-t/RC}$.

12. Визначити імпульсну характеристику послідовного кола R, L , якщо дія – напруга на вході, а відгук – напруга на індуктивності.

Відповідь. $\delta(t) - \frac{R}{L} e^{-(R/L)t}$.

13. Яке зображення відповідає напрузі $u(t) = \delta(t - t_0)$?

Відповідь. e^{-pt_0} .

14. Яка напруга відповідає зображенню $U_0 / (p + \beta)$?

Відповідь. $U_0 e^{-\beta t}$.

15. На вході послідовного кола R, C діє напруга $u_1(t) = U_0 \delta(t)$. Яка формула відповідає зображенню струму у колі?

Відповідь. $\frac{U_0}{R + 1/pC}$.

16. У нерозгалуженій вітці паралельного кола R, L тече струм $i(t) = I_0 \cdot 1(t - t_0)$. Яка формула відповідає зображенню струму в опорі?

Відповідь. $I_0 e^{-pt_0} \cdot \frac{pL}{R + pL}$.

6.6 Параметри та режими роботи ДЛ

1. Яка формула встановлює зв'язок між хвильовим опором та первинними параметрами лінії?

Відповідь. $\sqrt{(R_1 + j\omega L_1)/(G_1 + j\omega C_1)}$.

2. Дати визначення поняттю «коефіцієнт стійкої хвилі».

Відповідь. Відношення максимальної амплітуди напруги або струму в лінії до мінімальної.

3. Опір навантаги ідеальної довгої лінії $R_2 = Z_{\text{хв}} = 50$ Ом. Миттєве значення струму на вході лінії $i_1(t) = 0,05\cos(3\pi \cdot 10^8 t + \pi/2)$ А. Довжина лінії $l_0 = 1$ м. Знайти напругу в кінці лінії.

Відповідь. $i_2(t) = 0,05\cos(3\pi \cdot 10^8 t - \pi/2)$ А.

4. Хвильовий опір розімкненої ідеальної довгої лінії $Z_{\text{хв}} = 100$ Ом. Миттєве значення напруги на вході лінії $u_1(t) = 5\cos(\pi \cdot 10^9 t + \pi/4)$ В. Довжина лінії $l_0 = 0,6$ м. Знайти напругу в кінці лінії.

Відповідь. $u_2(t) = 5\cos(\pi \cdot 10^9 t + \pi/4)$ В.

5. Хвильовий опір замкненої ідеальної довгої лінії $Z_{\text{хв}} = 75$ Ом. Миттєве значення струму на виході лінії $i_2(t) = 0,1\cos(2\pi \cdot 10^8 t + \pi/2)$ А. Довжина лінії $l_0 = 0,75$ м. Знайти напругу на вході лінії.

Відповідь. $u_1(t) = 7,5\cos(2\pi \cdot 10^8 t + \pi)$ В.

6. За якого опору навантаги Z_2 у лінії існує режим біжних хвиль?

Відповідь. $Z_2 = Z_{\text{хв}}$.

7. Як змінюється фаза синусоїдних коливань струму в ідеальній ДЛ при переході через вузол, якщо лінія навантажена на ємність?

Відповідь. Стрибком змінюється на кут π .

8. Яка різниця фаз коливань напруги та струму у будь-якому перерізі ідеальної ДЛ, яка навантажена на індуктивність?

Відповідь. $\pm \pi/2$.

9. Визначити амплітуду напруги в кінці лінії з втратами в режимі біжних хвиль, якщо довжина лінії 50 м, коефіцієнт ослаблення 0,02 Нп/м, вхідна напруга 30 В.

Відповідь. 11 В.

10. В ідеальній ДЛ максимальне та мінімальне значення напруги становлять 5 В і 4 В. Обчислити коефіцієнт біжної хвилі.

Відповідь. 0,8.

11. Яке значення має вхідний опір ідеальної розімкненої лінії довжиною 22,5 м, якщо в лінії поширюється коливання з частотою 10 МГц?

Відповідь. 0.

12. Як зміниться початкова фаза напруги в кінці ідеальної лінії в режимі біжних хвиль, якщо довжина лінії 1,5 м; частота 100 МГц.

Відповідь. Зменшиться на π .

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Основи теорії кіл [Текст]: підручник для студентів ВНЗ. Ч.1 / Ю.О. Коваль, Л.В. Грінченко, І.О. Милютченко, О.І. Рибін. – Харків: ХНУРЕ: Колегіум, 2004. – 436 с.
2. Основи теорії кіл [Текст]: підручник для студентів ВНЗ. Ч.2 / Ю.О. Коваль, Л.В. Грінченко, І.О. Милютченко, О.І. Рибін. – Харків: ХНУРЕ: Колегіум, 2006. – 668 с.
3. Основи теорії кіл, сигналів та процесів в СТЗІ [Текст]: Підручник для студентів ВНЗ. Ч.1. / Ю.О. Коваль, І.О. Милютченко, А.М. Олейніков, В.М. Шокало та ін; за заг. редакцією В.М. Шокала. – Харків: НТМТ, 2011. – 544 с.
4. Задачник з основ теорії електро-, радіокіл [Текст]: Навч. посібник для студентів ВНЗ. / Ю.О. Коваль, Г.О. Ликова, І.О. Милютченко. – Харків: ХНУРЕ; 2010. – 196 с.
5. ДСТУ 2815-94 Електричні й магнітні кола та пристрої. Терміни та визначення [Текст]. – Чинний від 01.01.1996. К.: Держстандарт України, 1995. – 107 с.
6. ДСТУ 3120-95 Електротехніка. Літерні позначення основних величин [Текст]. – Чинний від 01.10.1997. К.: .: Держстандарт України, 1995. – 40 с.
7. Теоретические основы электротехники. Справочник по теории электрических цепей [Текст]: учеб. пособие для студентов ВУЗов / Под ред. Ю. А. Бычкова, В.М. Золотницкого, Э.П. Чернышева. – СПб.: Питер, 2008. – 349 с.
8. Bird John. Electrical Circuit Theory and Technology / J. Bird. – Revised second edition. – Newnes, Elsevier Science, 2003. – 994 p.

ДЛЯ ПОДАТОК

Навчальне видання

МИЛЮТЧЕНКО Іван Олександрович

ДОВІДНИК
З ОСНОВ ТЕОРІЇ КІЛ

Навчальний посібник

для студентів спеціальностей

172 «Телекомунікації та радіотехніка»
спеціалізації «Радіотехніка»,
125 «Кібербезпека» спеціалізації
«Системи технічного захисту інформації»

Відповідальний випусковий І.Є. Антіпов

Редактор О.Г. Троценко

Комп'ютерна верстка Г.М. Голоднікова

План 2018 (перше півріччя), поз. 4
Підп. до друку 02.05.18. Формат 60x 84 ¹/₁₆. Спосіб друку – ризографія.
Умов. друк.арк. 9,0. Облік.вид.арк. 8,0. Тираж 50 прим.
Ціна договірна.

ХНУРЕ. 61166, Харків, просп. Науки 14

Віддруковано в редакційно-видавничому відділі ХНУРЕ
61166, Харків, просп. Науки, 14